

# АНТЕННЫ

Издание одиннадцатое, исправленное

# Содержание

<b>20. Рамочные антенны</b> .....	11
20.1. Принцип действия рамочных антенн .....	11
20.2. Практика создания рамочных антенн .....	16
20.3. Электрически-магнитная антенна Groundplane .....	19
20.4. Преимущества рамочных антенн .....	21
20.5. Особенности излучения рамочных антенн .....	22
20.6. Указания по проектированию рамочных антенн .....	22
<b>21. Активные антенны</b> .....	25
21.1. Введение .....	25
21.2. Принципиальные положения .....	25
21.3. Применение .....	28
21.4. Заключение .....	29
21.5. Рекомендации по разработке .....	29
<b>22. Практика применения антенн метрового и дециметрового диапазонов</b> .....	34
22.1. Поляризация антенн УКВ и ДМВ диапазонов .....	34
22.2. Рекомендации по устройству и монтажу антенн УКВ и ДМВ диапазонов .....	35
22.3. Рациональный выбор антенны для УКВ и ДМВ диапазонов .....	36
22.4. УКВ и ДМВ антенны: мифы и реальность .....	37
22.5. Эталонные антенны для диапазонов УКВ и ДМВ .....	39
<b>23. Продольные излучатели для УКВ и ДМВ диапазонов</b> .....	42
23.1. Направленные УКВ и ДМВ антенны с двумя элементами .....	42
23.1.1. Двухэлементная антенна для диапазона 2 м .....	42
23.1.2. Антенны НВ9СV для диапазонов 2 м и 70 см .....	42
23.2. Директорные антенны для диапазонов УКВ и ДМВ .....	44
23.2.1. Принцип действия и усиление антенны «волновой канал» .....	44
23.2.2. Советы по самостоятельному изготовлению директорных антенн .....	47
23.3. Короткие и длинные директорные антенны .....	53
23.3.1. Короткие директорные антенны для диапазона 2 м .....	53
23.3.2. Короткие директорные антенны для диапазона 70 см .....	57
23.3.3. Длинные директорные антенны для двухметрового диапазона .....	58
23.3.4. Длинные директорные антенны для диапазона 70 см .....	66
23.4. Квадратно-рамочные директорные антенны .....	69
<b>24. Антенные решетки и многоэтажные директорные антенны для УКВ и ДМВ диапазонов</b> .....	72
24.1. Антенные решетки .....	72
24.1.1. Питание антенных решеток .....	73
24.1.2. Антенные решетки с рефлекторами .....	78
24.1.3. Антенные решетки с рефлекторным полотном .....	78
24.1.4. Практика антенных решеток .....	79
24.2. Многоэтажные директорные антенны .....	85
24.2.1. Принцип суперпозиции .....	86
24.2.2. Формирование антенных групп с оптимальными расстояниями .....	87
24.2.3. Возбуждение групповых директорных антенн .....	89
24.2.4. Практика построения групповых директорных антенн .....	91
24.2.5. Особые типы многоэтажных директорных антенн .....	96

<b>25. Антенны кругового излучения для УКВ и ДМВ диапазонов</b> .....	102
25.1. Круговой УКВ излучатель вертикальной поляризации .....	102
25.1.1. Коаксиальная антенна .....	103
25.1.2. J-образная антенна .....	103
25.1.3. Вертикальная антенна длиной $5\lambda/8$ .....	106
25.1.4. Многоэтажный круговой излучатель вертикальной поляризации .....	107
25.1.5. Многоэтажный излучатель длиной $5\lambda/8$ .....	113
25.1.6. Антенна DDDR на частоту 145 МГц .....	115
25.1.7. Дисконусный широкополосный круговой излучатель .....	115
25.2. УКВ и ДМВ круговые излучатели горизонтальной поляризации .....	116
25.2.1. Кольцевой вибратор .....	116
25.2.2. Угловой вибратор .....	117
25.2.3. Турникетная антенна .....	119
25.2.4. Рамочная антенна Алфорда .....	119
25.2.5. Антенна «мальтийский крест» .....	120
25.2.6. Антенна Big Wheel .....	122
25.2.7. Антенна Batwing и супертурникетная антенна .....	125
25.2.8. Антенна кругового излучения с парной спиралью .....	126
25.2.9. Круговой излучатель с двойной рамкой DL7QZ .....	127
<b>26. Особые типы антенн для УКВ и ДМВ диапазонов</b> .....	130
26.1. Плоские вибраторы и их комбинации .....	130
26.1.1. Плоский вибратор .....	130
26.1.2. Веерный вибратор .....	131
26.1.3. Угловой плоский вибратор .....	132
26.2. Антенны с отражателем .....	133
26.2.1. Широкополосные антенны с отражателем .....	134
26.2.2. Многоэтажные широкополосные вибраторы с отражателями .....	135
26.2.3. Угловой отражатель .....	136
26.3. Особые типы продольных излучателей .....	138
26.3.1. Двухзеркальная антенна .....	139
26.3.2. Короткая двухзеркальная антенна .....	140
26.4. Щелевые антенны .....	142
26.5. Антенны круговой поляризации .....	143
26.5.1. Спиральная антенна .....	144
26.5.2. Директорные антенны круговой поляризации .....	149
26.6. Логопериодические антенны для УКВ и ДМВ диапазонов .....	155
26.7. Спиральные антенны .....	161
26.8. Двойная спиральная антенна .....	162
26.9. Антенна Helikon .....	162
<b>27. КВ антенны в диапазонах УКВ и ДМВ</b> .....	165
27.1. Двухъярусная V-образная УКВ антенна .....	165
27.2. Ромбические антенны УКВ и ДМВ диапазонов .....	166
27.3. Двойной квадрат для УКВ .....	168
27.3.1. Простой двойной квадрат .....	168
27.3.2. Многоэтажный двойной квадрат .....	169
27.3.3. Многовибраторная антенна из двойных квадратов диапазона 2 м .....	169
27.3.4. Двойной квадрат и гибридный двойной квадрат DL7KM .....	170
27.3.5. Четырехэтажный двойной квадрат .....	174
27.4. Многопроводная квадратно-рамочная антенна .....	175
27.5. Многоэлементные квадратно-рамочные антенны .....	177
27.5.1. Антенна Quagi .....	177
27.5.2. Квадратно-рамочная антенна с X-образными элементами .....	177
27.6. Остронаправленная кольцевая УКВ антенна .....	178
27.7. Двухдиапазонная оконная рамка .....	179
<b>28. Любительские антенны для мобильной связи</b> .....	180
28.1. Антенны портативных радиостанций .....	180
28.2. КВ антенны для мобильной связи .....	181

28.2.1. Механическое исполнение укороченных вертикальных антенн .....	181
28.2.2. Электрические свойства укороченных вертикальных антенн .....	182
28.3. УКВ антенны для мобильной связи .....	189
28.3.1. Мобильные УКВ антенны вертикальной поляризации .....	190
28.4. Антенны для «охоты на лис» .....	191
28.4.1. Пеленгаторные антенны 80-метрового диапазона .....	191
28.4.2. Пеленгаторные антенны для «охоты на лис» в двухметровом диапазоне .....	194
28.5. Антенны Си-Би связи .....	196
28.5.1. Антенны для карманных радиотелефонов 11-метрового диапазона .....	198
28.5.2. Антенны для автомобильных радиотелефонов на длину волны 11 м .....	198
28.5.3. Антенны для стационарных радиотелефонов 11-метрового диапазона .....	199
28.5.4. Остронаправленная мини-антенна 11-метрового диапазона .....	200
<b>29. Антенны для приема теле- и радиовещания .....</b>	<b>203</b>
29.1. Распространение волн в диапазонах АМ вещания .....	203
29.1.1. Особенности распространения коротких волн .....	204
29.1.2. Особенности распространения средних волн .....	204
29.1.3. Особенности распространения длинных волн .....	204
29.2. Радиовещательные приемные антенны коротких, средних и длинных волн .....	205
29.2.1. Высокие антенны .....	205
29.2.2. Антенны на ферритовых стержнях .....	208
29.2.3. Автомобильные антенны .....	209
29.3. Антенны для приема телевизионных передач .....	210
29.3.1. Одноэлементная антенна .....	212
29.3.2. Двухэлементная антенна .....	212
29.3.3. Трехэлементная директорная антенна .....	212
29.3.4. Четырехэлементная директорная антенна .....	212
29.3.5. Шестиэлементная многоканальная директорная антенна .....	213
29.3.6. Восьмиэлементная директорная антенна .....	214
29.3.7. Девятиэлементная директорная антенна .....	214
29.3.8. 13-элементная многоканальная директорная антенна .....	215
29.3.9. 20-элементная многоканальная директорная антенна .....	217
29.3.10. Телевизионные антенные решетки .....	217
29.3.11. Многоэтажные телевизионные директорные антенны .....	217
29.3.12. Телевизионные антенны дециметрового диапазона .....	221
29.4. Приемные антенны УКВ ЧМ диапазона .....	227
29.5. Приемные антенны спутникового телевидения .....	227
29.5.1. Введение .....	227
29.5.2. Искусственные спутники Земли .....	229
29.5.3. Антенны .....	230
<b>30. Защита от радиопомех .....</b>	<b>234</b>
30.1. Общие мероприятия по подавлению помех .....	234
30.2. Фильтры .....	235
30.2.1. Фильтр нижних частот .....	236
30.2.2. Фильтр верхних частот .....	237
30.2.3. Полосовой фильтр .....	237
30.2.4. Режекторный фильтр .....	238
30.3. Антенный фильтр для любительского передатчика .....	239
30.3.1. Фильтр нижних частот для передатчика QRP .....	239
30.3.2. Сдвоенный ФНЧ .....	240
30.3.3. Трехсекционный ФНЧ .....	241
30.3.4. Блокировка поверхностных волн .....	242
30.3.5. ФНЧ для передатчика УКВ .....	242
30.4. Практические реализации фильтров для бытовой электроники .....	245
30.4.1. Фильтры верхних частот .....	245
30.4.2. Высокочастотный разделительный трансформатор .....	246
30.4.3. Высокочастотный шлейф .....	248
30.4.4. Фильтры нижних частот .....	248
30.4.5. Дополнительные средства защиты от помех .....	249

<b>31. Измерительные приборы и измерения характеристик антенн</b> .....	252
31.1. Приборы .....	252
31.1.1. Индикаторы тока и напряжения .....	252
31.1.2. Индикатор резонанса .....	253
31.1.3. КСВ-метры .....	259
31.1.4. Измерители полного внутреннего сопротивления .....	266
31.1.5. Измерительная линия .....	272
31.1.6. Измерители напряженности поля .....	273
31.2. Измерения .....	275
31.2.1. Измерения резонанса .....	275
31.2.2. Измерения согласования .....	277
31.2.3. Измерение входного сопротивления .....	277
31.2.4. Измерения характеристик линий передачи .....	280
31.2.5. Измерение усиления .....	281
31.2.6. Измерения на моделях .....	283
31.3. Принадлежности .....	284
31.3.1. Эквивалентные нагрузки .....	284
31.3.2. Аттenuаторы .....	285
<b>32. Символьные методы и круговая диаграмма полных сопротивлений</b> .....	289
32.1. Комплексное представление переменных величин .....	289
32.1.1. Временной ход гармонической переменной величины .....	289
32.1.2. Комплексные числа .....	289
32.1.3. Комплексное представление синусоидальных переменных величин .....	291
32.1.4. Комплексное сопротивление .....	291
32.2. Амплитудно-фазовые характеристики .....	292
32.3. Круговая диаграмма полных сопротивлений .....	293
32.3.1. Гауссова числовая плоскость и диаграмма Смита .....	294
32.3.2. Представление комплексных сопротивлений и проводимостей на диаграмме Смита .....	294
32.3.3. Преобразование сопротивлений в проводимости .....	295
32.3.4. Преобразование сопротивлений с помощью диаграммы Смита .....	296
32.3.5. Преобразование сопротивления с помощью двух реактивных сопротивлений .....	298
32.3.6. Диаграмма Смита для линий передачи .....	300
<b>33. Практика создания антенн</b> .....	304
33.1. Материалы для изготовления антенн .....	304
33.1.1. Антенный канатик .....	304
33.1.2. Натяжные тросы .....	305
33.1.3. Трубы для антенн .....	308
33.1.4. Принадлежности .....	308
33.2. Мачты для антенн .....	309
33.2.1. Мачты и трубы .....	310
33.2.2. Прочность .....	311
33.2.3. Принадлежности .....	312
33.3. Материалы .....	312
33.4. Коррозия .....	314
33.5. Поворотные устройства .....	314
33.6. Высокочастотные разъемы .....	315
33.7. Грозозащита и заземление .....	316
33.7.1. Общие положения .....	316
33.7.2. Основные понятия .....	317
33.7.3. Защита от перегрузок по напряжению .....	318
33.8. Стандарты антенн .....	319
33.9. Сооружение антенн и правила .....	319
33.9.1. Разрешения .....	319
33.9.2. Заявка .....	320

<b>34. Стационарные специальные антенны</b> .....	324
34.1. Радиовещательные передающие антенны .....	324
34.1.1. <i>Длинно- и средневолновые передающие антенны</i> .....	324
34.1.2. <i>Передающие КВ антенны</i> .....	326
34.1.3. <i>Передающие УКВ и телевизионные антенны</i> .....	328
34.2. Антенны направленной радиосвязи .....	330
34.2.1. <i>Антенны на частоты от 200 МГц до 2 ГГц</i> .....	330
34.2.2. <i>Антенны для диапазона 2–22 ГГц</i> .....	331
<b>35. Специальные мобильные антенны</b> .....	335
35.1. Автомобильные радиоантенны .....	335
35.1.1. <i>Сотовая и транкинговая радиосвязь</i> .....	335
35.1.2. <i>Антенны</i> .....	335
35.2. Судовые антенны .....	337
35.2.1. <i>Радиосвязь на море</i> .....	337
35.2.2. <i>Антенны для связи</i> .....	337
35.3. Самолетные антенны .....	340
35.3.1. <i>Авиационная радиосвязь</i> .....	340
35.3.2. <i>Антенны</i> .....	341
<b>36. Микроволновые антенны</b> .....	343
36.1. Введение .....	343
36.2. Многовibratorные антенны .....	343
36.2.1. <i>Директорная антенна для диапазона 23 см</i> .....	343
36.2.2. <i>40-элементная антенная решетка для диапазона 23 см</i> .....	343
36.2.3. <i>Рамочно-директорная антенна для диапазона 23 см</i> .....	344
36.3. Спиральные антенны .....	344
36.3.1. <i>Спиральная антенна для диапазона 23 см</i> .....	344
36.3.2. <i>Квадрифилярная спиральная антенна</i> .....	345
36.4. Антенны с отражателем .....	346
36.4.1. <i>Антенна с уголковым отражателем</i> .....	346
36.4.2. <i>Параболическая антенна</i> .....	346
<b>37. Антенные усилители</b> .....	349
37.1. Введение .....	349
37.2. Определения .....	349
37.2.1. <i>Шумы</i> .....	349
37.2.2. <i>Взаимная модуляция</i> .....	352
37.2.3. <i>Точка пересечения</i> .....	353
37.3. Рекомендации по созданию антенных усилителей .....	354
<b>38. Опасность электромагнитного излучения</b> .....	356
38.1. Введение .....	356
38.2. Основные понятия .....	356
38.3. Эффекты электромагнитных волн .....	357
38.4. Предельно допустимые значения и минимальные расстояния .....	358
38.5. Заключение .....	358
<b>39. Программы и программное обеспечение</b> .....	361
39.1. Общие сведения .....	361
39.2. Программы для расчета антенн .....	361
39.2.1. <i>Программы МККР для расчета антенн</i> .....	362
39.2.2. <i>Антенные программы MININEC</i> .....	362
39.2.3. <i>Прочие программы для расчета антенн</i> .....	364
39.2.4. <i>Профессиональные программы для расчета антенн</i> .....	365

---

39.3. Программы для расчета распространения радиоволн .....	365
<b>40. Указатель литературы .....</b>	<b>369</b>
40.1. Общие замечания .....	369
40.2. Книги об антеннах .....	369
40.3. Сообщения об антеннах .....	376
40.4. Специализированные технические журналы .....	379
40.5. Журналы для радиолюбителей .....	381
<b>41. Приложения .....</b>	<b>383</b>
41.1. Частотные диапазоны .....	383
41.2. Длины антенн .....	384
41.3. Коаксиальные кабели .....	384
41.4. Единицы измерений .....	384
41.5. Пересчет величин и параметров .....	393
41.6. Перевод англосаксонских мер .....	395
41.7. Диаграммы .....	403
<b>Предметный указатель .....</b>	<b>408</b>

## 20. Рамочные антенны

В малых рамочных антеннах (магнитных) ток распределяется равномерно, тогда как в электрических рамочных антеннах его распределение близко к синусоиде.

Рамочные антенны применяются с самого начала развития техники радиоприема, поскольку они очень чувствительны к магнитному компоненту электромагнитного поля. Такие антенны незаменимы в радиопеленгаторах, часто используются в специальных целях (например, в радиомаяках) и выпускаются промышленностью [1]. К рамочным относятся также и широко известные антенны на ферритовых стержнях. Ниже рассматривается принцип действия рамочных антенн. Пеленгаторные антенны описываются в разделе 28.4.1.

### 20.1. Принцип действия рамочных антенн

Кольцо считается оптимальной формой рамочной антенны и применяется чаще других форм. По конструктивным соображениям иногда предпочитают восьмиугольник, реже – квадрат. Рамочные антенны из нескольких витков провода пригодны только для приема (раздел 28.4.1) и часто снабжаются входным усилителем на полевых транзисторах.

Периметр таких антенн обычно не превышает  $\lambda/10$ . Столь компактная форма особенно привлекательна как альтернатива для радиолюбителей, работающих в 40-, 80- и 160-метровых диапазонах.

Радиолюбитель DL1BU наглядно представил формирование магнитной кольцевой антенны [2]. Сначала рассматривается параллельный колебательный контур (рис. 20.1а). При возбуждении такого контура на резонансной частоте его электрическая энергия колеблется между конденсатором (электрическое поле) и катушкой (магнитное поле). Поля обоих типов концентрируются в этой замкнутой системе, почти не выходя за ее пределы.

Если в замкнутом колебательном контуре (рис. 20.1а) развести пластины конденсатора (рис. 20.1б), ранее замкнутая система оказывается разомкнутой и между пластинами возникает электрическое, преимущественно ближнее поле. Так как электрическое поле распространяется во внешнее пространство, можно говорить, что данный колебательный контур представляет собой электрическую антенну. Она соответствует сильно укороченному вибратору с концевой емкостью, известному как элементарный диполь, или диполь Герца (табл. 3.1).

Вернув пластины конденсатора в прежнее положение и растянув витки катушки так, чтобы из ее провода образовалось кольцо, получим магнитную рамочную антенну (см. рис. 20.1в). Теперь электрическое поле сконцентрировано в конденсаторе, магнитное исходит из большой кольцевой рамки. Уже в ближнем поле такой магнитной антенны

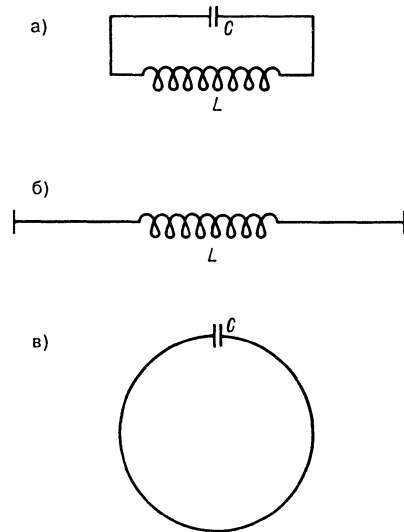


Рис. 20.1. Формирование рамочной магнитной кольцевой антенны



формируются сопутствующие электрические поля, которые на большом удалении от кольца образуют плоский волновой фронт, аналогичный фронту от электрической антенны (раздел 1.1.5).

Каждой антенне следует сопоставить сопротивление излучения  $R_r$ , которое становится активным при резонансе (раздел 3.1.3). Здесь действует правило: сопротивление излучения убывает с уменьшением длины антенны, приведенной к длине волны  $\lambda$ . Рамочные антенны очень коротки, поэтому их сопротивление излучения всегда меньше, чем 1 Ом, а чаще всего составляет миллиомы. Сопротивление излучения  $R_r$  кольцевой рамочной антенны с периметром  $U$  приблизительно рассчитывается по следующей формуле:

$$R_r \approx 197 \left( \frac{U}{\lambda} \right)^4 \text{ Ом} \quad (20.1)$$

а для кольцевой рамки из  $n$  витков справедливо выражение

$$R_r \approx 197n^2 \left( \frac{U}{\lambda} \right)^4 \text{ Ом} \quad (20.2)$$

Согласно выражению (3.5), КПД антенны зависит от отношения сопротивления потерь  $R_l$  к сопротивлению излучения  $R_r$ . В силу этой зависимости для получения приемлемого КПД требуется свести суммарное сопротивление потерь рамочной антенны к очень малой величине. На практике это означает необходимость применения проводников с возможно большей хорошо проводящей поверхностью (медь, алюминий). Наряду с высокой электрической прочностью за счет воздушной изоляции и увеличения расстояния между пластинами конденсатор должен иметь достаточно большую и хорошо проводящую поверхность в месте соединения с кольцевым проводником. Зажимы и клепка здесь не годятся.

Если принять, что сопротивление излучения  $R_r$  кольцевой антенны при  $U = 0,1 \lambda$  по формуле (20.1) составит 0,02 Ом и сумма сопротивления потерь  $R_l$  также равна 0,02 Ом, то, согласно (3.5), КПД = 0,5, то есть 50%. Повышение  $R_l$  (например, из-за снижения проводимости) всего на 0,1 Ом приведет к падению КПД до 17%.

Из-за весьма малой эффективной высоты рамочных антенн  $h_e$  (раздел 3.1.6) наводимое напряжение  $U_r$  также очень мало. Поскольку

кольцевая антенна при резонансе является контуром высокой добротности  $Q$ , то в соответствии с выражением (28.13)  $U_{\text{res}} = U_r Q$ . Высокая добротность контура приводит к узкополосности антенны. Следовательно, антенну надо подстраивать даже при небольшом изменении частоты в пределах любительского диапазона.

### Излучательные свойства рамочных антенн

При установке плоскости рамочной антенны перпендикулярно земной поверхности излучение становится вертикально поляризованным (рис. 20.2). Диаграмма направленности антенны является двунаправленной, и максимальный прием происходит тогда, когда плоскость рамки совпадает с направлением на передатчик (стрелки на рис. 20.2а). На рис. 20.2б показано горизонтальное сечение диаграммы направленности. Вид сверху дает хорошо знакомую двойную круговую диаграмму с шириной по половинной мощности  $90^\circ$ , кольца которой подобно тору охватывают стороны антенны.

При установке плоскости такой антенны параллельно земной поверхности образуется круговой излучатель горизонтальной поляризации. Его вертикальная диаграмма

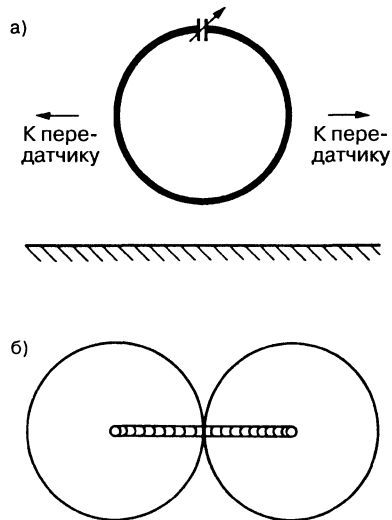


Рис. 20.2. Направленность кольцевой рамочной антенны: а – двунаправленность при вертикальной поляризации; б – вертикальная поляризация, диаграмма направленности в горизонтальной плоскости

в свободном пространстве имеет форму соприкасающихся окружностей. Вблизи грунта угол возвышения лепестка зависит от высоты антенны над землей. По данным DK5CZ [3], этот угол составляет около  $14^\circ$  для антенны, размещенной на высоте  $1 \lambda$  от идеального грунта. На практике в диапазонах коротких волн применяются почти исключительно магнитные рамочные и кольцевые антенны вертикальной поляризации.

Коэффициент направленности (теоретическое усиление, приведенное к изотропному излучателю) небольшой рамочной антенны не зависит от частоты и достигает  $1,76 \text{ dBi}$ . Он совпадает по величине с коэффициентом направленности короткого вибратора без потерь, так что обе антенны лишь на  $0,39 \text{ дБ}$  хуже полуволнового вибратора без потерь с его усилением  $2,15 \text{ dBi}$ .

Напротив, усиление небольшой рамочной антенны при наличии потерь зависит от частоты. В формуле (3.17) для усиления присутствует КПД и, значит, отношение сопротивления излучения к сопротивлению потерь (формула 3.5). Величина усиления растет вместе с увеличением диаметра.

С уменьшением частоты усиление кольцевых антенн быстро убывает и так же, как с уменьшением диаметра, медленно приближается к своему предельному значению —  $1,76 \text{ dBi}$ .

На рис. 20.3 показан частотный ход коэффициента усиления кольцевых антенн в свободном пространстве (антенны АМА 1–3) [4, 19].

Согласно кривой усиления, на частоте  $3,5 \text{ МГц}$  работа возможна уже при диаметре  $0,8 \text{ м}$ , но при этом усиление оказывается почти на  $15 \text{ дБ}$  хуже, чем при диаметре  $3,4 \text{ м}$ .

Результаты измерений ширины полосы пропускания кольцевых антенн (АМА 1–3) [4, 19] приведены на рис. 20.4. Эти кривые показывают, что ширина полосы (КСВ до 2) при диаметре  $0,8 \text{ м}$  составляет лишь  $1/3$  от ширины при диаметре  $3,4 \text{ м}$ .

В табл. 20.1 наряду с минимальной предельной нагрузкой настраиваемых рамочных антенн приведены частотные диапазоны для различных диаметров [4]: ( $3,4 \text{ м}$  для АМА 1;  $1,7 \text{ м}$  для АМА 2;  $0,8 \text{ м}$  для АМА 3).

Кольцевая антенна небольшой окружности вблизи грунта характеризуется гораздо меньшим сопротивлением излучения по

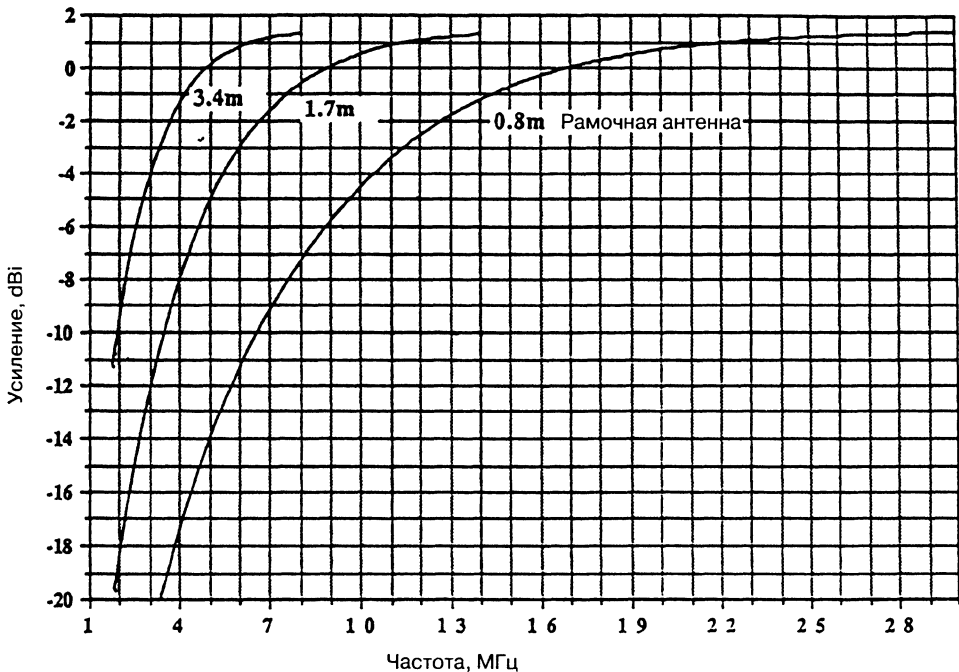


Рис. 20.3. Усиление кольцевых антенн АМА 1–3 в свободном пространстве

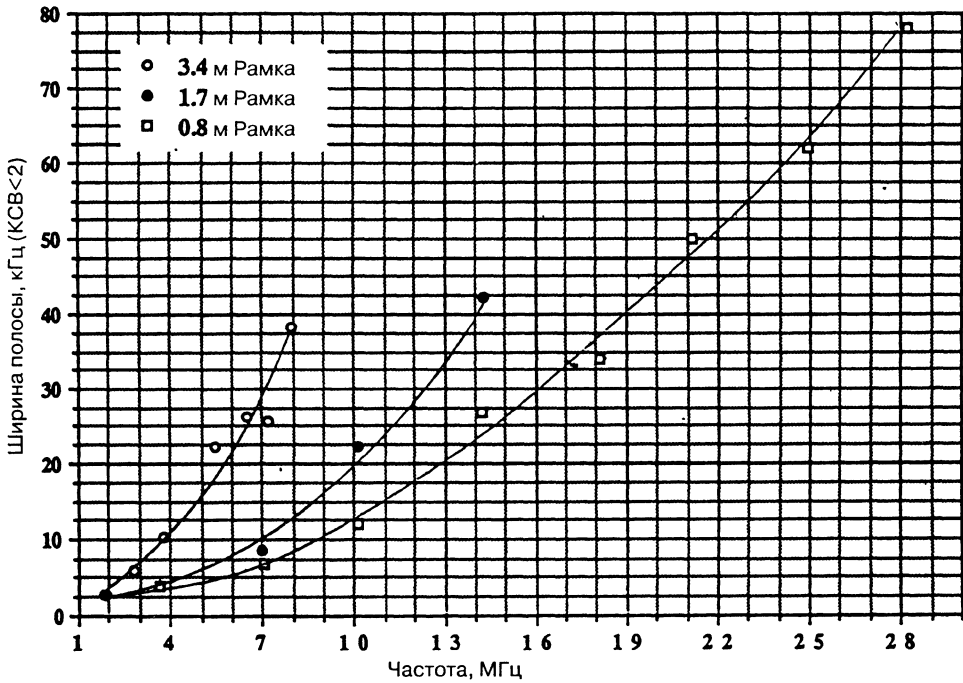


Рис. 20.4. Ширина полосы пропускания кольцевых антенн АМА 1–3

сравнению с короткой штыревой антенной той же длины. Поэтому для повышения КПД приходится снижать сопротивление потерь, увеличивая сечение проводника. Небольшое кольцо удобнее и для настроек, так как при использовании настроечного конденсатора потерь намного меньше, чем при применении настроечной катушки короткого штыря.

Кроме того, небольшая вертикальная кольцевая антенна излучает сигнал под крутым углом к поверхности земли, что невозможно с короткой штыревой антенной.

Считается, что рамочные антенны лучше всего подходят для диапазонов 80 и 40 м. Практика показывает, что в этой области частот усиление антенны в режиме приема не играет существенной роли, так как во избежание перемодуляции на входе приемника почти всегда приходится довольствоваться малым усилением по высокой частоте. Гораздо важнее избирательность, которой способствует узкополосность антенны, обусловленная высокой рабочей добротностью  $Q$ . Тем самым снижается опасность перекрестной модуляции в первых каскадах приемника. В режиме передачи высокая

рабочая добротность гарантирует почти полное подавление высших гармоник. Столь существенные достоинства кольцевой антенны компенсируют неудобства, связанные с необходимостью ее настройки в резонанс даже при незначительном изменении частоты. Мастеру не составит труда собрать привод для дистанционного управления переменным настроечным конденсатором, воспользовавшись распространенными электродвигателями с редукторами для игрушек или грилей. Кольцевую антенну следует делать поворотной на  $180^\circ$  для того, чтобы можно было отстраиваться от помех и повышать отношение сигнала к помехам.

Как свидетельствует диаграмма направленности, антенна равномерно излучает под любыми углами возвышения. По утверждению автора работы [5], высота рамочной антенны не играет особой роли благодаря усилению магнитного компонента в ближнем поле. Однако для излучения и приема электромагнитной волны всегда нужны напряженности магнитного и электрического полей. Чем ближе антенна к земной поверхности, тем сильнее ослабляются необходимые

Таблица 20.1. Мощность и диапазоны частот антенн АМА

АМА	Минимально допустимая нагрузка, Вт	Частотная область настройки, МГц	Любительские диапазоны, м
1	250	3,4–8,0	80, 40
1 D	250	3,4–9,0	80, 40
1 DH	500	3,4–8,5	80, 40
1 DKW	1000	3,5–7,2	80, 40
2	250	6,7–15,0	40, 30, 20
2 D	250	6,9–16,0	40, 30, 20
2 DH	500	6,5–15,0	40, 30, 20
2 DKW	1000	6,9–14,5	40, 30, 20
3	250	13,8–30,0	20, 17, 15, 12, 10
3 D	250	13,5–30,0	20, 17, 15, 12, 10
3 DH	500	13,2–30,0	20, 17, 15, 12, 10
3 DKW	1000	14,0–29,7	20, 17, 15, 12, 10
4	150	1,75–7,1	160, 80, 40
5	150	3,5–13,0	80, 40, 30
6	150	6,7–25,0	40, 30, 20, 17, 15, 12
7	100	1,75–8,0	160, 80, 40
8	100	3,4–15,0	80, 40, 30, 20
9	100	9,8–29,7	30, 20, 17, 15, 12, 10
9 D	250	9,8–30,0	30, 20, 17, 15, 12, 10
10	100	6,9–22,0	40, 30, 20, 17, 15
10 D	250	7,0–22,0	40, 30, 20, 17, 15
11	100	1,8–11,0	160, 80, 40, 30
12	100	3,5–18,2	80, 40, 30, 20, 17
13	100	3,5–21,5	80, 40, 30, 20, 17, 15

Параметр мощности «Минимально допустимая нагрузка» означает, что антенны АМА должны работать как минимум при указанной мощности, а не при минимальной, как это часто понимают. Антенны с номерами без литер снабжены настроечными конденсаторами со скользящими контактами, а настроечные конденсаторы антенн с литерами D, DH или DKW таких контактов не имеют, поскольку их нагрузка составляет 500 Вт. Литера H указывает на высокую мощность антенны. Литеры KW означают, что эти антенны могут эксплуатироваться при мощности 1000 Вт, то есть с использованием легального оконечного каскада.

Мощностные параметры антенн АМА всегда относятся к пиковой мощности, иначе говоря, минимально допустимые нагрузки указаны здесь для любых режимов работы, будь то CW, AM, SSB, RTTY и др.

Указанные частотные области гарантируются. На практике они могут быть несколько шире в обе стороны.

электрические поля в диэлектрике грунта из-за потерь в нем.

Поскольку рамочные антенны сильнее реагируют на магнитную составляющую поля, они менее восприимчивы к электрическим компонентам полей местных помех. В ближнем поле источника помех (то есть на расстояниях до  $\lambda/6$ ) обычно преобладают электрические составляющие полей, поэтому

рамочная антенна нередко оказывается менее чувствительной к помехам, нежели равноценный вибратор. Применение рамочной антенны в режиме передачи также снижает или вовсе подавляет помехи телевизионному приему в ближнем поле из-за чрезвычайной узкополосности настроенных рамок.

В работе [5] есть мнение о том, что магнитная составляющая электромагнитного поля

легче проникает в здания по сравнению с электрической. Крупные металлические предметы, трубы и арматура стен частично препятствуют проникновению электрической составляющей волн в здание. Поэтому на низких частотах рамочные (магнитные) антенны работают в комнатах, на балконах или чердаках лучше электрических.

## 20.2. Практика создания рамочных антенн

Кольцо – самая эффективная и распространенная конструкция рамочной антенны, так как по сравнению с прочими геометрическими фигурами оно покрывает наибольшую площадь при равных периметрах. Восьмиугольник весьма близок к кольцу по эффективности, квадрату же или ромбу свойствен меньший КПД. Далее рассматриваются преимущественно кольцевые конструкции, но многое из сказанного о них применимо и к другим конструкциям рамочных антенн.

Обычно настроечный конденсатор переменной емкости размещается в верхней части вертикально установленного кольца, которое заземляется в нижней противоположной точке для защиты от грозы. Ради удобства настроек в некоторых версиях антенны конденсатор монтируют внизу кольца и часто – в корпусе вместе со схемой настройки [1, 6, 7]. На рис. 20.5 представлены принципиальные схемы емкостной настройки и развязки (конденсаторы постоянной емкости, подключаемые для грубой настройки, не показаны).

Дистанционное управление настроечным переменным конденсатором осуществить нетрудно, и потому в стационарных кольцевых антеннах  $C_A$  охотно размещают в верхней части кольца. С легкостью справляются и с гальванической связью. Возможное решение представлено на рис. 20.6а в виде Т-согласования с последующим симметрирующим трансформатором. Несимметричный вариант с гамма-согласованием приведен на рис. 20.6б. В обоих случаях длина отрезка  $l$  должна составлять около 0,1 от длины окружности кольца, а расстояние  $Y$  – около  $\lambda/200$ .

Индуктивная связь и согласование также широко распространены благодаря простоте реализации. Чаще всего применяется вариант, показанный на рис. 20.7. Внутри

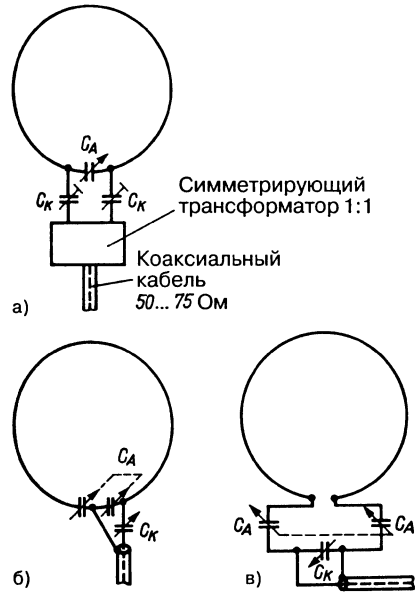


Рис. 20.5. Магнитно-рамочные антенны с нижним размещением настроечного конденсатора  $C_A$  и емкостной связью  $C_K$ : а – емкостная связь с симметрирующим трансформатором на кольцевом сердечнике [5]; б – асимметричное подключение через емкость [5]; в – асимметричное подключение через емкость [1, 6, 7].

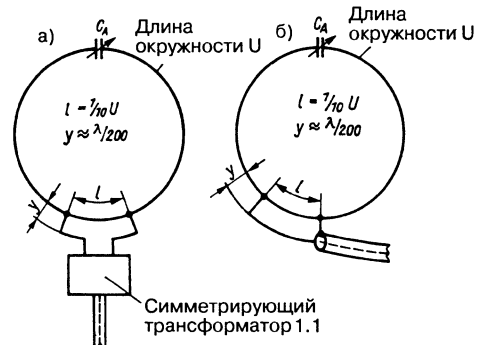


Рис. 20.6. Магнитно-рамочные антенны с гальванической связью [5]

большой петли размещают малую индуктивную петлю с соотношением диаметров 5:1. Благодаря симметричной связи через симметрирующий трансформатор на кольцевом сердечнике 1:1 можно подсоединять 50-омный коаксиальный кабель. При

несимметричной связи (рис. 20.7б) коаксиальный кабель подключается непосредственно. Электрически целесообразный способ индуктивной связи представлен на рис. 20.7в. Здесь показан только связующий виток из коаксиального кабеля с разрывом его экрана посреди витка. Экран части правой половины шлейфа припаивается к основанию большого кольца (см. рисунок), и в этом месте антенну заземляют. Слегка деформируя шлейф из коаксиального кабеля, добиваются тонкой настройки антенны на минимальный КСВ. Считается, что диаметр  $d$  должен быть тем меньше, чем выше рабочая добротность антенны.

### Параметры практически испытанных антенн

Как уже пояснялось в разделе 3.1.6, величина напряжения, генерируемого антенной из окружающего электромагнитного поля, зависит от ее эффективной длины  $l_e$  (или ее эффективной высоты  $h_e$ ). Эффективная длина  $l_e$  одновитковой рамки площадью  $A$  рассчитывается по формуле

$$l_e = \frac{2\pi A}{\lambda} = \frac{6,28A}{\lambda} \quad (20.3)$$

Площадь рамки  $A$  связана с сопротивлением излучения  $R_r$  соотношением

$$R_{rOm} \approx 31171 \left( \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \approx 197 \left( \frac{U}{\lambda} \right)^4 \quad (20.4)$$

Отсюда следует, что изменения эффективной длины  $l_e$  и сопротивления излучения  $R_r$  зависят от площади рамки  $A$ . Площади рамок в форме квадрата, восьмиугольника и круга, имеющих одинаковые периметры, соотносятся как 1 (квадрат) : 1,2 (восьмиугольник) : 1,29 (круг). Поскольку сопротивление излучения  $R_r$  пропорционально квадрату площади  $A$ , сопротивление излучения восьмиугольника и круга оказывается соответственно на 44% и 66% больше, чем у квадратной конструкции.

В [1] описан вариант антенны в виде правильного восьмиугольника. Он разрабатывался в военных целях и должен был разбираться на мелкие детали для удобства транспортировки. С небольшими отступлениями от оригинала эта антенна строилась и радиолокаторами [6, 7]. Она настраивается в интервале частот шириной 2,55 МГц. При стороне восьмиугольника, равной 1,52 м, его периметр составляет 12,20 м. В 80-метровом диапазоне относительная длина

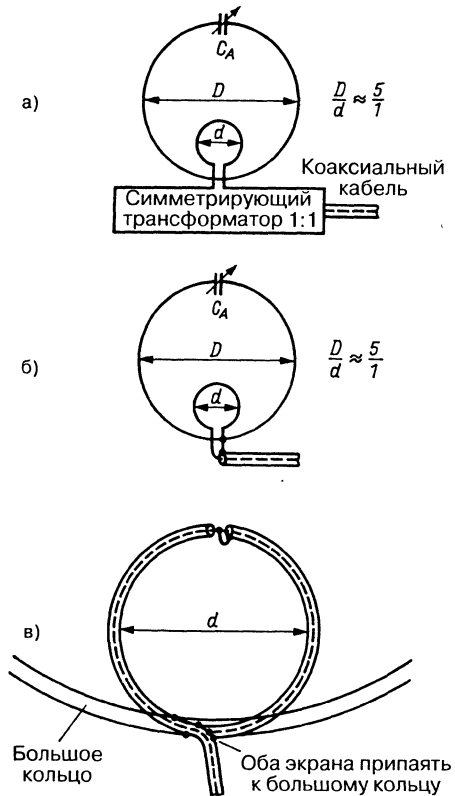


Рис. 20.7. Рамочные антенны с индуктивной связью: а – симметричное подключение с симметрирующим трансформатором на кольцевом сердечнике 1:1; б – несимметричная связь; в – индуктивная связь с экранированием (детальный эскиз).

антенны-восьмиугольника  $l \approx 0,14 \lambda$ , а площадь – 10,46 м<sup>2</sup>. Круг с окружностью такой же длины, что и периметр этого восьмиугольника, занял бы площадь 11,76 м<sup>2</sup>. По формуле (20.4) сопротивление излучения данной антенны в 80-метровом диапазоне  $R_r = 0,063$  Ом. Настройка и согласование осуществляются посредством схемы, представленной на рис. 20.5в. Согласно [6], величина каждой из настроечных емкостей  $C_A = 650$  пФ, тогда как  $C_K = 500$  пФ.

Описание восьмиугольной рамки для диапазонов 160 и 80 м опубликовано в [7]. Она изготовлена из восьми отрезков алюминиевой трубки длиной по 1,5 м и диаметром около 50 мм, собранных с помощью трубчатых колен на 135°. Обеспечение надежного

контакта в сочленениях трубчатых элементов представляло здесь определенную трудность. Настройка и согласование этой антенны также осуществлялись по схеме, которая приведена на рис. 20.5в. Одианные рамки квадратной формы описаны в [8, 9].

В [3] приведены основные параметры, а в [2] – результаты испытаний этих антенн, что позволяет подробнее познакомиться с их свойствами. Рассчитанные и измеренные характеристики антенн этого ряда приводятся в табл. 20.1. Теоретической добротности  $Q_s$  отвечает активное сопротивление излучения  $R_r$

$$Q_s = \frac{X_L}{R_r} \quad (20.5)$$

где реактивное сопротивление  $X_L = X_C = 2\pi fL$ . Рабочая добротность существенно ниже из-за различных потерь (табл. 20.3). Индуктивность круговой петли  $L$  определяется выражением

$$L_{\text{нГн}} = 2U \left( \ln \frac{U}{d} - 1,07 \right) \quad (20.6)$$

Длина окружности петли  $U$  и ее диаметр  $d$  выражаются в одинаковых единицах, например в сантиметрах. Настроечная емкость  $C_A$  рассчитывается по известной приближенной формуле

$$C_{A \text{ пФ}} \approx \frac{25330}{(f_{\text{МГц}})^2 L_{\text{мкГн}}} \quad (20.7)$$

Хорошо зарекомендовали себя магнитно-кольцевые антенны типа АМА, сконструированные радиолюбителем ДК5СЗ. Они являются поворотными и дистанционно настраиваются в резонанс из помещения с аппаратурой. На рис. 20.8 показана подобная антенна типа АМА 2. Она установлена на поворотном устройстве, а в ее нижней

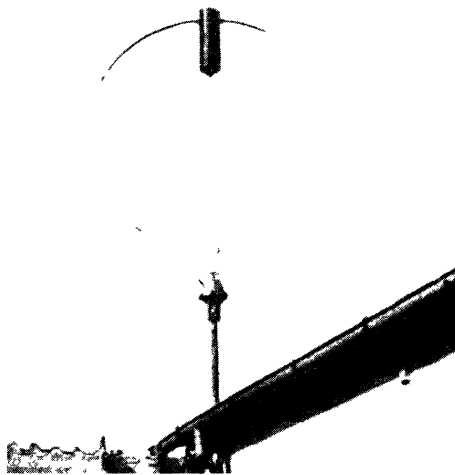


Рис. 20.8. Рамочная кольцевая антенна типа АМА 2 (фото ДК5СЗ)

части видно малое кольцо из коаксиального кабеля, служащее элементом индуктивной связи (см. рис. 20.7). Посередине верхней ветви закреплена коробка с переменным конденсатором настройки и его приводом. Большое кольцо во всех модификациях антенны выполняется из алюминиевой трубки с внешним диаметром 33 мм.

Развитие антенн типа АМА началось с публикации DL2FA [5], где описывались магнитные коротковолновые петли для различных интервалов частот. В качестве кольцевого проводника предлагалось применять медную трубку диаметром 20 мм. Данные этих антенн указаны в табл. 20.2; остальные параметры можно рассчитывать по приведенным формулам.

Таблица 20.2. Параметры коротковолновых рамочных антенн, разработанных радиолюбителем DL2FA

Любительские диапазоны, м	80, 40	40, 30, 20	20, 17, 15, 12, 10
Диаметр кольца $D$ , м	3,34	1,67	0,84
Длина окружности $U$ , м	10,5	5,25	2,63
Диаметр кольца $d$ , м	0,67	0,34	0,17
Интервал частот настройки, МГц	3,5–7,1	7,0–14,5	14,0–30
Индуктивность $L$ , мкГн	10,9	4,6	2
Емкость $C_A$ , пФ	160–46	112–26	65–14
Относительная длина окружности $U/\lambda$	0,123–0,249	0,123–0,254	0,123–0,263
Сопротивление излучения $R_r$ , Ом	0,044–0,757	0,044–0,82	0,045–0,943

Было бы неверным утверждать, что магнитно-кольцевые антенны – всего лишь вспомогательные устройства. В действительности это не так, и доказательство тому – подробный отчет об их испытаниях, выполненных DL1BU [2]. Проверялись антенны типа АМА 1 и АМА 2, сконструированные DK5CZ (табл. 20.1) и предназначенные для любительской связи. Антенной сравнения служила пятидиапазонная Groundplane длиной 7 м в комплекте с противовесами типа Butternut HF5. Обе антенны были установлены на высоте 10 м над землей. В качестве дополнительной антенны сравнения в диапазоне 40 м использовался полуволновый вибратор, смонтированный на высоте 27 м. В публикации также приводятся образцы показаний самописца длительностью до 30 с. По результатам этих сравнительных испытаний радиолюбитель DL1BU сделал вывод: «Рамочная кольцевая антенна по своей эффективности приблизительно соответствует антенне Groundplane длиной около 7 м, требующей нескольких длинных противовесов. Зато антенна типа АМА 2 диаметром всего лишь 1,7 м обходится без всяких противовесов».

Как установил DL1BU, подгонкой малой петли КСВ снижается до величины 1,0 на любой частоте в пределах рабочего интервала. Без такой тонкой настройки в большинстве случаев удается обеспечить КСВ на уровне 1,5. Столь малой рассогласованностью можно пренебречь, поскольку потери за счет рассогласования не превышают 0,2 дБ и даже при КСВ = 2 они едва достигают 0,5 дБ. Впрочем, рассогласование

полностью устраняется с помощью антенного согласующего устройства.

Тем, кто предпочитает большие выходные мощности, следует учесть, что высокочастотная нагрузка рамочных кольцевых антенн, построенных с использованием доступных любителю средств, не должна быть выше 1000 Вт. Причина кроется исключительно в настроенном конденсаторе переменной емкости  $C_A$ , который подвергается воздействию высокого напряжения и сильных токов. Для мощностей, превышающих указанную, требуются конструкции значительно больших размеров.

### 20.3. Электрически-магнитная антенна Groundplane

Электрически-магнитная петля Groundplane Loop (EMGL), описанная радиолюбителем DL2FA [10], показана на рис. 20.9 и представляет собой полукольцевую рамку, расположенную над проводящим грунтом. Она заземляется напрямую и одинаково реагирует на электрическую и магнитную составляющие электромагнитного поля. Как и любая рамочная кольцевая антенна, EMGL работает при гальваническом подключении фидера через гамма-согласование (рис. 20.9а), а также при емкостной (рис. 20.9б) и индуктивной (рис. 20.9в) связи с ним. Указанная на рисунках длина полукольца  $0,2 \lambda$  относится к минимальной расчетной длине волны антенны. При применении EMGL использование противовеса

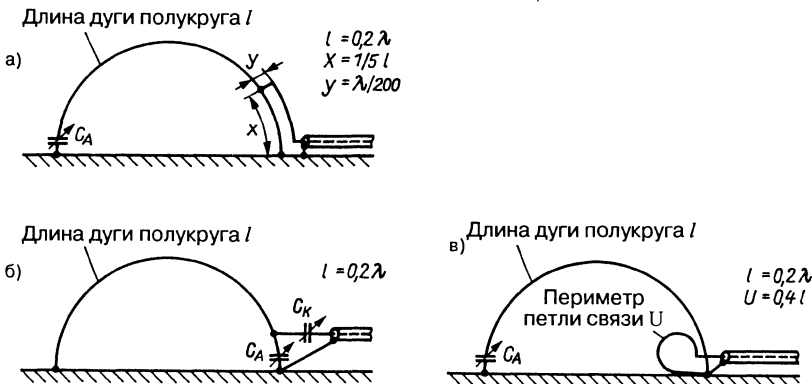


Рис. 20.9. Устройство и способы подключения EMGL: а – гальваническое соединение через гамма-элемент; б – емкостное соединение; в – индуктивное соединение



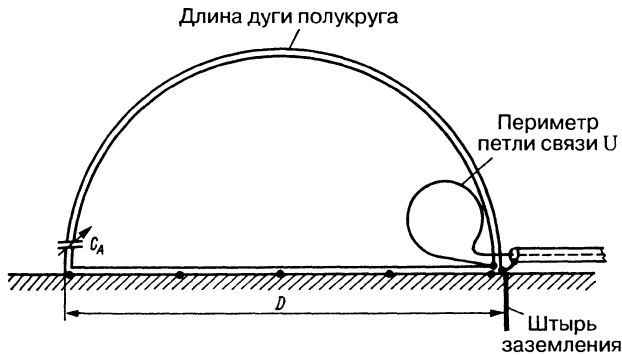


Рис. 20.10. Устройство антенны EMGL по версии DL2FA (размеры и параметры приведены в табл. 20.3)

обязательно, причем по возможности он не должен закапываться. Радиолюбитель DL2FA советует применять в качестве противовеса проволочную сетку, ею следует накрывать большую площадку под антенной. Монтировать антенну целесообразно над плоской крышей. Непосредственное заземление обеспечивается надежным громоотводом. Как и в случае с рамочными кольцевыми антеннами, при работе с EMGL необходимо добиваться возможно меньших потерь в проводнике и переменном конденсаторе настройки  $C_A$  с увеличенным расстоянием между пластинами, тем более что сопротивление излучения полукольцевой петли составляет лишь половину сопротивления излучения  $R_r$  цельного кольца.

Радиолюбитель DL2FA [10] приводит практические характеристики для различных

антенн EMGL (рис. 20.10). Они представлены в табл. 20.3 вместе с другими расчетными параметрами. Проводником антенны служит медная трубка диаметром 10 мм, а виток элемента индуктивной связи делается из медной проволоки диаметром не менее 2 мм. Наземный проводник  $D$  надежно припаивается к противовесу из проволочной сетки, а для грозозащиты используется заземляющий штырь.

Указанные электрические параметры такой антенны возможны лишь при условии, если в целом ее конструкция характеризуется малыми потерями и имеется достаточно большой противовес. Приходится даже пропаивать пересечения проволоки в сетке противовеса. Он должен быть по крайней мере вдвое длиннее и шире полукольца антенны. В данном варианте использовано

Таблица 20.3. Размеры и параметры антенны EMGL

	Любительские диапазоны, м		
	80, 40	40, 30, 20	20, 17, 15, 12, 10
Длина полуокружности $l$ , м	8,4	4,2	2,1
Нижний проводник $D$ , м	5,35	2,67	1,34
Длина окружности петли индуктивной связи $U$ , м	3,36	1,68	0,84
Частотная область настройки, МГц	3,5–7,1	7,0–14,5	14,0–30
Индуктивность $L$ , мкГн	6,22	2,8	1,27
Емкость $C_A$ , пФ	322–80	184–43	102–22
Относительная длина полуокружности $l/\lambda$	0,098–0,155	0,099–0,20	0,10–0,21
Сопротивление излучения $R_r$ , Ом	0,009–0,155	0,009–0,158	0,01–0,19
Ширина полосы $B$ по уровню 3 дБ, кГц	5,7 для 80 м	11,5 для 40 м	24 для 20 м
	67 для 40 м	147 для 20 м	323 для 10 м
Усиление, приведенное к Groundplane длиной $\lambda/4$ , дБ	–1,91 для 80 м	–1,52 для 40 м	–1,22 для 20 м
	–0,55 для 40 м	–0,50 для 20 м	–0,47 для 10 м

дистанционное управление переменным конденсатором  $C_A$ . Индуктивная связь настраивается на оптимум путем деформации петли U. КСВ на коаксиальном кабеле составляет приблизительно 1,5.

## 20.4. Преимущества рамочных антенн

Вот краткий перечень преимуществ магнитно-рамочных антенн по сравнению с электрическими:

- рамочные системы не нуждаются в противовесах и катушках для настройки;
- предельная компактность сочетается с высоким КПД;
- способность непрерывно перекрывать заданный интервал частот;
- точность дистанционной настройки при соответствующем редукторе привода;
- оптимальность коэффициента стоячей волны (КСВ) для каждой частоты в интервале настройки;
- рамочные антенны не нуждаются в согласующих устройствах;
- пригодность для любых приемопередающих устройств;
- благодаря оптимальному согласованию отсутствуют потери мощности при использовании транзисторных оконечных каскадов;
- рамочные антенны одинаково пригодны для дальней связи и радиобмена в средне-европейских границах благодаря излучению под наклонными и крутыми углами;
- несмотря на существенно меньшие габариты по сравнению с полуволновым вибратором, разница теоретического усиления идеальной антенны в свободном пространстве составляет лишь 0,4 дБ. В случае эксплуатации рамочной антенны и горизонтального полуволнового вибратора вблизи земной поверхности первая обеспечит значительно более высокие результаты, к тому же эта антенна прекрасно подходит для работы в мобильном режиме и полевых условиях;
- при вертикальном расположении рамки ее диаграмма направленности в горизонтальной плоскости имеет форму восьмерки, что позволяет отстраиваться от мешающих станций (пеленгаторный эффект);
- малые потери на преобразование благодаря одноручечной настройке и высокой добротности крупной одновитковой катушки;
- перемещение антенны с большой высоты к земной поверхности мало сказывается на ее эффективности, поскольку при вертикальном монтаже рамки магнитные силовые линии идут параллельно электропроводному грунту (с присутствием ему потерями) и почти не зависят от его свойств;
- магнитная составляющая поля электромагнитного излучения глубже проникает в здания по сравнению с электрическим компонентом. Обилие металла и проводов, хорошо проводящие стены в определенной степени затрудняют проникновение электрической составляющей в помещения, благодаря чему магнитно-рамочные антенны лучше работают в комнатах, на балконах или чердаках, нежели электрические;
- благодаря исключительно высокой добротности ( $Q \approx 400$ ) рамочные антенны характеризуются весьма узкой полосой пропускания относительно выбранной частоты. Этим обеспечивается существенная дополнительная преселекция величиной более 30 дБ, что, в свою очередь, резко снижает перекрестную модуляцию во входных каскадах приемника и улучшает вечерний прием в диапазоне 40 м;
- в режиме передачи рамочные антенны препятствуют излучению высших или побочных гармоник передатчика (например, первая гармоника подавляется на уровне 35 дБ, отсюда – умеренность помех радиовещанию и телевизионному приему);
- рамочные антенны являются симметричными системами. Им не нужны электрические противовесы. Рамочные антенны не наводят неконтролируемые конвективные токи в грунте или стенах зданий, что также способствует снижению указанных помех;
- описываемые антенны заземляются напрямую, чем обеспечивается оптимальная грозозащита;
- из-за синфазного отражения электрические вертикальные антенны, установленные на грунте с хорошей электропроводностью, излучают радиоволны под плоским углом, что важно для дальней связи. Аналогичным образом излучают и рамочные антенны. Из-за электрических потерь в земле амплитуда почти горизонтальной

составляющей излучения рамочной антенны оказывается больше, чем амплитуда аналогичного компонента излучения вертикальной электрической антенны.

## 20.5. Особенности излучения рамочных антенн

### Вертикальная компоновка

При вертикальной установке рамочной антенны ее диаграмма направленности в горизонтальной плоскости похожа на восьмерку. При такой диаграмме антенна мало чувствительна к сигналам помех, приходящим вдоль нормали к плоскости рамки. Вид сверху на эту диаграмму (рис. 20.11) соответствует излучению антенны под малым углом к горизонту. Диаграмма в вертикальной плоскости (рис. 20.12) является круговой, что свидетельствует о равномерном излучении волн в плоскости рамки. Поэтому рамочные антенны как нельзя лучше подходят для обеспечения ближней и дальней связи. В данном варианте речь идет об антенне вертикальной поляризации.

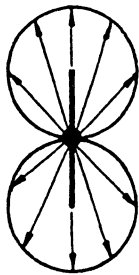


Рис. 20.11. Горизонтальная диаграмма направленности вертикально установленной рамочной антенны (вид сверху)

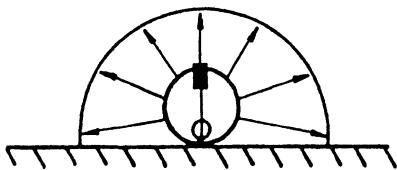


Рис. 20.12. Вертикальная диаграмма направленности вертикально установленной рамочной антенны (вид сбоку)

### Горизонтальная компоновка

Круговая диаграмма свойственна рамочной антенне при горизонтальном положении рамки (рис. 20.13). Минимальное излучение распространяется вдоль вертикали к плоскости рамки по обе стороны от нее. Угол возвышения главного луча зависит от строительной высоты антенны  $h$  над землей. Благодаря своей слабости излучения под крутыми углами, такая антенна является круговым излучателем, хорошо приспособленным для дальней связи. Вертикальная диаграмма антенны показана на рис. 20.14. В этом варианте она характеризуется горизонтальной поляризацией.

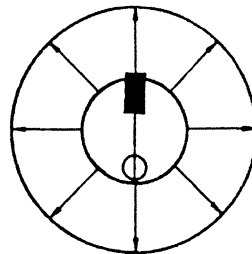


Рис. 20.13. Горизонтальная диаграмма направленности горизонтально установленной рамочной антенны (вид сверху)

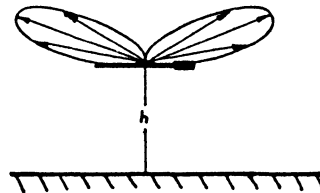


Рис. 20.14. Вертикальная диаграмма направленности горизонтально установленной рамочной антенны (вид сбоку)

## 20.6. Указания по проектированию рамочных антенн

Рамочные или кольцевые антенны применяются в качестве приемных и передающих. Они отличаются компактностью, широкополосностью и острым резонансом на любой из настраиваемых частот, что позволяет добиваться наилучшего соотношения затрат и результатов при самостоятельном изготовлении таких антенн.

Создание восьмиугольных рамок описано в [11, 12], а квадратных – в [13, 16]. В [17] рассказывается о квадратной рамочной антенне из трех витков для работы в диапазоне 80 м. Антенна на ферритовом стержне для 160-метрового диапазона рассматривается в [20].

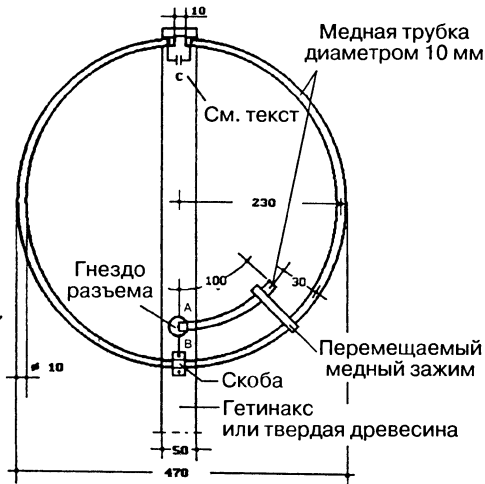
Кольцевая антенна диаметром 470 мм (см. рис. 20.15) предложена радиолюбителем DK1MM [18] и предназначена для работы в шестиметровом диапазоне. Она крепится на полосе из твердой древесины или гетинакса размером  $500 \times 50 \times 10$  мм. Проводником служит пруток из мягкой меди диаметром 10 мм. Радиолюбителю трудно применить здесь трубку из жесткой меди, так как для ее обработки потребуются гибочный пресс. В качестве настроечного конденсатора подойдет триммер с воздушной изоляцией, емкостью 10 пФ и расстоянием между пластинами 1,5–2 мм. Полоса частот после настройки на минимум КСВ – 270 кГц (по критерию  $КСВ \leq 2$ ).

При эксплуатации антенны были получены отличные результаты: из жилого помещения в обычных условиях при мощности эквивалентного изотропного излучателя 11 Вт удавалось с первого раза устанавливать связь со станциями Южной Америки и Южной Африки.

Рамочная квадратная антенна для диапазона 2 м (рис. 20.16), предназначенная для работы в мобильном режиме, крепится к кузову автомашины магнитным держателем. Она изготовлена из стандартной медной трубки диаметром 22 мм и соответствующих сочленений (колена, тройники, переходник 22/15), спаянных между собой. Стороны квадратной антенны составляют всего 156 мм. Тонкая настройка осуществляется с помощью винта в щели, играющей роль емкости. После настройки на минимум КСВ ширина полосы приблизительно равна 200 кГц (по критерию  $КСВ \leq 1,5$ ). При горизонтальном монтаже антенна действует как круговой излучатель горизонтальной поляризации. При вертикальном монтаже ее диаграмма становится двунаправленной (лежащая восьмерка), а поляризация – вертикальной. Вращая антенну, можно ослаблять сигналы мешающих станций.

#### Литература к главе 20

- [1] Patterson, K. H.: Down-to-earth Army antenna, Electronics, 40 (1967), August 21, pp. 111–114.
- [2] Schwarzbeck, G.: Rahmen und Ringantennen Magnetische Antennen, Beschreibung und Meßergebnisse, cq-DL 5/1984, S 226–234.



- А. Центральный проводник разъема спаять с трубкой 100 мм
- В. Внешний проводник разъема соединить скобой с рамкой

Рис. 20.15. Размеры кольцевой антенны для диапазона 6 м

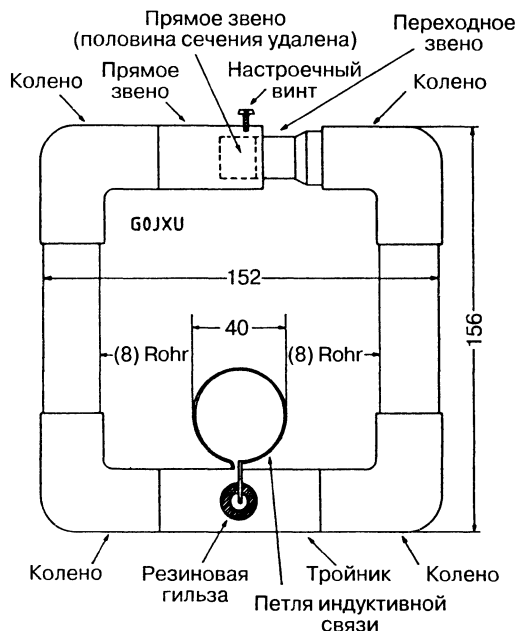


Рис. 20.16. Конструкция и размеры рамочной антенны для диапазона 2 м

- [3] *Kaferlein, C.*: Abstimmbare Magnetische Antennen (AMA), Firmenschrift, Darmstadt, 1994.
- [4] *Kaferlein, C.*: AMA Strahlungsdiagramme, Gewinn diagramme, Bandbreitendiagramme, Vergleich mit Dipol Firmenschrift, Darmstadt, 1994.
- [5] *Wurtz, H.*: DXAntennen mit spiegelnden Flächen, Magnetische Antennen cq-DL 2/1983, S. 64–67, 4/1983, S. 170–171.
- [6] *McCoy L. G.*: The Army Loop in Ham Communication, QST, March 1968, pp. 17–18, 152.
- [7] *Spelman F. A., Spillane J.*: The Ferris Wheel Antenna for 160- and 80-Meters. 73 Magazine, February 1968.
- [8] *Killeen J. R.*: A compact hf antenna for portable or base Operation. Radio Communication, September 1983, pp. 796–797.
- [9] *Pelz D., Christmann R.; Sigrist R.*: Rahmenantenne – keine Wunderantenne – aber ein Ding mit Pfiff. cq-DL, 9/1982, S. 435–437.
- [10] *Wurtz, H.*: Die elektrisch-magnetische Groundplane-Loop (EMGL), cq-DL, 5/21983, S. 224–225.
- [11] *Hart, T.*: Small High Efficiency Loop Antenna, QST June 1986, pp. 33–36
- [12] *Mozzochi, C. J.*: A Small Loop Antenna for 160 Meters, QST, June 1993, pp. 32–34.
- [13] *Ritter, G.*: Eine Kurzwellen-Rahmenantenne für 7 MHz bis 21 MHz. cq-DL 7/87, S. 422–426.
- [14] *Winsor, J.*: Eine magnetische Ringantenne für das 2-m-Band. UKW Berichte 2/90, S. 66–70.
- [15] *Schafer, J.*: Die Rahmenantenne – eine Behelfsantenne zum Selbstbau. cq-DL 1/90, S. 21–26.
- [16] *Wiche, G.*: Praktische Hilfen für den Magnetischen Antennenbau. cq-DL 2/92, S. 72–75 (auch QSP 1/92, S. 44–51).
- [17] *Jones, J. K.*: A Practical Compact Multiturn Transmitting Loop Antenna for 80 Meters. QST, November 1994, p. 87.
- [18] *Michaelis, M.*: Magnetische Antenne für das 6-m-Band. Funk 1/93, S. 77–79.
- [19] *Beirose, J. S.*: An Update on Compact Transmitting Loops. QST, November 1993, pp. 37–40.
- [20] *Marns, R. Q.*: Top Band Loop for Low Noise Reception. Radio Communication, November 1994, pp. 70–71.
- Bohm, O.*: Einfache magnetische Loop für 160/80/40 m. Funk 5/94, S. 42–45.
- Craighero, R.*: Electrically tunable HFLoop. Radio Communication, February 1989, pp. 38–42.
- Hart, T.*: Small High Efficiency Antennas alias The Loop. Antenna Products, Melbourne FL, 1989.
- Henk, A. J.*: Loop Antennas, Facts not Fiction. Radio Communication, September 1991, pp. 51–53.
- Peters, B.*: Rahmenantennen, W. Herbst Verlag, Köln, 1992.
- Wirth, C.*: Neue Form der Abstimmung bei einer magnetischen Antenne. cq-DL 9/88, S. 543–544.
- Wollweber, J.*: Die magnetische Antenne – eine Wunderantenne. cq-DL 2/87, S. 149–151.
- Zisler, H.*: Noch eine magnetische Antenne. cq-DL 5/90, S. 302.

# 21. Активные антенны

## 21.1. Введение

Активная антенна появилась в результате сочетания электронного усилителя с обычной антенной. Благодаря этому активные антенны обрели ряд преимуществ по сравнению с пассивными.

Сама идея встраивать электронные элементы в конструкцию антенны не нова. Еще в конце 30-х гг. в германской патентной литературе появились публикации на эту тему [1, 2]. Вспомним работы Г. Майнке [9], профессора кафедры техники высоких частот Мюнхенского технического университета и его ассистентов: Г. Флакенэккера, Ф. Ландсторфера и Х. Линденмайера. Позднее на этой кафедре исследовались теоретические основы антенн и на многочисленных примерах были обоснованы их реализуемость и преимущества.

Но подлинное развитие данная идея получила с появлением полупроводниковых приборов. В своих разработках первыми их стали использовать Фрост, Коуплэнд, Тернер и Викерсхэм [3–8].

Вначале активным антеннам присваивали особые названия: Parant (Parametric

Amplifier Antenna), Antennafier (Antenna Amplifier), Antennamitter (Antenna Transmitter) или Antennaverter (Antenna Converter). Позже, когда появились туннельные диоды и компактные транзисторы и в университете штата Огайо (США) в 1964 г. был разработан опытный образец активной антенны, подобные антенны стали называть интегрированными или транзисторными. Последнее название иногда встречается и сегодня.

## 21.2. Принципиальные положения

### Внешние шумы

Статистическое распределение внешних шумов свидетельствует о том, что с уменьшением частоты они растут вплоть до максимума приблизительно при 10 кГц (рис. 21.1).

У приемников для частот менее 30 МГц коэффициент шума близок к 20 дБ, и такие приемники считаются более или менее «сверхчувствительными». Сигналы, принятые эффективными антеннами, перегружают приемник, и возникают интермодуляционные искажения.

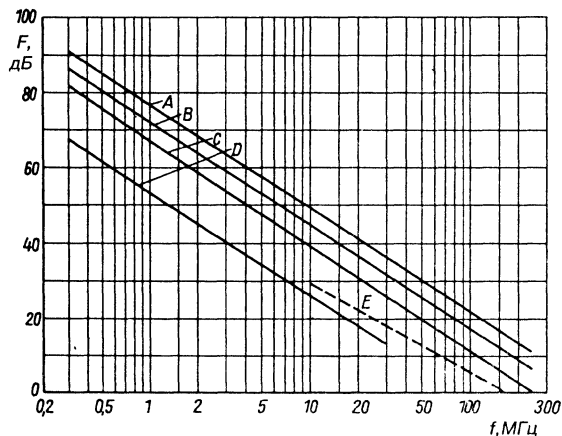


Рис. 21.1. Частотная зависимость внешних шумов (CCIR-Rep.285)

Разработка коротких активных антенн с оптимальными условиями по шумам оказывается здесь весьма кстати. Их применение в приемных устройствах позволяет минимизировать шум-фактор системы и оптимальным образом приспособиться к внешним шумам. По сравнению с обычными антеннами появляется также возможность изменять нижнюю границу динамического диапазона в лучшую сторону.

При заданной ширине полосы пропускания на выходе приемной антенны создается уровень мощности полезного сигнала (если он имеется) и уровень мощности всегда присутствующих внешних шумов. Обе величины существенно превышают уровень собственных электронных шумов приемника вместе с предварительным и промежуточным усилителями.

Отношение сигнала к шуму, от которого зависит качество приема, определяется только уровнями полезного сигнала и внешних шумов. Укорочение антенны одинаково снижает их уровни. Отношение сигнал/шум практически не меняется, пока внешние шумы остаются существенно выше собственных шумов приемной системы.

При дальнейшем укорочении антенны внешний шум оказывается меньше внутреннего. Теперь отношение сигнал/шум (фактически отношение сигнала к внутреннему шуму) также понижается. Еще большее укорочение антенны ведет к дальнейшему уменьшению их отношения [10].

Рассмотрим составляющие шум-фактора приемного устройства FS:

$$F_S = F_A + (F_N - 1) / G_V + (F_E - 1) / (G_V \times G_N),$$

где  $F_S$  – шум-фактор системы;  $F_A$  – шум-фактор антенны;  $F_N$  – шум-фактор предварительного и промежуточного усилителей;  $F_E$  – шум-фактор приемника;  $G_V$  – электронное усиление антенны;  $G_N$  – усиление предварительного и промежуточного усилителей.

В этой формуле F и G фигурируют в качестве коэффициентов, а не логарифмических величин, выражаемых в децибелах.

Шум-фактор следует применять как коэффициент шума в единицах kT0, а не как меру шума в децибелах. Если шум-фактор антенны  $F_A$  равен внешнему шум-фактору, отношение сигнал/шум ухудшается на 3 дБ.

## Параметры антенн

В зависимости от исполнения пассивные настроенные антенны характеризуются высотой, которая равна четверти длины волны, если антенна построена как монополь, или полуволне в случае диполей. Такие антенны лишь изредка удается строить на высоте, соответствующей требованиям приема у нижней границы их частотного диапазона.

Если электрически укорачивать короткий диполь длиной  $\lambda/5$  или электрически короткий монополь длиной  $\lambda/10$ , активная составляющая (сопротивление излучения) антенны убывает пропорционально квадрату укорочения. Иначе говоря, уменьшив длину или высоту вдвое, получим вчетверо меньшее сопротивление излучения.

Напротив, реактивная составляющая растет почти пропорционально укорочению, то есть она тем больше, чем меньше длина. Так, пассивный вибратор длиной 10 м на частоте 1,5 МГц характеризуется сопротивлением излучения  $R_S \approx 0,5$  Ом и реактивным сопротивлением в несколько килоом.

Согласование на входе приемника ухудшается при укорочении антенны по двум причинам:

- уменьшается напряжение холостого хода антенны  $U = E_{\text{heff}}$  или  $E_{\text{lw}}$  ( $h_{\text{eff}}$  для антенн-монополей и  $l_w$  для дипольных антенн);
- отношение напряжений составляющих становится неблагоприятным из-за роста реактивной составляющей.

Трансформирование помогает лишь при определенных условиях и к тому же зависит от частоты. Активная антенна позволяет устранять эти недостатки благодаря использованию встроенных усилителей, открывая таким образом пути новых решений

В противоположность пассивной антенне с антенным усилителем, установленным после фидера, активная антенна может хорошо сопрягаться с волновым сопротивлением коаксиального кабеля.

## Усиление

Усиление активной антенны определяется произведением электронного усиления  $G_V$  и коэффициента направленности  $D$ , обусловленного диаграммой направленности излучателя:

$$G_A = G_V D, \\ g_A = 10 \lg G_A = g_V + 10 \lg D.$$

Для короткой антенны практически независимо от частоты  $D = 1,5$  или  $10 \lg D = 1,8$ .

В то время как у пассивных антенн с малыми потерями усиление и коэффициент направленности почти неразличимы, усиление активных антенн формируется как результат взаимодействия направленности и усиления сигнала усилителем.

### Электронное усиление

Электронное усиление активной антенны определяется следующим образом:

$$G_V = P_2/P_1,$$

где  $P_2$  – выходная мощность на номинальном сопротивлении, а  $P_1$  – мощность, принятая пассивной частью антенны.

Электронное усиление используется при расчете шум-фактора системы и не имеет никакого отношения к диаграмме направленности антенны.

В противоположность пассивной согласованной антенне с малыми потерями величина усиления активной антенны ничего не говорит о направленности излучения или о соотношении сигнал/шум.

### Пример

Активный вертикальный вибратор метрового диапазона характеризуется следующими параметрами:

- шум-фактор (антенны)  $F_A = 5 \text{ kT}_0$  (7 дБ);
- электронное усиление  $G_V = 25,1$ , то есть  $g_V = 14$  дБ;
- антенный коэффициент  $K = 0,71$ , то есть  $k = 3$  дБ;
- коэффициент направленности  $D = 3$  (4,77 дБ).

Если шум-фактор приемника  $F_E = 10 \text{ kT}_0$  (10 дБ), то суммарный шум-фактор системы составляет  $F_S = 5 \text{ kT}_0$  (7,3 дБ).

### Коэффициент антенны

Коэффициент антенны показывает зависимость между напряженностью поля и напряжением на выходе антенны  $K = E/U$ , где  $E$  – напряженность электрического поля (в вольтах на метр), а  $U$  – выходное напряжение антенны на номинальном сопротивлении (в вольтах). Этот коэффициент обычно выражается в децибелах как  $20 \lg K$  и называется  $K$ -фактором или коэффициентом преобразования. Его поведение зависит от частоты.

### Диаграмма направленности

Из-за малых габаритов активных антенн их диаграмма направленности не зависит от частоты. Если, например, антенна – монополь 12-метрового диапазона – обнаруживает отчетливый рост угла возвышения на частоте 25 МГц, то у аналогичной активной штыревой антенны этот угол еще останется близким к нулю.

Параметры активных антенн приведены в [11, 12].

### Принцип действия

Замечательные свойства активных антенн объясняются согласованным взаимодействием пассивной части антенны с ее активными звеньями (рис. 21.2).

Для обеспечения высокого импеданса предельно коротких антенн применяются, например, полевые транзисторы с управляющим рп-переходом типа BF245 или BF256<sup>1</sup>, отличающиеся высоким входным сопротивлением при малой входной емкости.

Соответствующие схемы приводятся в [13, 14].

Рассмотрим принципы действия профессиональных активных антенн. Многокаскадная (чаще – трехкаскадная) электронная

<sup>1</sup> Отечественный аналог – КП303Б. – Прим. ред.

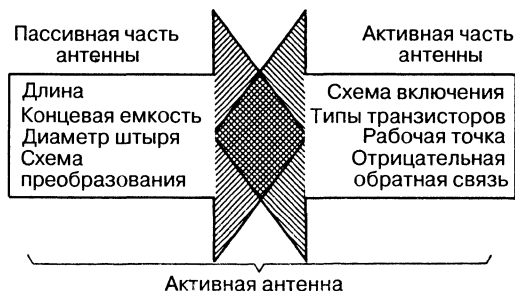


Рис. 21.2. Взаимодействие пассивных и активных элементов антенны (Rohde & Schwarz)



схема антенны – это малошумящий строго линейный преобразователь полных сопротивлений. Благодаря высокому входному сопротивлению первого каскада напряжение холостого хода пассивной части антенны, пропорциональное напряженности поля, воспринимается почти независимо от частоты. Последующие каскады строятся по двухтактной схеме на комплементарных транзисторах. Подобный подход обеспечивает отличное качество большого сигнала.

В качестве преобразователей такие антенны ведут себя как фильтры верхних частот. Благодаря частотно-зависимой обратной связи активные КВ антенны работают с сигналами вплоть до 1,5 МГц. Тем самым снижается опасность переимодуляции сильными сигналами средневолнового диапазона. На входе усилителя имеется схема защиты от перенапряжений, возникающих в результате атмосферных разрядов. Обычно подобная схема применяется и на выходе усилителя для защиты от чрезмерных напряжений со стороны кабеля.

В состав антенны входит специальное звено развязки, обеспечивающее независимость антенны от мачты или поверхности, на которой она монтируется.

Структурная схема активного вертикального вибратора представлена на рис. 21.3.

Активные антенны, в отличие от пассивных, нелинейны из-за элементов усилителя и не подчиняются принципу взаимности.

### 21.3. Применение

В настоящее время активные антенны используются в стационарном и мобильном вариантах на частотах от 100 Гц до 1000 МГц. Особенно широко они применяются в качестве приемных антенн, главным образом в форме монополей, петлевых монополей, вибраторов и петлевых вибраторов [15–17].

Известны также автомобильные активные антенны для приема радиовещательных станций [18, 19]. Иногда их применяют в качестве активных пеленгаторных или направленных антенн. Представляет интерес использование активных рамочных антенн городской железной дорогой г. Мюнхена.

Пример работы активной антенны в качестве приемной КВ антенны демонстрируется на рис. 21.4. На переднем плане показана

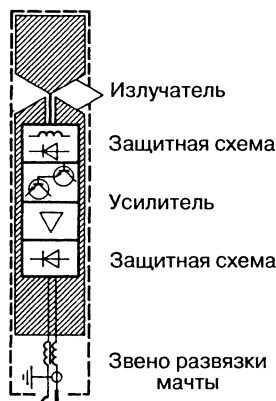


Рис. 21.3. Структурная схема активного вертикального вибратора (Rohde & Schwarz)

плата усилителя, а на заднем – антенная система для интервала частот от 1,5 до 30 МГц. Это тройная антенная система с вертикальной штыревой антенной и двумя взаимно перпендикулярными горизонтальными вибраторными антеннами, связанными 90-градусным ответвителем. Устройство антенны иллюстрируется рис. 21.5. В целом антенная система характеризуется круговой диаграммой направленности для волн вертикальной и горизонтальной поляризации.

На рис. 21.6 приведен пример активной антенной системы метрового диапазона для частот от 20 до 200 МГц. Она также выполнена в виде тройной антенной системы для кругового приема сигналов горизонтальной и вертикальной поляризации.

Активные вибраторные антенны метрового и дециметрового диапазонов представлены на рис. 21.7. Антенна справа рассчитана на частоты от 20 до 500 МГц, а слева – от 200 до 1000 МГц. Последняя из них имеет следующие характеристики: усиление от 7 до 11 дБ; шум-фактор – от 6 до 8 дБ;  $IP_2 > 55$  dBm,  $IP_3 > 30$  dBm.

Мобильные пеленгаторные антенны показаны на рис. 21.8. Антенна справа работает в области частот от 1 до 30 МГц, антенна сзади – от 20 до 500 МГц, антенна на переднем плане – от 500 до 1000 МГц.

На рис. 21.9 приведен пример активных измерительных антенн для определения напряженности поля частотой от 100 Гц до 1000 МГц. Штыревая антенна в центре работает на частотах от 100 Гц до 30 МГц, вибраторная антенна слева – от 30 до 300 МГц, а справа – от 200 до 1000 МГц.

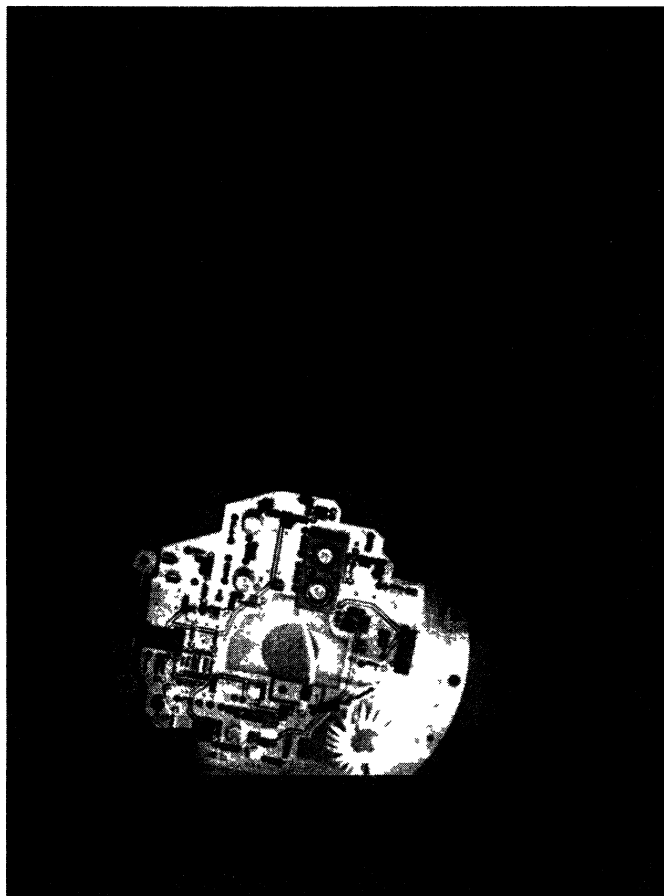


Рис. 21.4. Активная антенная система (частоты от 1,5 до 30 МГц) вертикальной и горизонтальной поляризации (Rohde & Schwarz)

## 21.4. Заключение

Подводя итог сказанному, можно еще раз повторить, что активные антенны, безусловно, имеют достаточно преимуществ над пассивными. К числу таких преимуществ относятся:

- компактность;
- расширенный частотный диапазон;
- высокая чувствительность;
- хорошая линейность;
- широкий динамический диапазон;
- независимость диаграммы направленности от частоты;
- слабая связь с соседними станциями.

Мощные передатчики, создающие сильные помехи, способствуют возникновению

перемодуляции и взаимной модуляции. В таких случаях не следует применять активные антенны. Их стоит использовать там, где удовлетворительно работают обычные пассивные антенны в сочетании с широкополосными усилителями или широкополосными входными каскадами приемников.

## 21.5. Рекомендации по разработке

Активные антенны завоевывают все большую популярность в качестве антенн для современных приемопередатчиков, непрерывно перекрывающих частотную область

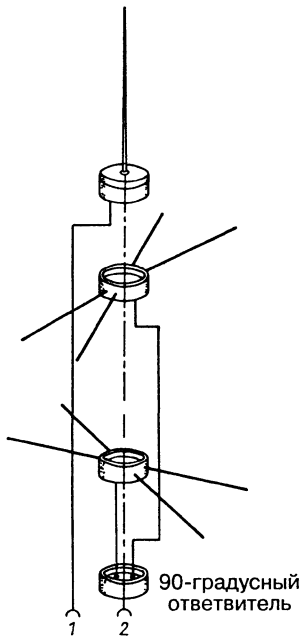


Рис 21 5 Устройство активной антенной системы (Rohde & Schwarz)

от 100 кГц до 30 МГц, и для всевозможных «дальнобойных» радиоприемников

Если главным условием считать низкий уровень шумов и простоту схемных решений, оптимальным будет применение однокаскадной схемы с одним транзистором вертикальной МОП структуры (VN88AF, VN0808M или VN66AK) Антенный усилитель (рис 21 10) на транзисторе VN88AF<sup>1</sup> обеспечивает усиление около 6 дБ [20] Переменным резистором R1 устанавливается ток стока транзистора на уровне 100 мА Катушка  $L_x$  включается только при питании усилителя по коаксиальному кабелю

В [21] описано двухкаскадное устройство, которое состоит из истокового повторителя и эмиттерного каскада с сильной обратной связью Сюда же относится фильтр высоких частот, описанный в [22] и предназначенный для ослабления помех со стороны местных МВ и ДВ радиостанций Избирательные активные приемные антенны представлены в [23], а в [24] сообщается об

<sup>1</sup> Можно использовать отечественный транзистор КП905А – Прим ред

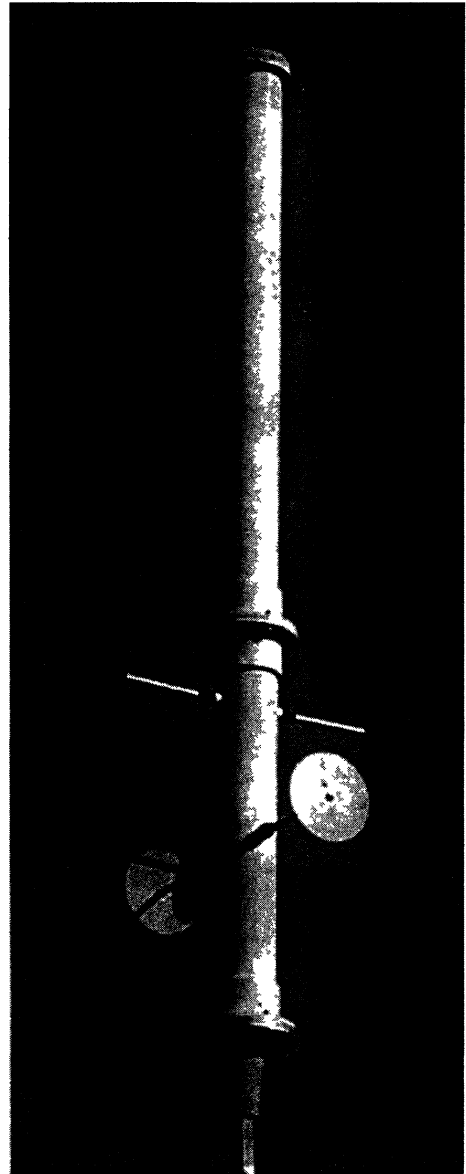


Рис 21 6 Активная антенная система (частоты от 20 до 200 МГц) вертикальной и горизонтальной поляризации

активной антенне с дистанционной настройкой на варикапе

Простая двухкаскадная схема на рис 21 11 описана в [25] Она состоит из преобразователя импеданса на полевом транзисторе

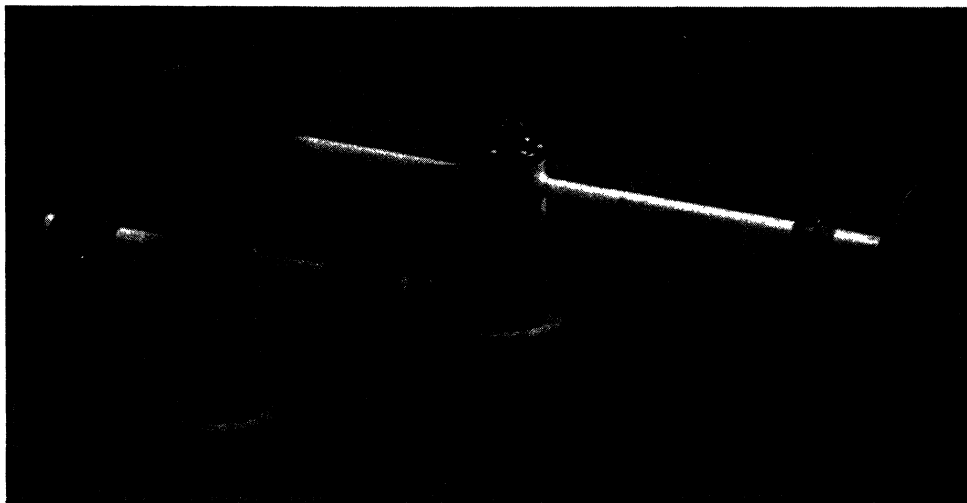


Рис 21 7 Активные вибраторы справа – для частот от 20 до 500 МГц, слева – от 200 до 1000 МГц (Rohde & Schwarz)

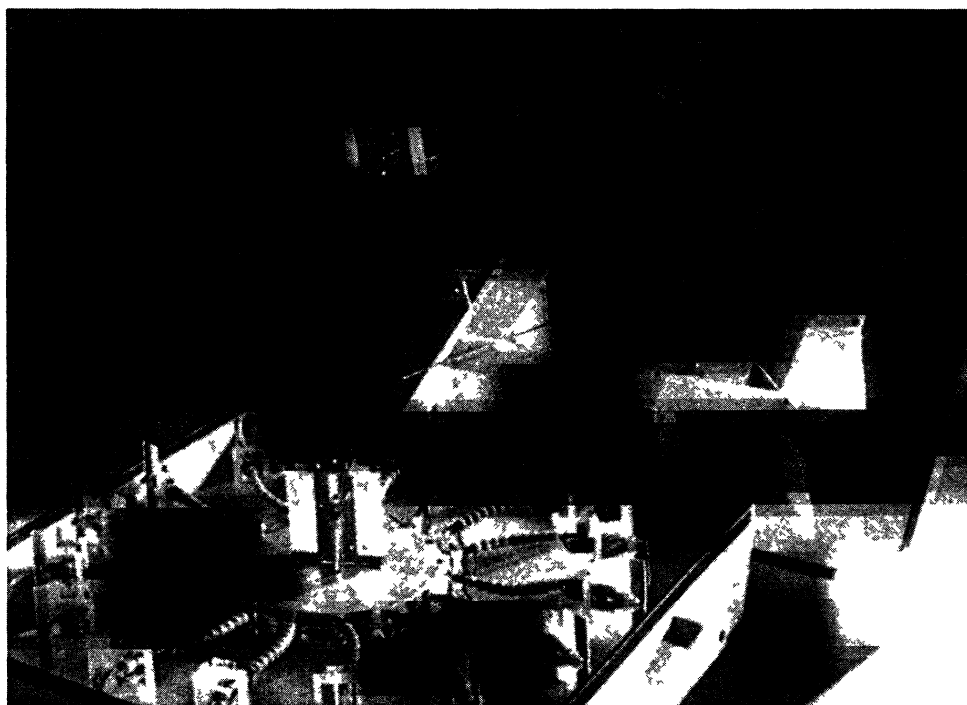


Рис 21 8 Мобильные активные пеленгаторные антенны на 500–1000 МГц – на переднем плане на 20–500 МГц – на заднем плане, на 1–30 МГц – в центре (Rohde & Schwarz)

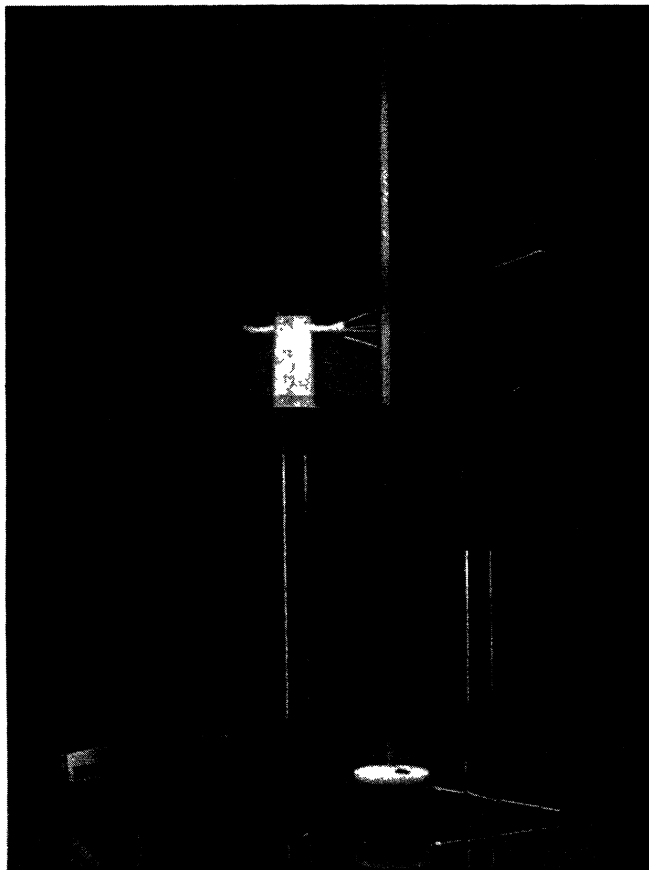


Рис. 21.9. Активные антенны для измерения напряженности поля, рассчитанные на частоты 30–200 МГц (слева), 200–1000 МГц (справа) и 100 Гц – 30 МГц (в центре)

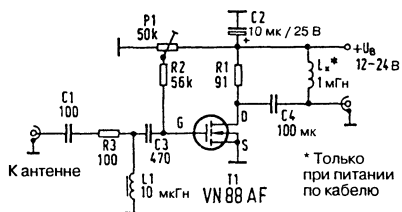


Рис. 21.10. Усилитель активной антенны для диапазонов длинных, средних и коротких волн

с запирающим слоем BF247A<sup>1</sup> и двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах 2N3866 и 2N5160<sup>2</sup>. Использование МОП транзистора в первом каскаде не дает

здесь никаких преимуществ, так как на низких частотах его шумы выше, чем у полевого транзистора.

Слабые заряды отводятся с антенны через сопротивление 10 МОм. При сильных грозовых зарядах включается газовый разрядник. Рабочая точка истокового повторителя BF247A поддерживается на уровне 20 мА тока стока благодаря сильной обратной связи по постоянному току.

Защитный диод в цепи затвора 1N6263<sup>3</sup> предотвращает пробой между затвором и истоковой областью при перегрузках грозовыми разрядами или чрезмерном отрицательном

<sup>1</sup> Отечественный аналог – КП303А. – Прим. ред.

<sup>2</sup> Можно использовать КТ815А и КТ814А. – Прим. ред.

<sup>3</sup> Можно использовать ГИ401А. – Прим. ред.

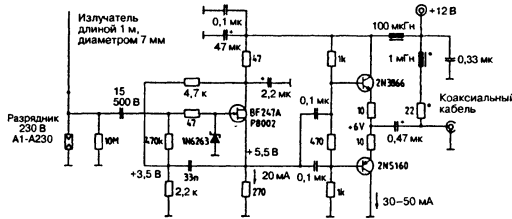


Рис. 21.11. Активная антенна для диапазонов от ДВ до УКВ

напряжении. При положительной перегрузке по напряжению участок затвор-исток становится проводящим и ограничивает напряжение. Истоковый повторитель питает двухтактный эмиттерный повторитель, который собран на комплементарных транзисторах 2N3866 и 2N5160. Ток покоя составляет от 30 до 50 мА.

Индуктивность величиной 1 мГн нужна, если усилитель питается через коаксиальный кабель. Необходимо обеспечить малую емкость проводника затвора транзистора BF247A, поскольку она способствует снижению входного напряжения. Для защиты от погодных условий плата усилителя заключена в трубу из полипропилена диаметром 50 мм.

Простая активная ферритовая антенна для диапазона 80 м описана в [26].

### Литература к главе 21,

- [1] *Hollmann, H. E.*: – US Pat. 2,169,358 – deutsche Priorität 1936.
- [2] *Gerhard, E.; Ilberg, W.*: – US Pat. 2,153,181 – deutsche Priorität 1937.
- [3] *Frost, A. D.*: Parametric Amplifier Antenna. Proc. IRE, vol. 48, June 1960, pp. 1163–1164.
- [4] *Frost, A. D.*: – US Pat. 2,988,636 – 1960.
- [5] *Copeland, J. R.; Robertson, W. J.*: Design of Antenna-verters and Antennafiers. Electronics vol. 34, October 1961, pp. 68–71.
- [6] *Copeland, J. R.; et al.*: – US Pat. 3,296,536 – 1960.
- [7] *Turner, E. M.*: – US Pat. 3,246,245 – 1961.
- [8] *Wickersham, A. F.; et al.*: – US Pat. 3,098,973 – 1960.
- [9] *Meinke, H.*: Aktive Antennen. NTZ 9 (1966), H. 12, S. 697–705.
- [10] *Stark, A.*: Dimensionierung elektrischer kurzer Empfangsantennen für Frequenzen unter 30 MHz. Neues von Rohde & Schwarz Nr. 76, Januar 1977, S. 23.
- [11] *Demmel, F.*: Kenngrößen aktiver Empfangsantennen. Nachrichten Elektronik 34 (1980), H. 9, S. 326–328.
- [12] *Lindenmeier, H.*: Kenngrößen aktiver Breitbandantennen. NTZ 30 (1977), H. 2, S. 169–173.
- [13] *Red, E. T.*: Aktive Antennen, beam 11/86, S. 35–37; 12/86, S. 20–23; 1/87, S. 28–29.
- [14] *Best, S.*: Aktive Antennen. RPB Taschenbuch Nr. 182, Franzis Verlag, München, 1987.
- [15] *Flachenecker, G.*: Eine blitzgeschützte transistorierte Empfangsantenne. NTZ 22 (1969), H. 10, S. 557–564.
- [16] *Lindenmeier, H.; Meinke, H. H.*: Aktive Fernsehantennen für den UHF-Empfang. Funkschau 1970, H. 16, S. 527.
- [17] *Lindenmeier, H.*: Aktive Empfangsantennen von 10 kHz bis 1 GHz. Funkschau 1974, H. 4, S. 111 und H. 5, S. 153.
- [18] *Lindenmeier, H.; Meinke, H. H.*: Elektronische Autoantennen – heute. Funkschau 1976, H. 14, S. 68–70.
- [19] *Hopf, J.; Lindenmeier, H.; Reiter, L.*: Aktive Scheibenantennen für Rundfunkempfang im Auto. RTM, Jg. 31 (1987), H. 4, S. 161–167.
- [20] *Henrich, F.*: Aktivantenne verstärkt von Langwelle bis Kurzwelle. Funkschau 11/1988, S. 65–66.
- [21] *Becker, J.*: Vielseitige Aktivantenne. Elektor 6/91, S. 28–31.
- [22] *Becker, J.*: Fernschaltbarer Hochpass für Aktivantennen. Elektor 11/91, S. 64–68.
- [23] *Becker, J.*: Selektive aktive Empfangsantennen, cq-DL 11/91, S. 668–673.
- [24] *Cornell, K.*: Remote Tuned Active Antenna. 73 Magazine, December 1993, p. 32.
- [25] *Jirmann, J.*: Aktive Antenne für den Frequenzbereich von 10 kHz bis 50 MHz. UKW-Berichte 1/92, S. 37–42.
- [26] *Gebauer, H.*: Aktive Ferritantenne für 80 m. CQ DL 11/94, S. 794.
- Bertini, P. J.*: Active antenna covers 0.5 – 30 MHz. Harn Radio, March 1985, pp. 37–43
- Blechschildt, A.*: Aktivantenne. Kurier 10/89, S. 8–12; 17/89, S. 8–9.
- Burhans, R. W.*: Active antenna preamplifier. Harn Radio, May 1986, pp. 47–54.
- Henrich, F.*: Aktive Kurzwellenantenne. Funkschau 19/1984, S. 85–86.
- Krist, P.*: Zerlegbare aktive Magnetantenne, qsp 10/89, S. 40–42.
- Red, E. T.*: Aktive Antennen – Notlösungen oder Non plus ultra? beam 11/93, S. 26 bis 28; 12/93, S. 24–26
- Rohde, V. L.*: Active Antennas. CQ, December 1982, pp. 20–24.
- Rohner, C.*: Aktive Antennen, cq-DL 9/91, S. 553–554.
- Rohner, C.*: Aktive Antennen – Wirkungsweise und Einsatzmöglichkeiten. qsp 7/92, S. 8–13.
- Rohner, C.*: Aktive Empfangsantennen. Funk Spezial 29, Antennen. VTH Verlag, Baden-Baden, 1994.
- Schmidt, G.; Festerling, M.*: Breitband-Aktivantenne für 10 kHz bis 1,8 GHz. beam 12/92, S. 19 bis 22; 1/93, S. 18–20. Begriffе aus dem Gebiet der Antennen, Elektrische Eigenschaften und Kenngrößen. Anhang: Aktive Antennen. ITG 2.1/02 Empfehlung 1993. NTZ Bd. 46 (1993), H. 12, S. 961–962.

## 22. Практика применения антенн метрового и дециметрового диапазонов

Антенной метровых волн (или УКВ антенной) у радиолюбителей, как правило, служит излучатель для двухметрового любительского диапазона (144–146 МГц). В дециметровой области (ДМВ) находятся несколько любительских диапазонов: 70 см (430–440 МГц), в котором работают и другие радиослужбы, а также 23 см (1240–1300 МГц) и 13 см (2320–2450 МГц), где любительское вещание также не имеет каких-либо преимуществ. Излюбленный двухметровый диапазон по частоте лежит между областью радиовещания с частотной модуляцией (полоса 100–108 МГц) и шестым телевизионным каналом диапазона III, тогда как диапазон 70 см расположен рядом с дециметровым 21-м телеканалом диапазона IV. Для работы в указанных областях применяются преимущественно однотипные антенны Уда-Яги как наиболее экономичные, но отличающиеся друг от друга своими параметрами.

По закону подобия (раздел 31.1) допустимо, например, пересчитать телевизионную антенну на двухметровый диапазон: резонансная частота изменится, но все прочие электрические параметры сохранятся. Это позволяет радиолюбителю использовать для монтажа собственных антенн промышленные разработки телевизионных антенн и множество комплектующих деталей (арматуры, кабельных разъемов, держателей и т.п.), предлагаемых промышленностью для эксплуатации в тяжелых погодных условиях.

Однако по некоторым позициям электрические свойства телевизионных антенн отличаются от требований, предъявляемых к созданию радиолюбительских антенн. Первые конструируются для работы в возможно более широком интервале частот при входном сопротивлении 240–300 Ом. При острой фокусировке главного луча диаграммы направленности в плоскости E боковые лепестки недопустимы, а отношение прямого излучения к обратному должно быть как можно большим. В сравнительно узких

любительских УКВ и ДМВ диапазонах широкополосные антенны, как правило, не требуются, и радиолюбитель не обязан придерживаться номинальной величины входного сопротивления 240–300 Ом. Боковые лепестки диаграммы направленности и не слишком высокое отношение прямого излучения к обратному не так уж важны с практической точки зрения, если только они не приводят к заметному падению усиления. Для любительского радиообмена гораздо важнее, чтобы усиление горизонтальной УКВ/ДМВ антенны обеспечивалось преимущественно за счет фокусировки в вертикальной плоскости.

### 22.1. Поляризация антенн УКВ и ДМВ диапазонов

В коротковолновой области поляризация любительских антенн не играет особой роли, поскольку при распространении волн в ионосфере их первоначальная поляризация сохраняется лишь в исключительных случаях. Иначе обстоит дело с метровыми и дециметровыми волнами. В нормальных условиях они не отражаются от ионосферы и распространяются по прямой.

Вращение плоскости поляризации при распространении волн вдоль свободного пути в пределах теоретически возможной дальности прямой видимости – явление редкое (раздел 2.4.1). Однако при распространении волн в густо застроенной или ристой местности происходит более или менее значительное изменение первоначального состояния поляризации. Обычно в этих условиях вместо линейно поляризованных волн в точку приема приходят волны не строго вертикальной или горизонтальной поляризации, а с произвольной ориентацией плоскости поляризации относительно горизонта. С этой точки зрения на трассах с неблагоприятными условиями было бы выгоднее работать, например, с

наклонной поляризацией под углом  $45^\circ$ , монтируя элементы антенны не вертикально или горизонтально, а под углом близким к  $45^\circ$ .

В случае радиорелейной линии УКВ и ДМВ диапазонов поляризация передающей и приемной антенн должна быть одинаковой. С теоретической точки зрения вертикально поляризованное излучение передатчика не может приниматься антенной, рассчитанной на горизонтальную поляризацию. Но поскольку характеристики излучения реальных антенн никогда не соответствуют идеалу, считается, что в указанных случаях происходит ослабление сигнала «всего» на 20 дБ [1]. Иначе говоря, в подобных условиях приемная антенна воспринимает лишь одну десятую часть напряженности поля в точке приема (табл. 1.1).

Широкое распространение получили антенны горизонтальной поляризации. Множество радиолюбительских УКВ и ДМВ станций, УКВ радиовещание и ряд телевизионных станций на каналах I—III и IV/V диапазонов излучают волны горизонтальной поляризации. Большинство телевизионных передатчиков западной Европы на первом канале, почти все мобильные радиостанции (дорожная радиослужба, автомобильный телефон, полиция и др.) и любительские станции местного и мобильного радиобмена, а также радиорелейные линии с частотной модуляцией пользуются антеннами вертикальной поляризации.

Эллиптическая и круговая поляризация применяются главным образом для связи со спутниками Земли и в радиоастрономии. Преимущество антенны круговой поляризации состоит в том, что она одинаково хорошо принимает линейно поляризованные волны с любой ориентацией плоскости поляризации. Это важно, например, при приеме сигналов с искусственных спутников, обращающихся на околоземных орбитах, чья поляризация постоянно изменяется из-за собственного вращения спутника. По этой причине прием линейно поляризованных волн сопровождается сильными замираниями, тогда как при круговой поляризации они отсутствуют. В любительском УКВ диапазоне вертикальная поляризация применяется, как правило, в весьма распространенной радиорелейной ЧМ связи, а для дальней связи в двухметровом диапазоне используется горизонтальная поляризация. В силу выше-названных причин для радиолюбителей,

работающих в УКВ и ДМВ диапазонах, круговая поляризация становится все более важной. К сожалению, антенна круговой поляризации требует гораздо больших затрат, нежели антенна линейной поляризации [2].

Далее описываются УКВ и ДМВ антенны преимущественно горизонтальной поляризации с горизонтальным расположением элементов. Те же антенны могут служить источником вертикально поляризованных волн, если развернуть их так, чтобы соответствующие элементы заняли вертикальное положение. Впрочем, в этом случае диаграмма направленности несколько изменится под влиянием металлической опорной несущей мачты. Поэтому УКВ/ДМВ антенны вертикальной поляризации обычно монтируют на горизонтальных траверсах мачты.

Кроме того, различия высоты половин вибратора над землей при недостаточной строительной высоте антенны отрицательно сказываются на диаграмме направленности в плоскости Н.

## 22.2. Рекомендации по устройству и монтажу антенн УКВ и ДМВ диапазонов

Применительно к строительной высоте УКВ и ДМВ антенн действует одно требование: делать их как можно выше. Поскольку высота антенны всегда приводится к рабочей длине волны, это условие легко выполняется. Антенна двухметрового диапазона, установленная, предположим, в 10 м над землей, характеризуется строительной высотой 5  $\lambda$ . Следовательно, для размещения КВ антенны 20-метрового диапазона на той же строительной высоте пришлось бы поднять излучатель на 100 м над землей.

Обычная антенна должна возвышаться над ближайшими зданиями, линиями передач и другими препятствиями на 2  $\lambda$  или 3  $\lambda$ . Однако строить чрезмерно высокие антенны экономически нецелесообразно. Эта мера способна увеличить дальность обычного квазиоптического распространения, но едва ли скажется на распространении с участием инверсионных слоев. Уже при строительной высоте антенны 2  $\lambda$  над землей или при ее размещении на крыше здания



диаграмма направленности оказывается близка к идеальной. При таких предпосылках публикуемые параметры УКВ и ДМВ антенн вполне пригодны и для практического применения.

Как и в телевизионных диапазонах, в любительских УКВ и ДМВ полосах преобладают антенны продольного излучения в виде одноэтажных директорных антенн. Они просты в изготовлении, не требуют больших затрат, но для соблюдения заданных параметров необходимо их точное исполнение. По степени распространения к подобным излучателям примыкают многовибраторные антенны. Они сложнее в изготовлении и дороже, но их размеры не слишком критичны, а сами антенны характеризуются широкой полосой частот и по свойствам своего излучения отвечают практическим запросам радиолюбителей. Не менее популярны многоярусные директорные антенны вертикальной поляризации. Отличаясь упрощенным устройством, они обеспечивают дополнительное усиление благодаря фокусировке в плоскости Н. Поэтому многоярусные директорные антенны обладают теми же свойствами излучения, что и плоские многовибраторные. Разнообразие типов антенн УКВ и ДМВ диапазонов открывает широкое поле деятельности для радиолюбителя-экспериментатора.

### 22.3. Рациональный выбор антенны для УКВ и ДМВ диапазонов

«От простого – к сложному» – таким должен быть лозунг новичка, занятого выбором антенны. Возможность создания весьма эффективной антенны из ряда элементов сравнительно простыми средствами подталкивает к решению построить острофокусированную систему излучателей с высоким усилением. Но, как правило, такая конструкция в процессе эксплуатации оказывается непрактичной.

Режим работы в любительских областях УКВ и ДМВ существенно отличается от режима КВ диапазонов. Если на коротких волнах почти всегда имеются станции-партнеры для радиообмена, то в любительских диапазонах УКВ и ДМВ лишь в определенное время суток можно найти одного или нескольких корреспондентов, причем

при самом благоприятном топографическом положении дальность связи не превышает 100–200 км. Количество доступных станций возрастает только при появлении тропосферных сверхдальних трасс или во время состязаний радиолюбителей. Уже простенькая антенна позволяет устанавливать связь с ближайшими радиопартнерами. Антенна с острой горизонтальной фокусировкой оказывается для этого неудобной, так как в ходе сеанса связи приходится перераспределять ее с одной станции на другую. Такого не требуется при наличии излучателя с большой шириной главного луча диаграммы направленности в горизонтальной плоскости.

Каждому радиолюбителю приятно установить связь со станцией, с которой он раньше «не работал». Если вы «охотитесь» за станциями с помощью высокоэффективной антенны с малой шириной горизонтального луча, шансы найти новую станцию невелики, поскольку пеленг ее местоположения обычно заранее неизвестен. При систематическом подходе приходится «опрашивать» до десятка направлений в пределах выбранного сектора и дожидаться отклика на каждое обращение в отдельном частотном интервале диапазона. Такая операция требует много времени, усилий и терпения. А если возможный партнер пользуется антенной с узкой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, вероятность «встречи» становится еще меньше. Быстрее и надежнее устанавливать новые связи с помощью антенны, обладающей широкой горизонтальной диаграммой, так как они «просматривают» большой интервал азимутальных углов. Целесообразно обеспечивать прирост усиления, располагая простые системы ярусами, когда ширина диаграммы в вертикальной плоскости уменьшается, а в горизонтальной остается такой же, как и у одноэтажной системы.

Все сказанное тем более справедливо применительно к соревнованиям, когда из-за необходимости «крутить антенну» расходуется ценное время и можно «проскочить» мимо вызывающей станции. Согласно статистике, вероятность успешного установления связей мала для станций с острой горизонтальной фокусировкой антенны, если только они не находятся на особо бойком месте или не имеют редкостных позывных.

Таким образом, в обычной радиолюбительской практике узкая горизонтальная

диаграмма скорее недостаток, чем преимущество. Однако без нее не обойтись, если требуется обеспечить большое усиление с помощью однорусной директорной системы (преимущественно длинных директорных антенн). Отсюда следует, что многовibratorная антенна с усилением, равным усилению одиночной директорной антенны, превосходит последнюю по эксплуатационным качествам: усиление многовibratorной антенны нарастает преимущественно за счет сужения вертикальной диаграммы, тогда как усиление антенны Яги обусловлено малой горизонтальной шириной главного лепестка.

Можно дать следующие рекомендации по практическому применению любительских УКВ и ДМВ антенн:

- для удовлетворения средних запросов самым экономичным решением является обычная директорная антенна с тремя (максимум – с шестью) элементами; крупные антенны Яги характеризуются повышенным усилением, но их эксплуатация затруднена;
- более высоким требованиям по усилению отвечают многоярусные системы из простых антенн (типа Яги) с относительно большой горизонтальной шириной диаграммы, допускающей быстрое сканирование пространства;
- многовibratorные антенны рекомендуются в первую очередь для «охоты» за станциями, соревнований и установления сверхдальних связей;
- антенны Яги высокой эффективности (длинная директорная антенна) наиболее экономичны для специальных применений, например для работы на метеорных следах, установления прицельных связей и особенно для сеансов связи через трассу Земля – Луна – Земля (раздел 2.4.6).

Стоит напомнить, что мощному передатчику должен сопутствовать высокочувствительный малошумящий приемник и наоборот. При соблюдении этого «равновесия возможностей» удастся связываться со станциями, которые приемник «слышит». Если же станция принимается, а связь с ней не устанавливается, надо проверить КПД оконечного каскада передатчика и в первую очередь – отбор энергии в фидер: по опыту известно, что именно здесь часто кроется причина неудач.

## 22.4. УКВ и ДМВ антенны: мифы и реальность

Многолетний опыт работы с антеннами [3] обобщен О. Оберрендером (DL2RSX, бывший Y23RD, ранее DM2CRD) в 15 весомых положениях. Они содержат разумные, обоснованные сведения, учет которых при планировании, создании и эксплуатации любительских антенн поможет сэкономить время и избежать разочарований.

1. Законы физики неумолимы! Чудо-антенну пока еще никто не изобрел, но хорошие антенны уже научились строить. Хотя антенны и являются лучшими высокочастотными усилителями, сами по себе они не определяют ценность любительской радиостанции. Радиомаяк DM2AKD под Берлином принимался в Шотландии при 10 мВт простым вибратором.
2. Радиолюбители, конструирующие антенны, нередко тратят силы и жертвуют свободным временем, пренебрегая физикой.
3. Ветер, коррозия, суеверие и утопическое ожидание чуда – вот безжалостные враги каждой любительской антенны.
4. У любой антенны усиление меньше, чем думается. Если выполнить точные измерения, строго оценить диаграмму направленности и учесть погрешности, результат будет всегда хуже ожидаемого. Эффективность чужих антенн при проверке их свойств обычно оказывается ниже заявленной, причем даже без фокусов с изотропным излучателем.
5. Не лжет только диаграмма направленности! Нельзя полагаться лишь на горизонтальную диаграмму. Именно вертикальная диаграмма поможет получить верную информацию об антенне или группе антенн. При определенных обстоятельствах необходимо измерять диаграмму при разных углах наклона. Бывают антенны с необъяснимым лепестком, в котором сосредоточена заметная мощность, посылаемая по совершенно неожиданному направлению. Деформации и асимметрия диаграммы дают основания предположить наличие неисправности.
6. Сравнительные измерения с образцовыми вибраторами в любительских условиях ненадежны и дают расхождения до 3 дБ.

- Не так уж редко расхождение на целый S-уровень, когда накладываются различные эффекты и получается «желанное» усиление. Так появляются сенсационные изобретения вроде ленточной антенны Яги, контурной щели, позолоченного излучателя и т.п. Чего только не получают в результате подобных «измерений»!
7. Физическая зависимость между углом раскрытия и усилением действует только в том случае, когда речь идет о почти идеальной диаграмме направленности, то есть когда ее передний лепесток имеет грушевидную форму, обратное излучение надежно подавлено, а боковые лепестки отсутствуют. С переходом директорной антенны к высокочастотному пределу сначала расширяется основание главного лепестка, а затем возникают боковые лепестки. Тогда ширина диаграммы может уменьшиться даже при снижении усиления. Это тонкости, которые обнаруживаются при изучении диаграммы направленности.
  8. Часто упускают из виду, что на практике простые антенны оказываются эффективнее громоздких сооружений. Необходимо тщательно учитывать окружающую обстановку. Специалисты трактуют месяцы на то, чтобы спланировать антенну и вписать ее в местные условия. Даже на средних волнах случаются аномалии напряженности поля величиной 10 дБ и более, причем на расстоянии всего в несколько метров.
  9. Важно не только построить высокоэффективную антенну, но и обеспечить неизменность ее характеристик в течение длительного времени эксплуатации. Здесь особенно часто не соблюдаются некоторые правила: используются неподходящие или несовместимые материалы; латунная трубка становится хрупкой и разрушается; элементы ломаются из-за нарушения плотной посадки в креплении; провисает траверса антенны; влага проникает в симметрирующее звено или кабель и т.д. Трудно представить, сколько забот приносит каждая непогода и сколько при этом теряется децибел.
  10. Бывают антенны с исключительно высокими характеристиками. Но они исчезают при кустарной попытке водрузить антенну на новом месте. Примером тому служит принцип двухзеркальной антенны (Backfire), которая из-за неудобного рефлекторного полотна не была признана до появления короткой двухзеркальной антенны (ShortBackfire). В соответствующей литературе описываются и другие антенны с аналогичной особенностью.
  11. Многие УКВ и ДМВ антенны допускают несимметричное питание, что удивляет даже специалистов. Однако будьте осторожны, сводя антенны в группы!
  12. Не располагая ZG-диаграфом (например, типа ZDU производства Rohde & Schwarz), при согласовании приходится всякий раз наращивать фидер отрезком кабеля длиной  $\lambda/4$ , повторяя измерения, чтобы исключить эффекты трансформации. На практике согласование улучшается также путем «обрезки» линии. Впрочем, имея дело с величиной КСВ, не стоит быть педантом, стремясь уменьшить его на затраге или десятые доли.
  13. Любитель должен не перелистывать специальную литературу по антеннам, а внимательно читать ее и формировать собственные представления. Высокая эффективность создаваемой антенны – вопрос не только затрат, но и понимания и способности использовать фундаментальные законы природы, возможность адекватно оценить реальную ситуацию. Ведь где-нибудь на руднике антенна Яги – всего лишь груда трубок.
  14. При минимальных затратах на измерительную аппаратуру, но при хорошем знании устройства и свойств антенн серьезный радиолюбитель способен создавать оригинальные типы излучателей или исследовать образцы антенн. Однако он должен твердо знать пределы своих возможностей и никогда не пренебрегать критикой в свой адрес. Самостоятельные разработки необходимо сопровождать проверками на измерительных трассах – ведь речь идет, как уже говорилось, о вертикальной диаграмме! Из-за многократных отражений труднее всего измерить диаграмму кругового излучателя. Как минимум для этого требуются измерительный передатчик, приемник, калиброванная линия, измеритель КСВ и... огород. Для простых экспериментов достаточно трассы длиной 20–30 м.
  15. Не падайте духом! Как бы там ни было, радиолюбительство – источник удовольствия.

## 22.5. Эталонные антенны для диапазонов УКВ и ДМВ

Методы и средства измерений для антенных устройств унифицированы Международной комиссией по электротехнике (IEC) в Рекомендации 138 (1962 г.).

Для определения усиления в качестве образца сравнения используется эталонная антенна (раздел 3.2.3). Поскольку изотропный излучатель сделать невозможно, в диапазонах УКВ и ДМВ эталонной антенной обычно служит полуволновый вибратор. Он выполняется в виде петлевого вибратора и настраивается на измерительную частоту так, чтобы его сопротивление было чисто активным. Подобные «нормальные вибраторы» показаны на рис. 22.1 – 22.5 со всеми необходимыми данными.

Номинальное входное сопротивление петлевого вибратора при резонансной частоте составляет 300 Ом (точнее, 292 Ом). Величина КСВ ( $s$ ) на отводе к измерительной аппаратуре не должна превышать 1,22 при резонансной частоте. Расстояние между клеммами вибратора можно менять на 0,5–1,5% от длины волны, при этом влияния на остальные параметры антенны не оказывается; обычно задается типовой промежуток от 8 до 25 мм. Как всегда, местом крепления служит середина вибратора, причем изоляционный материал применяется в минимальном количестве.

При измерениях в УКВ и ДМВ областях нередко бывает выгоднее использовать стандартизованную направленную антенну с определенным усилением [4]. Подобная антенна стандартного усиления была рекомендована Национальным Бюро стандартов США

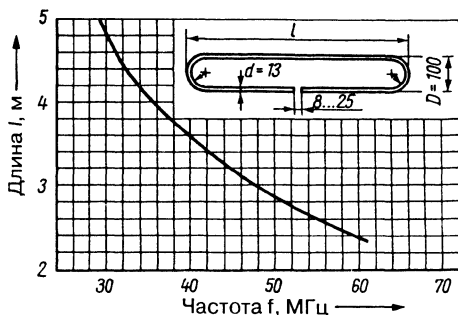


Рис. 22.1. Длина  $l$  петлевого вибратора в области частот 30–60 МГц

(NBS) и описана в стандарте RS-329-A американской Ассоциации электронной промышленности [5, 6]. Эскиз этой антенны представлен на рис. 22.6. Она выполнена в виде двух параллельных полуволновых вибраторов, отстоящих один от другого на  $\lambda/2$  и от полотна отражателя – на  $\lambda/4$ . Это

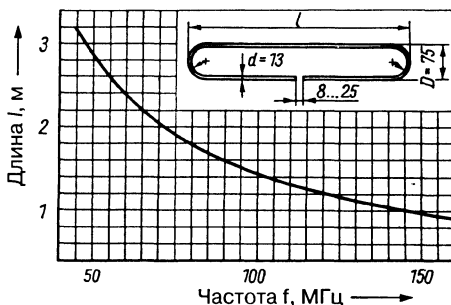


Рис. 22.2. Длина  $l$  петлевого вибратора в области частот 50–150 МГц

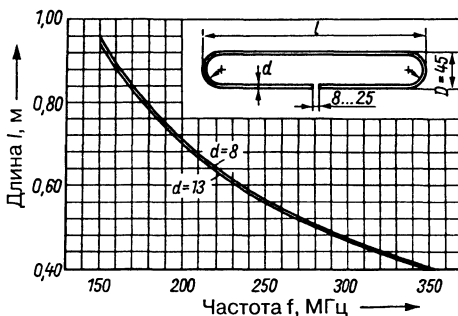


Рис. 22.3. Длина  $l$  петлевого вибратора в области частот 150–350 МГц

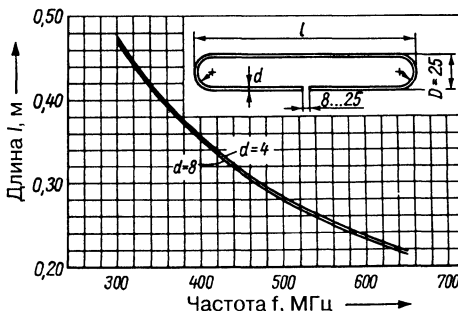


Рис. 22.4. Длина  $l$  петлевого вибратора в области частот 300–650 МГц

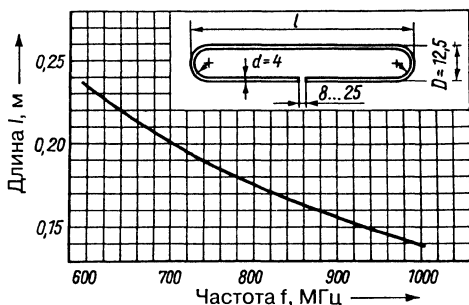


Рис. 22.5. Длина  $l$  петлевого вибратора в области частот 600–1000 МГц

расстояние ограничено рамкой, сторона которой имеет длину  $1 \lambda$ . Вибраторы связаны линией из параллельных трубок с волновым сопротивлением 178 Ом (отношение расстояния между трубками к их диаметру приблизительно равно 2,2). Трубки линии и элементы антенны изготовлены из одного и того же материала; в зависимости от области частот отношение  $\lambda/d$  для элемента лежит между 107 (160 МГц) и 72 (882 МГц). В геометрическом центре линии связи находятся клеммы питания. Опора линии длиной  $\lambda/4$  в этом месте выполнена в виде щелевого симметрирующего трансформатора, который преобразует полное сопротивление в соотношении 1:4 так, чтобы к кабельной розетке на тыльной стороне полотна отражателя можно было подключать 50-омный коаксиальный кабель. Полотно отражателя

образовано сеткой из алюминиевого провода. Ширина ячейки сетки не превышает  $\lambda/10$ . На тыльной стороне отражателя имеются элементы жесткости и крепления.

Частотные области 148–174 МГц, 406–450 МГц, 450–512 МГц и 800–960 МГц перекрываются антеннами одного и того же типа, но разных размеров. При этом на всех измерительных частотах (160, 428, 481 и 882 МГц) усиление строго равно 7,7 dBd. На нижней границе частотной области усиление убывает до 7,5 dBd, тогда как на верхней возрастает до 8,0 dBd. Все размеры и параметры антенн приведены в стандарте в табличном виде.

DL1BU подробно описал, как самостоятельно изготовить нормаль усиления на 7,7 dBd в версии для частоты 432 МГц [7].

В диапазоне ДМВ образцами сравнения также служат рупорные антенны со стандартным усилением (Standard Gain Horns – рупоры стандартного усиления). Они представляют собой пирамидально-рупорный излучатель, усиление которого допустимо рассчитать по распределению поля в его апертуре. Теория вопроса изложена в [8, 9].

На рис. 22.7 представлен частотный ход усиления рупорной антенны стандартного усиления в интервале частот 1,7–2,6 ГГц (тип 12-17.70). Она принадлежит американской фирме Scientific-Atlanta и характеризуется усилением 15,5 дБ в средней части интервала, приведенным к изотропному излучателю.

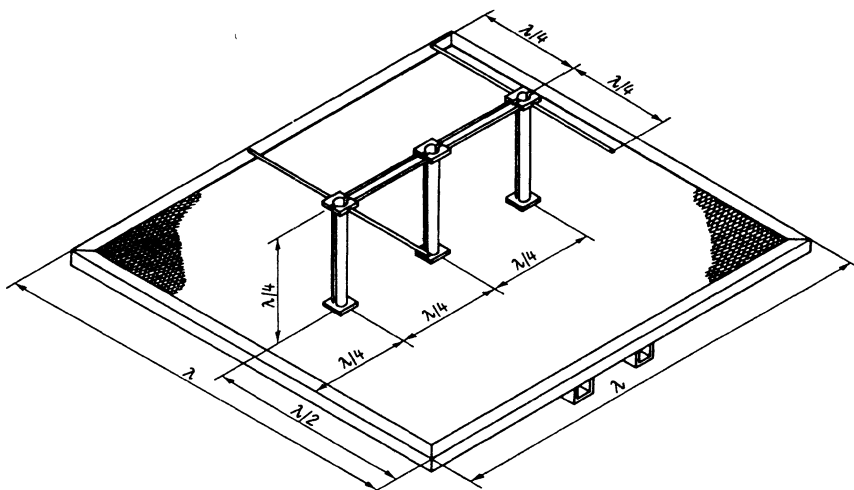


Рис. 22.6. Антенна стандартного усиления, предложенная NBS

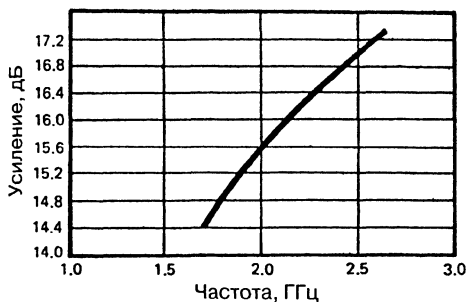


Рис. 22.7. Частотная зависимость усиления рупорной антенны, стандартизованной по усилению (Scientific Atlanta, тип 12-17.70)

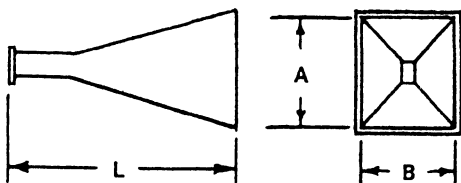


Рис. 22.8. Стандартизованная рупорная антенна

Аналогичные рупорные антенны других фирм обладают следующим усилением:

- MRC LA390-SG: 16 дБ;
- EMCO 3160-03: 16,3 дБ;
- Narda 645: 16,5 дБ;
- Diamond 349: 16,5 дБ.

В зависимости от размеров рупора усиление может составлять 11, 16, 20, 24 и 30 дБ.

Размеры рупора приведены на рис. 22.8. Рупор нормализованного усиления, показанный на рис. 22.7, имеет размеры  $A = 36,65$  см,  $B = 27,31$  см и  $C = 36,65$  см.

Комиссия ИЕС описала ряд стандартных антенн-монополей в качестве излучателей сравнения для антенн типа Groundplane в области частот 30–1000 МГц [10].

#### Литература к главе 22

- [1] *Bittan, T.*: Zirkular-Polarisation im 2-Meter-Band. UKW-Berichte 3/73, S. 148–153.
  - [2] *Hock, A.*: Zirkularpolarisation. UKW-Berichte 3/72, S. 186–191.
  - [3] *Oberender, O.*: Yagi-Antennen für den Funkamateure. Funkamateure 1/81, S. 38–39; 2/82, S. 92–93; 3/82, S. 142–143; 4/82, S. 192–196; 5/82, S. 240–244; 6/82, S. 293–294; 7/82, S. 348–349; 8/82, S. 402–406.
  - [4] *Yang, R.*: A Proposed Gain Standard For VHF-Antennas. IEEE Trans. AP-14, November 1966, p. 792.
  - [5] *Yang, R.*: Minimum Standards for Land-Mobile Communication Antennas. Part 1: Base or Fixed Station Antennas. EIA, Washington, DC, 1975.
  - [6] *Yang, R.*: Meßverfahren für Antennen im beweglichen Funkdienst. DIN IEC 489 T. 8, Dezember 1987.
  - [7] *Schwarzbeck, G.*: Streifzug durch den Antennenwald. Messung des Antennengewinns. cq-DL 7/82, S. 332–335.
  - [8] *Braun, E. H.*: Gain of Electromagnetic Homs. Proc. IRE, January 1953, pp. 109–115.
  - [9] *Braun, E. H.*: Some Data for the Design of Electromagnetic Homs. IRE Trans. AP-4, January 1956, pp. 29–31.
  - [10] *Braun, E. H.*: Methods of measurement of antennas in the mobile service. IEC 489 Part 2, IEC, Geneva.
- Jessop, G. R. (Ed.)*: VHF/UHF Manual. RSGB, Potters Bar, Herts UK, 1992.
- Burberry, P. A.*: VHF and UHF Antennas. Peter Peregrinus Ltd., London, 1992.

## 23. Продольные излучатели для УКВ и ДМВ диапазонов

Продольными излучателями называются антенные системы, изготовленные на основе полуволновых вибраторов и излучающие сигнал вдоль линии построения своей структуры. Соответственно поперечными излучателями называют такие типы антенн, излучение которых распространяется перпендикулярно линии структуры. Известные директорные антенны служат типичным примером продольных излучателей, тогда как многоэтажные антенны и формируемые из них антенные решетки относятся к поперечным.

### 23.1. Направленные УКВ и ДМВ антенны с двумя элементами

Двухэлементные антенны, которые построены на базе полуволнового вибратора из элементов, лежащих в одной и той же горизонтальной плоскости, представляют собой тип антенны, промежуточный между продольными и поперечными излучателями. Поскольку директорные антенны Яги появились как результат их последовательного развития, эти излучатели рассматриваются в контексте продольных систем. Обычно двухэлементные антенны состоят из активного полуволнового вибратора в сочетании с пассивным рефлектором. Подобное устройство обеспечивает усиление до 3,5 dBd (рис. 16.1).

#### 23.1.1. Двухэлементная антенна для диапазона 2 м

Схема цельнометаллической двухэлементной антенны представлена на рис. 23.1. Активным элементом служит петлевой вибратор, на расстоянии  $0,3 \lambda$  от него имеется рефлектор, чем задается величина входного сопротивления, равная приблизительно 240 Ом, и, следовательно, обеспечивается возможность прямого питания антенны через стандартный 240-омный плоский кабель.

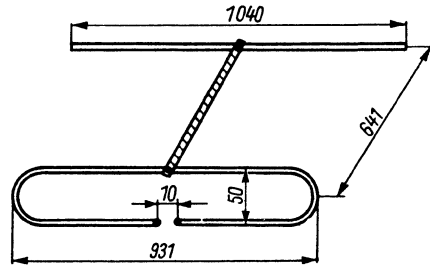


Рис. 23.1. Схема двухэлементной антенны для диапазона 2 м

Любую антенну с номинальным сопротивлением 240 Ом можно питать через коаксиальный кабель, если к ее входу подключить полуволновый шлейф в качестве трансформатора (раздел 7.3.2). Такой шлейф является частотно-зависимым звеном, но в случае двухметрового диапазона сужение частотной полосы несущественно.

Элементы укреплены непосредственно на металлической траверсе в своих геометрических центрах.

Механические и электрические данные:

- диаметр элемента 5–10 мм;
- диаметр металлической траверсы 10–20 мм;
- входное сопротивление 240 Ом симметричное;
- длина антенны 641 мм ( $\approx 0,3 \lambda$ );
- усиление  $\geq 3,5$  dBd;
- подавление обратного излучения 7 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 75^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 140^\circ$ .

#### 23.1.2. Антенны НВ9СV для диапазонов 2 м и 70 см

Антенна НВ9СV относится к двухэлементным излучателям. Она снабжена активным рефлектором, отстоящим от вибратора на  $\lambda/8$ . Продольная компактность антенны

делает ее особенно удобной для «охоты на лис» и применения в портативной аппаратуре. Теория этой антенны подробно изложена в разделе 14.2.2.

Схема антенны для двухметрового диапазона представлена на рис. 23.2. При указанных там размерах ее можно питать непосредственно по коаксиальному кабелю. Центральная жила кабеля подключается к точке  $X_1$ , а экран кабеля – к точке  $X_2$ , на металлической траверсе (рис. 23.2б). Триммер (подстроечный конденсатор), включенный последовательно с центральной жилой кабеля, служит для компенсации индуктивной реактивной составляющей, порождаемой гамма-образным элементом. Система единой настраивается на минимум КСВ в кабеле по рефлектометру с помощью триммера, после чего он заменяется постоянным конденсатором соответствующей емкости (ориентировочно 12 пФ).

Более подробные сведения об антенне, показанной на рис. 23.2, приведены в [1]. В работах [2, 3] при той же длине элементов и расстоянии между ними длина Г-образных отводов на элементах была уменьшена с 197 до 130 мм на рефлекторе и с 197 до 120 мм на директоре. При таких размерах триммер для согласования коаксиального кабеля должен включаться параллельно

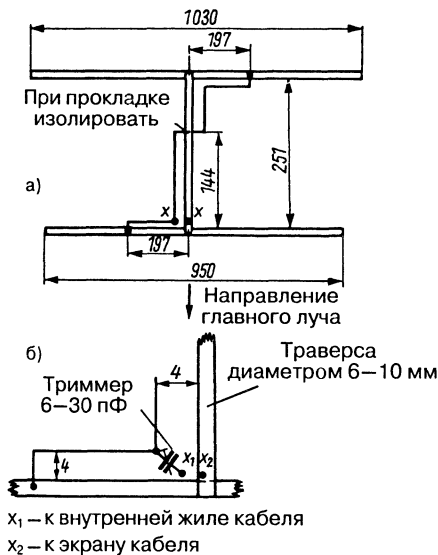


Рис. 23.2. Антенна НВ9СV для диапазона 2 м: а – схема антенны; б – детали ввода питания

клеммам питания. Кроме того, клеммы питания  $X_1$  и  $X_2$  (рис. 23.2б) должны быть соединены между собой; тогда центральная жила кабеля проходит к вершине угла согласующего элемента, а экран кабеля – к точке  $X_2$ . Конструкция перестает напоминать обычное исполнение гамма-образного звена согласования (раздел 6.3) и приближается к неполному омега-образному согласованию (раздел 6.4). Здесь нет последовательно включенного триммера, и реактивный индуктивный компонент не компенсируется. Поэтому в соответствии с рис. 6.4 рекомендуется добавить к такому устройству последовательную емкость [4].

Оба гамма-образных элемента и связывающая их линия выполнены из изолированного цельного провода диаметром 2 мм. Между ним и элементом должен быть просвет шириной 4–5 мм.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 6 мм  $\pm$  20%;
- диаметр металлической траверсы 10–16 мм;
- несимметричное входное сопротивление 50–75 Ом;
- длина антенны 251 мм ( $\lambda/8$ );
- усиление 4,2 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 20 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 68^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 130^\circ$ .

Антенны НВ9СV для диапазона 70 см (рис. 23.3) описаны в [3, 5, 6]. Эта удобная миниатюрная антенна шириной всего 350 мм и длиной 100 мм отличается хорошей направленностью и относительно высоким усилением. Она легко разбирается и особенно хороша для работы с переносной аппаратурой (например, для «охоты на лис»). Однако необходимо точное согласование антенны с коаксиальным кабелем, которое несколько теряет устойчивость при неблагоприятных погодных условиях.

Для работы в диапазоне 70 см фазирующая линия между элементами прокладывается так, как показано на рис. 23.3б, с расстоянием до элементов и траверсы 3 мм, которое задается приклеенными прокладками из синтетического материала. Емкость для компенсации индуктивного реактивного компонента составляет около 4 пФ и реализуется с помощью триммера на 6–8 пФ.



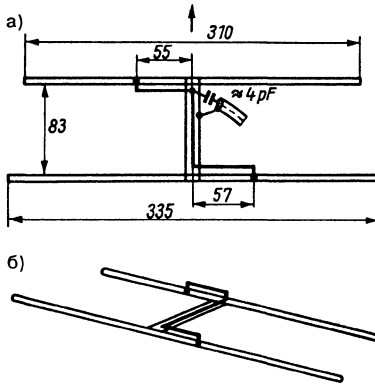


Рис. 23.3. Антенна HB9CV для диапазона 70 см:  
а – схема с размерами; б – прокладка  
фазирующей линии

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 4–5 мм;
- диаметр металлической траверсы 7–8 мм;
- фазирующая линия из провода диаметром 1,5 мм прокладывается над элементами и траверсой с просветом 3 мм;
- несимметричное входное сопротивление 50–75 Ом;
- длина антенны 83 мм ( $\lambda/8$ );
- усиление 4,2 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 20 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 68^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 130^\circ$ .

Исследования DL1BU (раздел 14.2.2) доказали: заявленное усиление 4,2 dBd легко реализуется (+0,2 dBd) и, что удивительно, полное подавление обратного излучения у столь малой антенны также находит подтверждение. В целом антенна HB9CV рассматривается как высокоэффективный образец, согласование которого с фидером чувствительно к внешним воздействиям [7, 8].

### 23.2. Директорные антенны для диапазонов УКВ и ДМВ

Директорная антенна зарекомендовала себя как самая экономичная и простая конструкция для УКВ и ДМВ диапазонов. На ее

изготовление расходуется мало материалов, ветровое сопротивление антенны минимально, а распределение масс весьма благоприятно, что важно для вращающихся устройств. В зависимости от исполнения одноуровневая директорная антенна обеспечивает усиление от 5 до 16 dBd. Более высокие величины реализуются с помощью антенных решеток.

Хорошие качества в сочетании с универсальностью привели к тому, что среди радиолюбителей антенны Уда-Яги («волновой канал») бесспорно стали самой популярной конструкцией направленной антенны. Ряд базисных исполнений, главным образом в виде короткой директорной антенны, уже рассматривался в главе 16.

#### 23.2.1. Принцип действия и усиление антенны «волновой канал»

В течение многих лет принцип действия директорной антенны оставался неясным. основополагающие экспериментальные работы были выполнены в 1959 г. на частоте 9000 МГц с использованием однородной структуры Яги: все директоры были одинаковой длины, одинакового диаметра и размещались на равных расстояниях один от другого [9]. Выяснилось, что волну, пробегающую по директорной антенне, можно рассматривать как поверхностную, которая замедляется антенной структурой, поэтому фазовая скорость  $v$  оказывается ниже скорости света  $c$ . В таком случае фазовая скорость способна служить критерием оптимального усиления. Директорная антенна, как и любой продольный излучатель, характеризуется максимально возможным усилением, когда устанавливается фазовая скорость, соответствующая имеющейся длине антенны (то есть длине траверсы, приведенной к рабочей длине волны), – независимо от того, при каком количестве директоров, при каких значениях длины и диаметра директоров и расстояний между ними достигается оптимальная фазовая скорость. Эреншпек нашел зависимость оптимальной фазовой скорости  $v_\phi/c$  от длины антенны  $l/\lambda$  (рис. 23.4) путем зондовых измерений на модели.

Фазовая скорость  $v$  вдоль последовательности директоров зависит от длины, степени утолщения элементов и расстояний между ними, причем существует бесконечное множество комбинаций, при которых может быть достигнута оптимальная

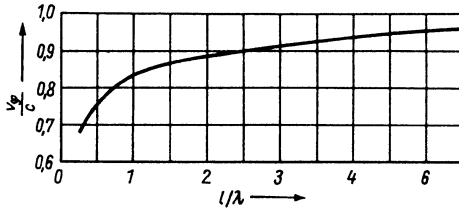


Рис. 23.4. Зависимость оптимальной фазовой скорости  $v_{\phi}/c$  от длины антенны  $l/\lambda$  ( $c$  – скорость света)

фазовая скорость [10]. При такой скорости  $v_{\text{opt}}$  максимальное усиление вне всякой связи с количеством директоров зависит исключительно от длины всей структуры, приведенной к длине волны. Единственное ограничение: расстояние между директорами не должно превышать  $0,4\lambda$ . Эти зависимости иллюстрирует кривая А на рис. 23.5. Следует иметь в виду, что длиной антенны для этой кривой считается расстояние между активным элементом и последним директором.

Радиолюбители почти перестали применять однородные директорные антенны, когда выяснилось, что при неоднородных структурах достигается более высокое максимальное усиление. Кроме того, диаграмме направленности однородной структуры свойственны боковые лепестки и более узкий главный лепесток. Внешне неоднородная структура отличается тем, что длина директоров и расстояния между ними непостоянны, причем обычно длина директоров постепенно убывает от активного

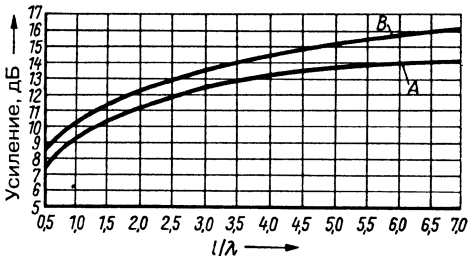


Рис. 23.5. Зависимость усиления директорной антенны от ее длины, приведенной к длине волны: кривая А характеризует однородную антенну (длина считается от активного элемента); кривая В описывает теоретически максимальное усиление неоднородной антенны (по данным DL6WU)

элемента к противоположному концу антенны. Также справедливо правило: расстояние между директорами не должно превышать  $0,4\lambda$ . Обычно первый директор находится на расстоянии  $0,1-0,12\lambda$  от активного элемента. Из-за обилия переменных параметров разработка и оптимизация длинных директорных антенн требует проведения многочисленных экспериментов. Кривая В на рис. 23.5 дает представление о зависимости теоретически возможного усиления неоднородной антенны от ее относительной длины.

Эта зависимость нелинейна. Удвоение длины антенны дает прирост ее усиления всего на 2,2 дБ. При этом надо учитывать, что с увеличением длины антенны сужается ее полоса пропускания, и при длине  $10\lambda$  она составляет лишь 1% от рабочей частоты у однородной и 3% у неоднородной [11]. Кроме того, возрастает требование к точности соблюдения размеров. На практике к максимальному усилению (рис. 23.5) можно приблизиться вплоть до нескольких десятых децибел, но превзойти его невозможно. Все, что было обещано или измерено сверх того, нереально [12].

На основе информации в [12] выполнялись подробные исследования по оптимизации антенн Уда-Яги, например [11, 13, 14 и 15]. Эти данные были получены еще в 60-х гг., а опубликованы только в 1976 г. в сокращенном виде, но с добавлением практических расчетов; основное содержание отчета NBS приведено в [14]. Радиолюбители, желающие всерьез заняться длинными директорными антеннами, должны обратиться к указанным работам.

### Критерии оценок применительно к усилению

В [12] приведен перечень сведений по технике антенн, позволяющий делать выводы о возможном или предполагаемом усилении и влияющих на него величинах.

Об усилении любой антенны, как говорилось выше, можно судить по ее вертикальной и горизонтальной диаграммам направленности. Хорошей отправной точкой служит оценка усиления по ширине диаграмм, то есть по углу раскрытия на уровне  $0,707 U_{\text{max}}$  (раздел 3.2.3). Так называемое уравнение Крауса (3.17) относится к идеализированной диаграмме (вытянутая грушевидная форма без боковых лепестков, обратного излучения и расширения у основания). Расчет по данной формуле дает

предельное усиление, недостижимое на практике, к которому, однако, можно приблизиться при ширине диаграммы от  $20^\circ$  до  $40^\circ$ . Боковые лепестки диаграммы в вертикальной плоскости больше влияют на оценку усиления, нежели аналогичные лепестки горизонтальной диаграммы. Определенную роль играет и положение лепестков на диаграмме: чем они ближе к главному лучу, тем значительно больше влияют на усиление. Вывод: диаграмма направленности позволяет определить качество антенны. К сожалению, в большинстве случаев диаграммы приводят не полностью (без диаграммы в плоскости Н) и часто в приращенном виде.

Усиление директорной антенны заданной длины определяется исключительно оптимизированной базисной структурой. Для каждой относительной длины антенны существует оптимальная фазовая скорость (рис. 23.4). Идя на некоторые компромиссы, такую оптимизированную структуру можно переносить на другую длину или попросту удлинять или укорачивать антенну. Усиление оптимизированной антенны Яги зависит только от ее относительной длины; здесь справедливы закономерности, представленные на рис. 23.5.

Если длина директорной антенны близка или превышает  $1 \lambda$ , форма активного элемента перестает влиять на ее усиление, но продолжает воздействовать на ширину частотной полосы антенны и ее согласование. В заданную оптимизированную структуру можно дополнительно встраивать систему возбуждения. У коротких директорных антенн возникает добавочное усиление, если активный элемент уже обладает усилением (например, квадратная рамка). Добавочное усиление исчезает с увеличением длины антенны.

Обратное излучение подавляется рефлектором. Под его воздействием меняются как диаграмма направленности, так и усиление. При подавлении обратного излучения больше чем на 15 дБ существенно повысить усиление не удастся, и потому затраты на это не окупаются (например, при увеличении количества рефлекторов или использовании рефлекторного полотна). Однако возможны другие причины, оправдывающие их применение. Например, в горизонтальных антеннах для работы на трассах Земля – Луна – Земля (раздел 2.4.2) дополнительный рефлектор подавляет шумы со стороны; противоположной направлению главного луча.

Опыты Эренштепа показали, что размещение рефлектора на расстоянии  $0,25 \lambda$  от активного элемента дает определенные преимущества. Следует избегать слишком тесного расположения элементов, иначе реактивные токи становятся столь велики, что потери превышают теоретически возможное усиление.

Правило, согласно которому функция элемента определяется только его реактивностью, применимо прежде всего к директорам. Поэтому их нельзя рассматривать просто как диполи, а надо приводить к равной реактивности (куда входит добротность). При этом определяющими величинами выступают длина элемента  $l$  и его диаметр  $d$ , приведенные к длине волны. Эти зависимости (по данным DL6WU) представлены на рис. 23.6.

Параметром здесь служит только количество элементов, а не расстояние между ними или относительная длина антенны. При одинаковом количестве элементов кривые совпадают [6], поскольку фазовый сдвиг и расстояние между элементами взаимозависимы, и у длинных директорных антенн оптимальная фазовая скорость остается практически постоянной. К коротким антеннам Яги эти выводы применимы лишь условно.

Из рис. 23.6 видно, что длина директоров зависит от диаметра больше, чем длина рефлектора и активного элемента. Зависимость усиливается с увеличением количества директоров. Одинаковое возрастание диаметра элемента приводит к разным результатам: укорочению активного элемента и рефлектора на 7%, а директора – почти на 14% (по приблизительным оценкам для средней степени утолщения). Весьма похоже ведут себя пунктирные кривые постоянной реактивности для отдельного дипольного элемента. Вблизи  $\lambda/2$  активная составляющая импеданса почти не зависит от отношения  $d/\lambda$ .

В поисках универсального метода DL6WU собрал данные о дважды оптимизированных антеннах Яги, дополнив их собственными результатами [11]. С помощью диаграмм реактивностей на рис. 23.6 эти данные нормировались по частоте и диаметру элементов. Выяснилось, что нормированные значения длин всех антенн были настолько подобны друг другу, что текущие значения отклонялись от средней кривой не более чем на  $0,01 \lambda$ . Результатом работы DL6WU стало появление семейства кривых на рис. 23.7 [10].

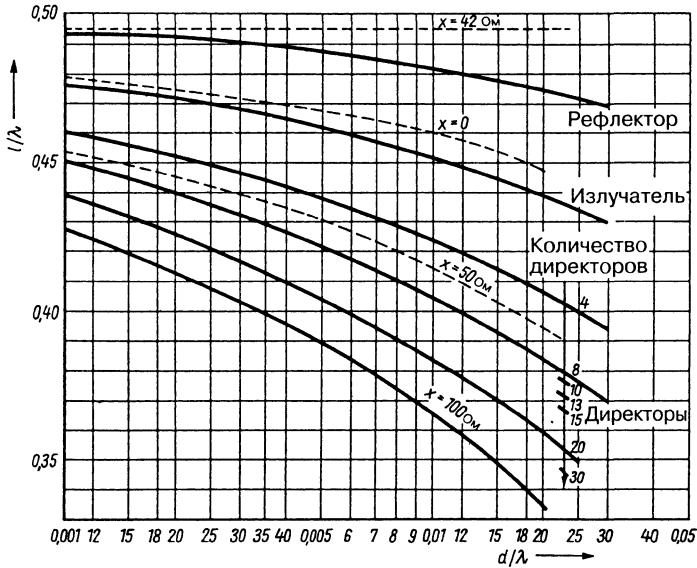


Рис. 23.6. Зависимость оптимальной длины  $l$  элементов директорной антенны от их диаметра  $d$ , приведенного к длине волны  $\lambda$ : пунктиром показаны кривые постоянного реактивного сопротивления (по DL6WU)

Подобие выявленных оптимальных значений прослеживается и по межэлементным расстояниям в пределах последовательности директоров: эти значения начиная с исходной величины асимптотически приближаются к  $0,4 \lambda$ . Необходимо также малое расстояние между первым директором и активным элементом величиной около  $0,1 \lambda$ , поскольку он является нерасстроенным дипольным элементом. В результате измерений на экспериментальных образцах директорных антенн радиолобитель DL6WU предложил определенную последовательность расстояний между элементами длиной антенны Яги (табл. 23.1).

Данная таблица в сочетании с графиками на рис. 23.6 и 23.7 позволяет даже новичку спроектировать директорную антенну с почти оптимальным усилением. Структуру можно урезать в любом месте приблизительно до длины  $2 \lambda$  без заметного увеличения КСВ. При строгом соблюдении указанных размеров антенны, построенные по этому «универсальному рецепту», без сомнения превосходят оптимальные однородные антенны Яги по усилению (кривая В на рис. 23.5), а их диаграммы направленности явно чище (добавочное усиление за счет подавления боковых лепестков).

Длинные директорные антенны считаются оптимизированными, когда длина элементов выбрана по критерию максимального усиления. О двойной оптимизации этих антенн говорят, если удачно выбраны длина элементов и расстояния между ними.

Вышесказанное имеет лишь условную ценность для коротких директорных антенн. При их проектировании уместнее пользоваться рекомендациями из [14, 15] — см. раздел 16.

### 23.2.2. Советы по самостоятельному изготовлению директорных антенн

Как правило, директорные антенны целиком строят из металла. Это значит, что все элементы крепятся непосредственно к траверсе в своих геометрических центрах (минимумах напряжения) без какой-либо изоляции. Такой способ не наносит ущерба электрическим качествам антенны, но обеспечивает выигрыш по механическим свойствам и в отношении грозозащиты. Другие особенности сборки элементов будут рассмотрены ниже.

#### Элементы

Элементы антенны выполняют из металлической трубки или прутка. Поскольку токи

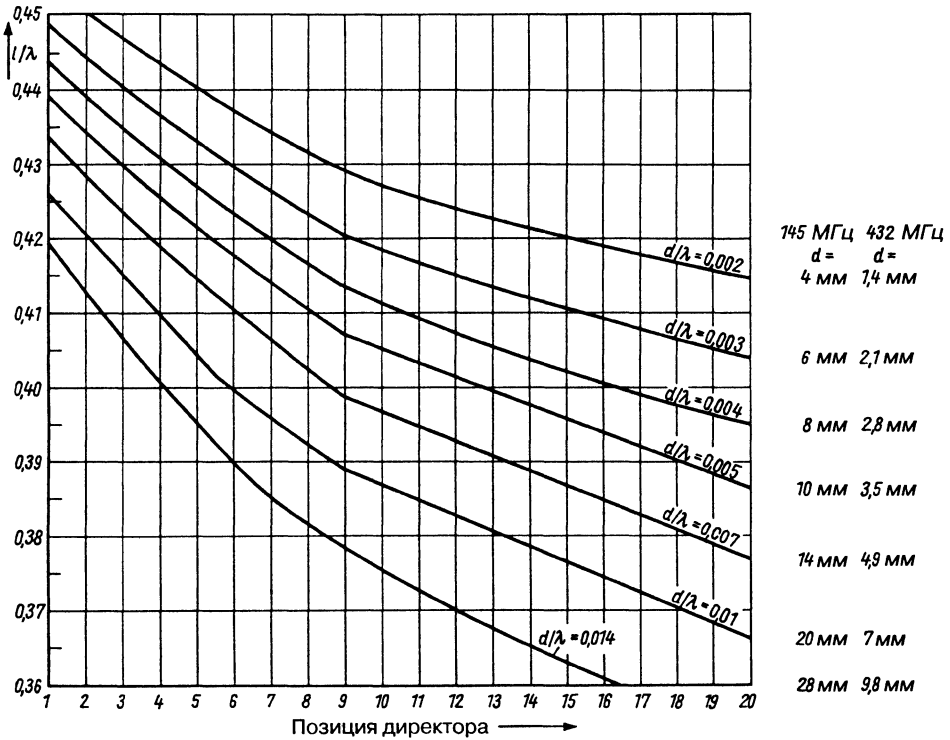


Рис. 23.7. Зависимости длины директора  $l/\lambda$  от местоположения директора в антенне Яги при разных диаметрах элемента  $d/\lambda$  (по DL6WU)

высокочастотного сигнала способны протекать только в поверхностном слое проводника (скин-эффект), не важно, будет использоваться пруток или трубка. Не обязательно применять материал традиционного круглого сечения, одинаково пригодны квадратные или прямоугольные профили. Особенно стабильны при малом весе швеллер и полукруглые профили. Независимо от формы профиля максимальная ширина поперечного сечения всегда считается диаметром  $d$  (входящим, например, в отношение  $d/\lambda$ ).

Лучший материал для изготовления — чистый алюминий, так как он легкий и отличается высокой электропроводностью. Кроме того, под действием погодных условий алюминий покрывается тонким диэлектрическим оксидным слоем, защищающим элемент от дальнейшей коррозии без ухудшения проводимости поверхностного слоя, расположенного под оксидной пленкой. На предприятиях часто специально

оксидируют материал из алюминия для создания подобной защиты.

Легированные алюминиевые сплавы (в частности, дюраль) подвержены выветриванию, поэтому им необходимо защитное покрытие. Медную трубку надо обязательно лакировать или серебрить, так как на ней образуется слой окислов со свойствами полупроводника, снижающий электропроводность верхнего слоя для высокочастотных сигналов. Условно пригодны также латунь и сталь, если они защищены стойким покрытием. Однако на морозе латунь становится очень хрупкой, элементы легко ломаются, а на трубах появляются продольные трещины.

Снижение качества антенн из-за уменьшения электропроводности сплавов легко фиксируется средствами измерений, но действие этого эффекта сказывается лишь в тех случаях, если элемент чрезмерно тонок.

В качестве активного элемента обычно применяется петлевой вибратор (раздел 3.4),

Таблица 23.1. Расстояния между элементами длинных директорных антенн

Позиция элемента	Промежуток, λ	Длина элемента, λ	Промежуток, мм, 432 МГц	Промежуток, мм, 145 МГц
Рефлектор	0,240		160	497
Вибратор	–		–	–
1-й директор	0,075		55	155
2-й директор	0,180		125	372
3-й директор	0,215		150	445
4-й директор	0,250		175	517
5-й директор	0,280		195	579
6-й директор	0,300		210	621
7-й директор	0,315		220	652
8-й директор	0,330	2,19	230	683
9-й директор	0,345	2,53	240	714
10-й директор	0,360	2,89	250	745
11-й директор	0,375	3,27	260	776
12-й директор	0,385	3,65	265	797
13-й директор	0,390	4,05	270	807
14-й директор	0,395	4,44	275	817
15-й директор	0,400	4,84	280	828
16-й директор	0,400	5,24	280	828
17-й директор	0,400	5,64	280	828
18-й директор	0,400	6,04	280	828
19-й директор	0,400	6,44	280	828
20-й директор	0,400	6,84	280	828

он также служит стандартным вибратором для диапазонов УКВ и ДМВ (раздел 22.5). Разрезной вибратор должен быть разрезан в геометрической середине, в результате чего его механическое крепление затруднено. Поэтому такой вибратор надо подключать к фидеру через Т- или гамма-образное устройство согласования (глава 6). Правда, они сужают полосу частот и их сложно настраивать без соответствующей аппаратуры.

Петлевой вибратор удается изготовить из стандартных дюралевых трубок без специального гибочного оборудования, а лишь с помощью цилиндрической оправки диаметром 40–50 мм. Перед такой операцией не мешает потренироваться на обрезке трубки. Петлевые вибраторы прямоугольной формы не столь элегантны, как скругленные, но по электрическим свойствам эти формы эквивалентны. В продаже имеются вполне пригодные разъемы для антенн. Для лучшей защиты от коррозии и проникновения влаги их стоит замазать изолирующим составом, например эпоксидной смолой.

Торцы трубчатых элементов необходимо расплющить или вставить в них заглушки, чтобы избежать эффекта «эоловой арфы» (звучания полых трубок на ветру). Несмотря на заглушки, длинные трубчатые элементы все же могут издавать свист вследствие собственных колебаний. Но звучание легко погасить, если заполнить трубки мягким материалом (минеральной ватой) или добавить в них мелкого песка.

На трассе элементов надо закреплять точно в их геометрических центрах, строго соблюдая взаимную параллельность и перпендикулярность к трассе. При использовании цельнометаллической конструкции следует обеспечить хороший и стойкий контакт между элементами и трассой. При неразборном монтаже (склеивание, сварка, пайка) элементам нужно заранее придать требуемую длину.

### Трассера

Трассера должна быть стойкой к изгибанию и скручиванию, по возможности легкой и

не поддающейся коррозии. Данным требованиям отвечает дюралюминиевый профиль квадратного сечения, широко применяемый поставщиками промышленных антенн. Такой материал шверлится без кондуктора, а сравнительно широкая и гладкая поверхность способствует надежному креплению элементов. Четырехгранник со стороной 22 мм подходит для директорной антенны двухметрового диапазона, причем длинные конструкции должны подкрепляться снизу дополнительной балкой. Для антенны диапазона 70 см достаточно использовать четырехгранник со стороной 16–18 мм, тем более что ДМВ антенны по электрическим причинам почти всегда снабжаются нижней балкой. Неплохо было бы применить четырехгранник и на 22 мм.

Электрические свойства антенны не зависят от того, круглое или квадратное сечение траверсы, но на цилиндрической траверсе труднее крепить элементы. Профили иного сечения – двутавр или швеллер – также вполне пригодны для траверсы, если отвечают механическим требованиям. Антикоррозионная окраска необходима прежде всего для стальных несущих конструкций (например, для тонкостенных бронированных стальных труб). Рекомендуются все металлические несущие трубы изнутри покрывать лаком; здесь стоит воспользоваться опытом коррозионной защиты полостей автомобильных кузовов.

Вполне допустимо применение древесины для несущих деталей, но они должны быть зачищены и тщательно пропитаны. В районах с морским климатом, где вероятно отложение солей, деревянные конструкции могут оказаться более стойкими, нежели незащищенные дюралевые трубы. Хорошо служат также текстолит или трубы из синтетических материалов. Механически и электрически почти идеальны, но дороги трубы или прутки из полиэфирной смолы, армированной стекловолокном. При использовании неметаллической траверсы

отпадает необходимость учитывать влияние сечения металлического носителя на эффективную длину пассивных элементов.

### Факторы влияния, связанные с траверсой и мачтой антенны

Как говорилось выше, неметаллические траверсы и мачты не оказывают заметного воздействия на антенную структуру. Однако при использовании металлических несущих конструкций возможны неудачи из-за пренебрежения факторами влияния: способом крепления элементов, диаметром траверсы и ее креплением к мачте антенны.

Прежде всего следует решить, должны ли пассивные элементы гальванически соединяться с траверсой или быть изолированными от нее. В первом случае необходимо обеспечить не только механическую прочность крепления элемента, но и стойкий электрический контакт с траверсой. Здесь предпочтительней узлы крепления промышленного изготовления, если они обладают достаточной механической и климатической стойкостью. Вполне возможно самостоятельно изготовить крепежные детали, особенно для траверсы квадратного сечения.

Существует два способа кустарного крепления элементов: фиксировать их на траверсе, в том числе с изолирующей прокладкой (рис. 23.8а), или продевать сквозь нее (рис. 23.8б), обеспечивая гальваническую связь элемента с траверсой, либо изолировать их друг от друга с помощью ленточного или жесткого изолятора. В любом случае металлическая траверса вызывает более или менее сильную рассогласованность элементов, которая становится пренебрежимо малой, если элементы фиксируются так, что расстояние между ними и траверсой составляет не менее половины диаметра траверсы  $D$  (рис. 23.8в). Рассогласованность растет с уменьшением расстояния и максимальна, когда элемент проходит сквозь траверсу (рис. 23.8б). Тогда

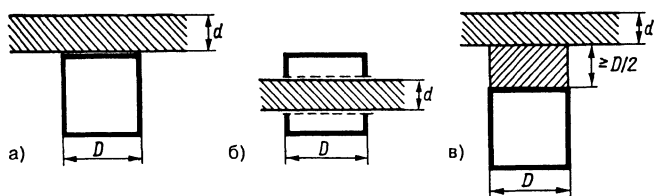


Рис. 23.8. Способы крепления пассивных элементов к металлической траверсе: а – элемент на поверхности траверсы; б – элемент проходит сквозь траверсу; в – установка элемента на прокладке

эффективная длина элемента электрически укорачивается, и в зависимости от отношения  $D/\lambda$  необходимо удлинить элемент ради восстановления его реактивности до требуемого уровня. Если сквозь траверсу пропущен элемент в изоляторе, эффект укорочения существенно ослабевает.

Согласно эмпирическому правилу, необходимо увеличивать длину  $l$  элемента, пропущенного сквозь траверсу, на две трети ее поперечника  $D$ . Однако это правило относится к сравнительно толстым траверсам, более или менее применимо к коротким директорным антеннам, но совсем не годится для длинных оптимизированных антенн Яги, где речь идет о миллиметровой точности соблюдения размеров. Собственные более достоверные результаты опубликовал DL6WU [10, 11]. Они приведены в табл. 23.2.

Данные таблицы применимы к металлическим траверсам любого профиля, когда элементы проходят в ней всем своим сечением. Если они устанавливаются на траверсе (рис. 23.8а), то поправки, взятые из табл. 23.2, при квадратном профиле надо уменьшать вдвое, а при круглом – в еще большей степени.

Многие рекомендации по самостоятельному изготовлению антенн опираются на параметры для базисной структуры, на которые не влияют свойства траверсы (имеются в виду неметаллические траверсы). В других рекомендациях указывается определенный диаметр металлической трубы, которому отвечают остальные характеристики. Рациональное применение данных из

табл. 23.2 позволяет выполнять соответствующие пересчеты.

Несущая металлическая мачта, «вторгаясь» в структуру антенны, также оказывает отрицательное воздействие на ее электрические свойства. Способы крепления траверсы к мачте по-разному влияют на поляризацию антенны и частоту. Поскольку мачта антенны вертикальна, она оказывает сильное отрицательное влияние на свойства излучения директорной антенны вертикальной поляризации. Фактически радиолубитель может смонтировать антенну так, чтобы избежать искажений поля излучения, только двумя способами. На рис. 23.9а продемонстрировано крепление антенны перед мачтой, а на рис. 23.9б – монтаж с использованием горизонтальной поперечины, которая должна обеспечить расстояние не менее  $\lambda/4$  между мачтой и антенной. Оба способа статически неблагоприятны, им свойственны

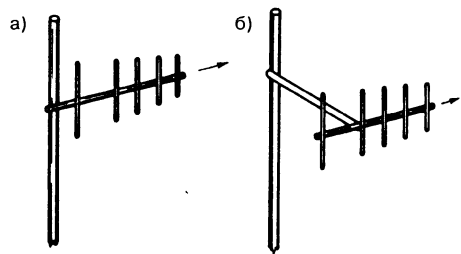


Рис. 23.9. Варианты монтажа директорной антенны вертикальной поляризации на металлической мачте: а – монтаж перед мачтой; б – смещенный монтаж на горизонтальной перекладине

Таблица 23.2. Поправки к длине пассивных элементов, установленных на металлической траверсе

$D/\lambda$	Поправка $\Delta l$ в $\lambda$	Соответствует $D$ , мм, для 432 МГц	Поправка $l$ , мм, для 432 МГц	Соответствует $D$ , мм, для 145 МГц	Поправка $l$ , мм, для 145 МГц
0,010	+0,003	7	+2	20	+6
0,015	+0,005	10	+3,5	30	+10
0,020	+0,008	14	+6	40	+16
0,025	+0,010	17	+7	50	+20
0,030	+0,016	21	+11	60	+32
0,040	+0,026	28	+18	80	+52
0,050	+0,035	25	+25	100	+70

$D$  – диаметр траверсы;  $D/l$  – диаметр траверсы, приведенный к рабочей длине волны  $\lambda$ ;  $\Delta l$  – необходимое удлинение элементов, выраженное в  $l$ .

Пример: согласно рис. 23.6 или 23.7, длина директора  $l$  составляет  $0,42 \lambda$ . Если директор проходит сквозь металлическую траверсу с  $D/\lambda = 0,02$ , к длине элемента надо прибавить  $0,008 \lambda$ , так что требуемая длина составит  $0,428 \lambda$ .



дифферент траверсы на нос и трудности при реализации поворотных антенн. Перпендикулярный монтаж в центре тяжести антенны на неметаллической опорной мачте длиной  $\lambda/2$  снимает эту проблему, если проложить фидер позади рефлектора вниз. Однако в этом варианте затруднена грозозащита. При монтаже на поперечине необходимо закрепить на ней фидер, а затем направить его вниз вдоль опорной мачты.

Металлическая мачта слабо влияет на директорную антенну горизонтальной поляризации для двухметрового диапазона. Объясняется это тем, что протяженность УКВ антенны, приведенная к обычному диаметру мачты, сравнительно велика, и антенна горизонтальной поляризации достаточно хорошо развязана с вертикальной металлической мачтой. Поэтому антенну Яги двухметрового диапазона можно монтировать прямо на мачте без особого ущерба для свойств излучения (рис. 23.10а), если толщина мачты не слишком большая. Для длинных директорных антенн рекомендуется

монтаж с использованием продольной балки под траверсой (причем не только ради механической стабильности). Ее форма и исполнение приведены как пример промышленного образца на рис. 23.10б. Столь же полезно улучшить жесткость конструкции наклонными раскосами. Пример монтажа антенны Яги горизонтальной поляризации перед мачтой приведен на рис. 23.10в. Такой способ монтажа электрически рационален, однако механически несовершенен и потому не применяется радиолюбителями, нуждающимися во вращающейся антенне.

Вариант монтажа по рис. 23.10а неприемлем для директорной антенны горизонтальной поляризации диапазона 70 см потому, что в дециметровой области вторжение металлической мачты в антенную структуру в сочетании с поперечным смещением траверсы существенно ухудшает работу. Такое смещение неизбежно, если пользоваться стандартными крепежными скобами. Очень легкие и короткие антенны

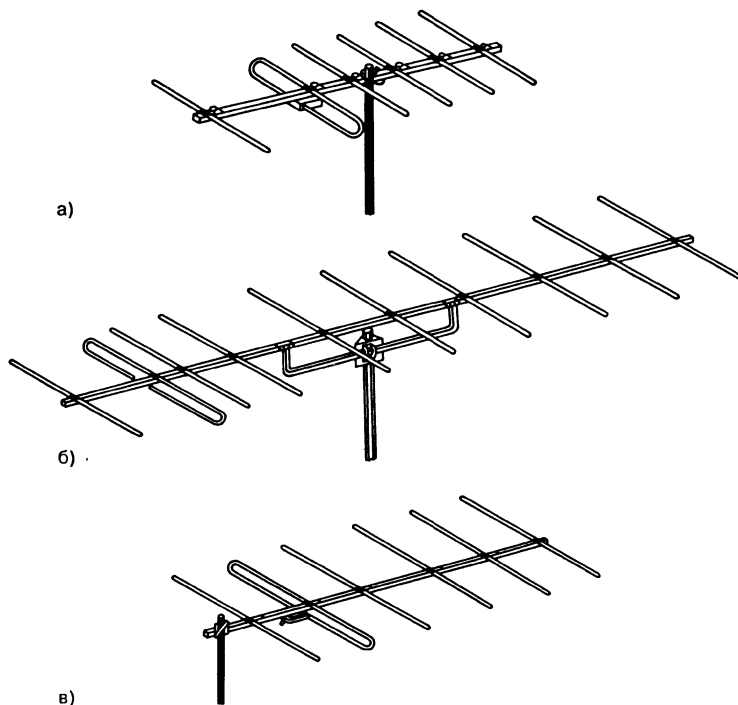


Рис. 23.10. Крепление директорной антенны горизонтальной поляризации на мачте: а – подходящее для диапазона 2 м, но неприменимое в диапазоне 70 см; б – рациональное решение для УКВ и ДМВ диапазонов; в – электрически лучшее решение для диапазонов УКВ и ДМВ

70-сантиметрового диапазона можно крепить прямо на торце мачты, если ее диаметр по размеру близок поперечнику траверсы и точно известно, что траверса и мачта монтируются в одной вертикальной плоскости.

Все части антенны, подверженные коррозии, должны иметь защитное покрытие в виде антикоррозионной краски, алкидного покрытия, хлоркаучукового лака и т.п. Подобные части можно защитить распылением консервантов. Винтовые соединения густо смазываются смазкой, стойкой к погодным условиям, чтобы сохранить разборность конструкции. Современные химические средства позволяют справиться с трудностями крепления деталей и антикоррозионной защиты. Речь идет прежде всего о применении литевых смол, двухкомпонентных клеев, силиконовых каучуков и многочисленных синтетических материалов с различными механическими свойствами, хорошо зарекомендовавшими себя при создании антенн.

### 23.3. Короткие и длинные директорные антенны

Начиная работать в двухметровом диапазоне, а затем в диапазоне 70 см, радиолюбители научились самостоятельно строить необходимые антенны. Универсальных рецептов не существовало, а удобная измерительная техника была доступна лишь в редких случаях, поэтому вера в «чудо-антенну» получила широкое распространение в мире. Но уже тогда директорные антенны считались самыми экономичными, а проблему их параметров пытались решить, занимаясь трудоемким экспериментированием. На пороге XXI века радиолюбитель владеет самыми современными измерительными устройствами, которые позволяют без особых усилий разрабатывать объемные оптимальные директорные структуры (раздел 23.2). Достаточно лишь подумать и посчитать на калькуляторе.

Большинство радиолюбителей предпочитают пользоваться указаниями, точное соблюдение которых дает возможность изготовить антенну с заданными параметрами. Но и им будет небесполезно познакомиться с физическими закономерностями директорных антенн: такие знания потребуются, как только под рукой не окажется труб нужного диаметра и понадобится пересчитать антенну на другие размеры.

Самой компактной антенной Яги является трехэлементная директорная антенна, образованная активным и двумя пассивными элементами. Путем увеличения количества пассивных элементов и, следовательно, удлинения несущей траверсы доводят усиление до величины, дальнейший рост которой ограничен механической прочностью антенны, необходимой для ее реализации. Согласно рис. 23.5, кривая усиления по мере удлинения антенны становится все более пологой, так что исходя из экономических соображений и в силу механических сложностей крайне редко строят антенны длиннее 5 м ( $\approx 2,5 \lambda$ ). Директорные антенны длиной менее 1  $\lambda$  называют стандартными, или короткими, антеннами Яги. Их параметры подчиняются несколько иным закономерностям по сравнению с характеристиками длинных директорных антенн (более 1  $\lambda$ ). Разделение директорных антенн по величине произвольно, между ними нет четкого разграничения. Отличительными признаками длинной антенны служат сравнительно большие расстояния между элементами в пределах линейки директоров (до 0,4  $\lambda$ ) и расположение первого директора ближе к активному элементу (0,1–0,15  $\lambda$ ) для более тесной связи между ними.

#### 23.3.1. Короткие директорные антенны для диапазона 2 м

Уже для трехэлементной директорной антенны максимальное усиление может быть достигнуто множеством сочетаний ее размеров. Это разнообразие уменьшается, если задаться определенной величиной входного сопротивления. Радиолюбитель ОК1VR подробно исследовал и описал [16] возможности варьирования размеров и предложил наглядное представление выявленных закономерностей (рис. 23.11). Исследовалась трехэлементная антенна Яги с постоянным расстоянием 0,25  $\lambda$  между активным элементом и рефлектором. Изменялись длина директора и расстояние между ним и активным элементом (диаметр элемента  $d/\lambda = 0,005$  соответствует  $d = 10$  мм для 145 МГц). Теоретически максимальному усилению на рис. 23.11а отвечает не точка, а область расстояний директора от 0,15 до 0,25  $\lambda$  при условии, что длина директора оптимизировалась при каждом значении расстояния. Поэтому максимум усиления размыт и может быть достигнут с помощью множества конструкций. Вариации

входного сопротивления того же устройства представлены на рис. 23.11б (активным элементом служил линейный разрезной вибратор).

Из этих данных следует, что при установке на максимальное усиление входное сопротивление антенны становится сравнительно низким. Таким образом, в короткой директорной антенне в качестве активного элемента также предпочтителен петлевой вибратор, поскольку при нем реализуются более благоприятные условия для согласования (входное сопротивление увеличивается в четыре раза).

Далее результаты измерений и приблизительные оценки параметров были применены к ряду апробированных директорных антенн, рассчитанных на частоту 145 МГц, то есть середину двухметрового диапазона. На структурных схемах обозначаются точки минимального напряжения, в которых заземляются элементы антенны. Если нет специальных оговорок, элементы крепятся без изоляции непосредственно к металлической траверсе диаметром от 15 до 30 мм.

### Трехэлементные директорные антенны

Трехэлементная антенна Яги, схематически представленная на рис. 23.12, отличается широкополосностью.

Ее входное сопротивление около 240 Ом, что позволяет питать антенну непосредственно через стандартный плоский УКВ кабель. Коаксиальный кабель подключается через полуволновый шлейф или трансформатор симметрии промышленного изготовления.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 5–10 мм;
- входное сопротивление 240 Ом;
- длина антенны 580 мм (соответствует  $\lambda/4$ );
- усиление около 5 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 14 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 70^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 110^\circ$ .

Узкополосный вариант трехэлементной директорной антенны, которая рассчитана

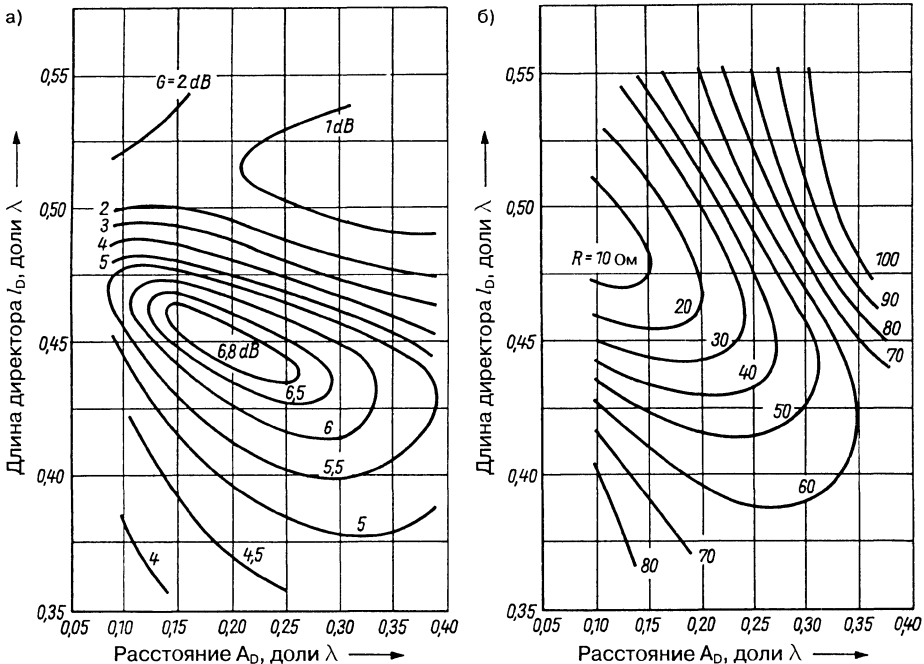


Рис. 23.11. Зависимость усиления и входного сопротивления от расстояния вибратор–директор  $A_D$  и его длины  $l_D$ . Постоянное расстояние вибратор–рефлектор равно  $0,25\lambda$ , степень утолщения  $d/\lambda = 0,005$ : а – зависимость усиления от  $l_D$  и  $A_D$ , приведенных к длине волны; б – зависимость входного сопротивления от  $l_D$  и  $A_D$ , приведенных к длине волны

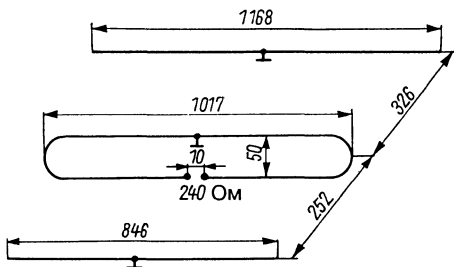


Рис. 23.12. Схема трехэлементной директорной антенны с большой шириной полосы пропускания

на максимальное усиление, продемонстрирован на рис. 23.13. При использовании обычного петлевого вибратора входное симметричное сопротивление составляет около 70 Ом. Коаксиальный кабель подключается через симметрирующее устройство (глава 7). Входное сопротивление системы может быть повышено до симметричных 240 Ом, если применить петлевой вибратор с различным сечением элементов.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 5–8 мм;
- входное сопротивление 70 или 240 Ом;
- длина антенны 830 мм (соответствует  $0,4\lambda$ );
- усиление около 6 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 15 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 65^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 95^\circ$ .

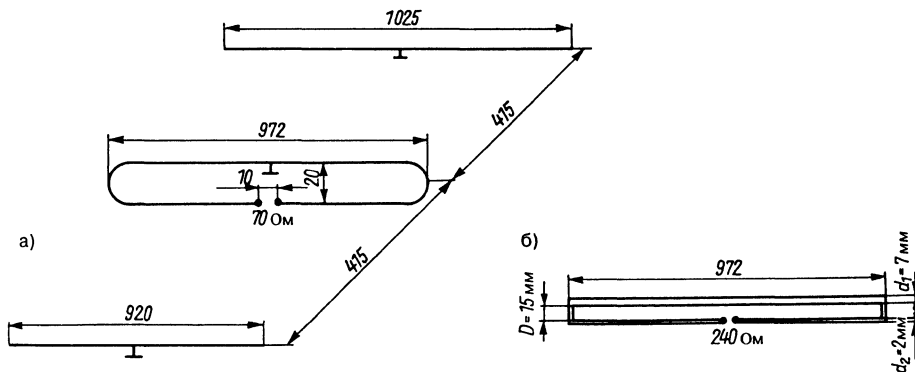


Рис. 23.13. Трехэлементная узкополосная директорная антенна высокого усиления: а – устройство антенны с входным сопротивлением 70 Ом; б – вариант активного элемента для антенны с входным сопротивлением 240 Ом

### Шестиэлементные директорные антенны

Шестиэлементная антенна Яги, показанная на рис. 23.14, представляет собой узкополосный образец высокого усиления. В этом случае узкополосность означает, что антенна охватывает весь двухметровый диапазон, но мало выходит за его пределы в противоположность трехэлементной антенне на рис. 23.12. Входное сопротивление шестиэлементной антенны достигает 70 Ом и повышается до 240 Ом, если петлевой вибратор выполнен в соответствии с рис. 23.13б, но его длина равна 946 мм. Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 6–8 мм;
- входное сопротивление 70 или 240 Ом;
- длина антенны 1500 мм (соответствует  $0,73\lambda$ );
- усиление около 8,5 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 17 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 55^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 70^\circ$ .

### Девятиэлементная директорная антенна

Девятиэлементная директорная антенна длиной  $1\lambda$  характеризуется усилением около 10 dBd (рис. 23.15) и также является узкополосным излучателем, построенным так, чтобы перекрывать область 144–146 МГц при постоянном усилении.

Входное сопротивление составляет 240 Ом. Коаксиальный кабель подключается через полуволновый шлейф (раздел 7.5). Входное

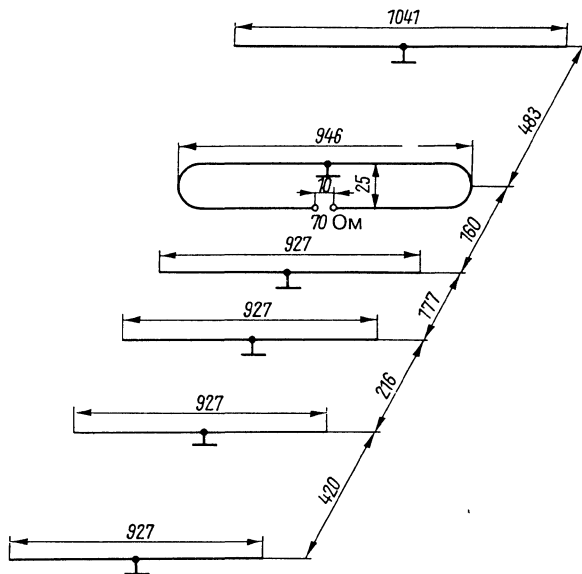


Рис. 23 14. Шестиэлементная директорная антенна

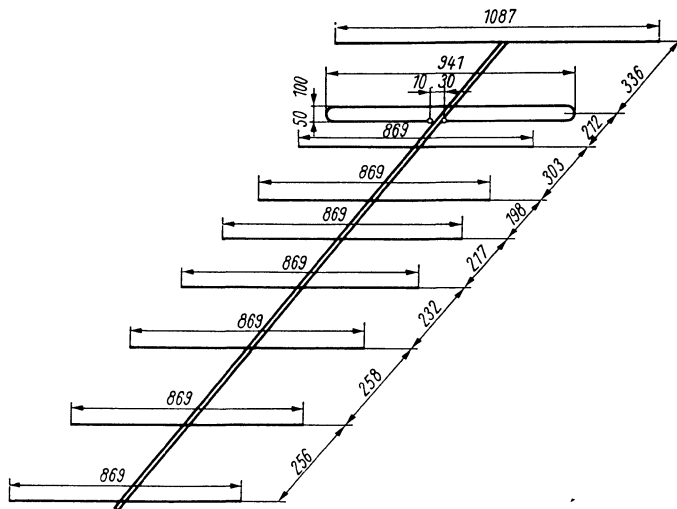


Рис 23 15 Девятиэлементная директорная антенна

сопротивление оказывается равным 60 Ом симметрично, если активный петлевой вибратор заменить разрезным вибратором равной длины.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 8–18 мм;
- входное сопротивление 240 или 60 Ом;
- длина антенны 2012 мм (соответствует  $0,73 \lambda$ );
- усиление около 10 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 15 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 48^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 58^\circ$ .

### 23.3.2. Короткие директорные антенны для диапазона 70 см

В области дециметровых волн резко возрастают частотно-зависимые потери, которые появляются в этом диапазоне, но практически незаметны в диапазонах более длинных волн. Не следует применять даже высококачественные изоляционные материалы. В этой области воздух остается изолятором с минимальными потерями. Фидер надо делать как можно более коротким. Применение плоского УКВ кабеля оправдано лишь для работы в портативном режиме в качестве короткого фидера при благоприятных условиях. Для стационарных устройств лучше применять высококачественные коаксиальные кабели, по возможности с воздушным диэлектриком.

Разрабатывая устройство антенн дециметрового диапазона, необходимо предотвратить любые искажения поля. Они возникают, например, из-за нерационального размещения металлических деталей. В первую очередь это касается мачты антенны, которую не следует располагать между элементами или смещать относительно траверсы. Характеристики, требующие особого внимания, подробно описаны в разделе 23.2.2. Как правило, директорные антенны для диапазона 70 см выполняются в виде цельнометаллических конструкций. Это надо учитывать, рассматривая приводимые ниже параметры. Диаметр траверсы должен составлять от 15 до 25 мм, если не указаны иные значения.

#### Четырехэлементная директорная антенна

Четырехэлементная директорная антенна, представленная на рис. 23.16, нужна для работы на частотах от 400 до 470 МГц. Ее фидер из коаксиального кабеля подключается через полуволновый шлейф (раздел 7.3.2) длиной 228 мм, если для его изготовления применяется обычный коаксиальный кабель с коэффициентом укорочения 0,66. При использовании коаксиального кабеля с особо малыми потерями за счет вспененного диэлектрика (но чувствительного к влажности) коэффициент укорочения составляет 0,77, а геометрическая длина шлейфа будет равна 266 мм. В этой частотной области не приходится опасаться сужения полосы частот из-за наличия шлейфа.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 4–8 мм;
- диаметр металлической траверсы 15–25 мм;
- входное сопротивление около 240 Ом, симметричное;
- длина антенны 355 мм (соответствует  $0,48 \lambda$ );
- усиление около 6,5 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 14 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 60^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 100^\circ$ .

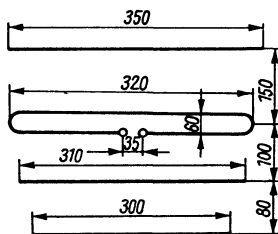


Рис. 23.16. Четырехэлементная директорная антенна для диапазона 70 см

#### Шестиэлементная директорная антенна

Данную антенну можно рассматривать как переходный вариант к устройству длинных директорных антенн. Здесь повышение эффективности непосредственно связано с увеличением затрат. В стационарном исполнении она питается по коаксиальному кабелю, и тогда к ее входу подключается полуволновый шлейф (раздел 23.3.2). Размеры антенны приведены на рис. 23.17.

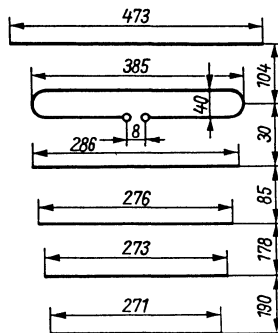


Рис. 23.17. Шестиэлементная директорная антенна для диапазона 70 см

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 6–10 мм;
- диаметр металлической траверсы 15–25 мм;
- входное сопротивление около 240 Ом симметричное;
- длина антенны 590 мм (соответствует  $0,85 \lambda$ );
- усиление около 9 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 15 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 50^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 63^\circ$ .

### 23.3.3. Длинные директорные антенны для двухметрового диапазона

По своей структуре длинная антенна подразделяется на три функциональные зоны (рис. 23.18):

- центр возбуждения;
- переходную зону;
- волноводную систему.

В центре возбуждения (или излучения) всегда находится активный вибратор. К этому же центру относится рефлектор, а также, в случае надобности, так называемые компенсационные элементы, позволяющие расширить полосу частот центра излучения. Устройство центра возбуждения во многом определяет частотную область и входное сопротивление длинной директорной антенны.

К переходной зоне относятся один или несколько директоров, предназначенных для оптимальной передачи излучения от центра возбуждения к волноводной системе. Длину первого директора и расстояние от него до вибратора необходимо выдерживать как можно точнее.

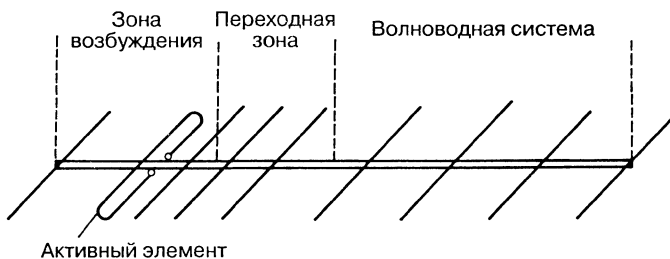


Рис. 23.18. Функциональные зоны в структуре длинной директорной антенны

Свойства излучения длинной директорной антенны во многом определяются волноводной системой, состоящей из последовательности директоров; ее добавление почти не влияет на входное сопротивление и полосу пропускания. Размещение относительно малого количества директоров волноводной системы в жесткой продольной антенной структуре позволяет построить легкую и экономичную конструкцию. Кроме того, удается получить по крайней мере такое же усиление, как и при стандартной плотности распределения элементов. Расстояния между директорами могут достигать  $0,4 \lambda$ , однако с дальнейшим ростом этого расстояния усиление быстро убывает. Особенно важно установить оптимальную связь в переходной зоне. Поэтому при сборке антенны необходимо тщательно соблюдать все рекомендованные размеры и расстояния.

### Шестиэлементная длинная директорная антенна DL2RSX

Эта конструкция является дальнейшим развитием пятиэлементной длинной антенны с оптимальным усилением, которую описал Оберлендер (DL2RSX) в [12]. Добавление одного директора позволило увеличить усиление более чем на 1 дБ и усилить подавление обратного излучения. Кроме того, были изменены активный вибратор и согласующее устройство. Новые размеры, найденные Y23RD (ранее DM2BUO, DM2CRD), приведены на рис. 23.19. Эта улучшенная антенна подробно описана в серии статей [17].

В ходе расчетов и конструирования радиолюбители старались найти конфигурацию, оптимизированную по усилению для данной длины антенны. Попытки увенчались успехом: при длине антенны  $1,28 \lambda$  усиление превысило 11 dBd, что близко к теоретическому пределу [18].

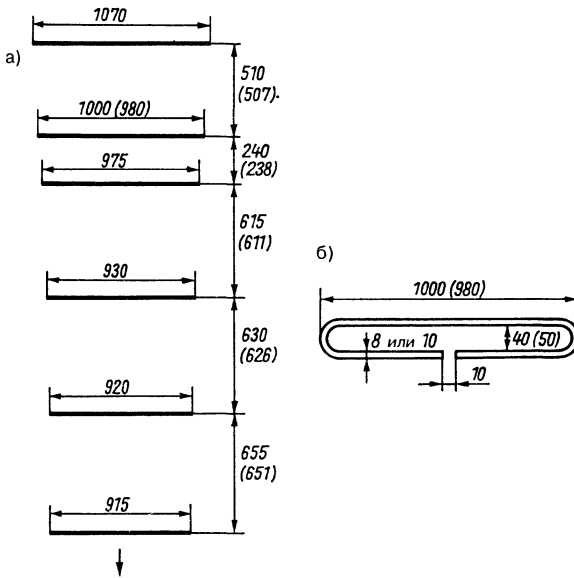


Рис. 23.19. Устройство шестиэлементной директорной антенны DL2RSX: а – базисная структура; б – эскиз активного вибратора

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 8 мм (допустимы 6, 10 или 12 мм);
- траверса из легкого сплава квадратного сечения  $22 \times 22 \times 1,2$  мм;
- входное сопротивление 75 Ом;
- длина антенны 2625 мм (соответствует  $1,28 \lambda$ );
- усиление 11 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 15 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 39^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 45^\circ$ .

Внешний вид антенны продемонстрирован на рис. 23.20. Ее существенное отличие состоит в том, что антенну можно легко и просто собрать с помощью стандартных комплектующих и заготовок. Многократно проверенные диаграммы направленности в плоскостях Е и Н свидетельствуют о реализуемости монтажа в виде антенной решетки с целью повысить усиление. Входное сопротивление в 75 Ом делает возможным произвольные соединения антенн стандартными средствами в любительских условиях.

Значениями в скобках на рис. 23.19а характеризуется рабочая область антенны,

где должно быть достигнуто оптимальное усиление. Базисная структура рассчитывается таким образом, что наибольшее усиление и, следовательно, наилучшее согласование наступают при 144,5 МГц (участок CW и SSB). При данных габаритах у высокочастотного конца диапазона на диаграмме направленности в плоскости Н появляются боковые лепестки и возрастает КСВ. Тогда можно повысить частоту резонанса антенны на 500 кГц, укоротив на 3 мм пассивные элементы. Именно к этой ситуации

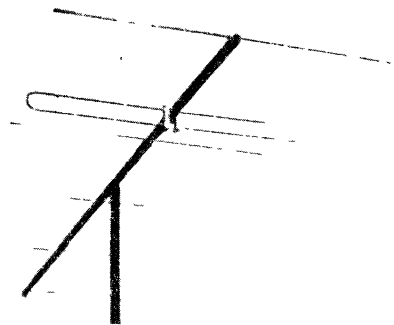


Рис. 23.20. Внешний вид шестиэлементной директорной антенны по DL2RSX



относятся величины промежутков, указанные в скобках

Значения в скобках рядом с петлевым вибратором на рис. 23.19б не имеют отношения к резонансу, а характеризуют длину петли в зависимости от расстояния между ее проводниками при расстоянии 40 мм длина петли равна 1000 мм, а при 50 мм она уменьшается до 980 мм.

Длина элементов базисной структуры рассчитана на рабочую область частот от 143,5 до 145,5 МГц. При этом предполагается, что диаметр элемента  $d = 8$  мм, а сами элементы проходят внутри траверсы квадратного сечения  $22 \times 22$  мм (см. рис. 23.8б). Если элементы крепятся на траверсе (рис. 23.8а), их надо укоротить на 3 мм. При желании использовать элементы другого диаметра потребуются дополнительные поправки длины. Такие поправки применительно к базисной структуре на рис. 23.19а приведены в табл. 23.3. Петлевой вибратор (рис. 23.19а) фиксируется на траверсе с гальванической связью или через изолятор. Благодаря своей широкополосности вибратор одинаково удобен во всех вариантах конструкции антенн без каких-либо поправок на длину. Однако его длина зависит от ширины петли.

DL2RSX испробовал множество способов крепления пассивных элементов на траверсах. Зажимная скоба, предложенная DL7UDP, оказалась самым привлекательным вариантом по универсальности применения и легкости изготовления (рис. 23.21, слева). На рисунке не видно резьбового отверстия в нижней части скобы для винта. При его ввертывании скоба смещается вниз и плотно прижимает к траверсе элемент, пропущенный в отверстия скобы. Справа на рис. 23.21 показано зажимное устройство промышленного производства, применяемое в телевизионных антеннах. Его вряд ли стоит рекомендовать радиолюбителям при использовании этого устройства в антенне со временем появляются перекосы

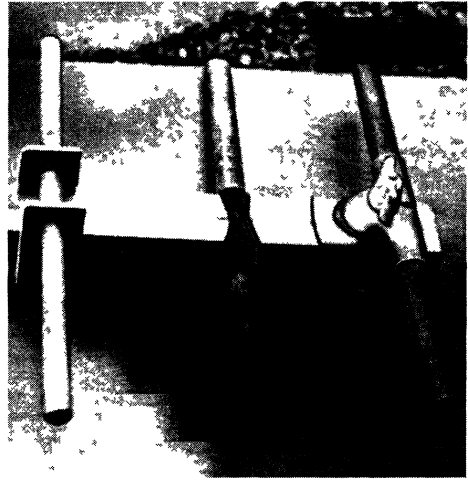


Рис 23.21. Варианты крепления пассивных элементов

элементов и ухудшается электрический контакт. Крепление в средней части (см. рис. 23.21), предложенное DL2RSX, требует определенных усилий для изготовления, зато безупречно по механическим и электрическим показателям в случае, когда элемент пропущен сквозь траверсу. Отверстия под него сверлятся на 1 мм больше диаметра элемента. На его среднюю часть накладывается тонкий бандаж из ткани, и элемент плавным движением аккуратно ввинчивается в отверстие траверсы, а затем туго крепится там натянутым шнуром, уложенным перекрестными петлями (как показано на рис. 23.21), и окончательно фиксируется заливкой узла крепления эпоксидной смолой или другим синтетическим клеем. Во избежание порчи ленты бандажа внутри траверсы ее полости пропитываются изнутри. При любых способах крепления важно обеспечить совпадение средней точки элемента с серединой траверсы.

Таблица 23.3. Поправки к длине элементов в зависимости от их диаметра и способа крепления к траверсе

Способ крепления	Элемент проходит сквозь траверсу (рис 23.8б)				Элемент наложен на траверсу (рис 23.8а)			
	6	8	10	12	6	8	10	12
Диаметр элемента $d$ , мм	6	8	10	12	6	8	10	12
Область частот 143,5–145,5 МГц	+5	0	-7	-14	+2	-3	-10	-17
144,0–146,0 МГц	+2	-3	-10	-17	-1	-6	-13	-20

В простейшем случае установки оди-  
нарной антенны экран 75-омного кабеля и  
внутренняя жила присоединяются прямо к  
петлевому вибратору. В полуметре от клемм  
питания кабель фиксируется на траверсе  
металлической или липкой лентой, чтобы  
избежать его порчи на ветру. Длина отвода  
произвольная. Экран кабеля соединяется с  
приемником в точке общей массы или за-  
земления. Это следует делать даже при  
гальванической связи петлевого вибратора  
с траверсой.

Практикуемое радиолюбителями прямое  
подключение симметричной антенны к не-  
симметричному кабелю без всякого сим-  
метрирования специалистами воспринимает-  
ся скептически. Во многих случаях – и  
это экспериментально доказано – антенна  
реагирует несимметрично, поверхностные  
волны заметны лишь на расстояниях до  $\lambda/2$ .  
Диаграмма направленности также не обна-  
руживает значимой асимметрии. Поэтому  
в любительских условиях такую согласо-  
ванность можно считать достаточной. Од-  
нако преобразователь симметрии необхо-  
дим для структур из нескольких антенн. В  
пределах рабочей области частот КСВ не  
превышает 1,25.

Горизонтальная и вертикальная диаграм-  
мы направленности антенны в интервале  
частот от 143,5 до 145,5 МГц приведены на  
рис. 23.22. Диаграммы в плоскости Е, буду-  
чи близки к идеальным, почти перекрыва-  
ются. При удалении рефлектора становится  
ясно, что волноводная структура обеспечи-  
вает приемлемую фокусировку (пунктирная  
кривая на рис. 23.22а). Аналогичный процесс  
наблюдается и на горизонтальной диаграмме  
для частоты 145,5 МГц (рис. 23.22в). На вер-  
тикальной диаграмме рис. 23.22б уже за-  
метны некоторые отличия, несмотря на ма-  
лое изменение частоты. На вертикальной  
диаграмме для частоты 145,5 МГц (рис.  
23.22г) имеются явные признаки верхнего  
предела частотной области. Главные лепестки  
расширены у своего основания, а уг-  
ловое распределение обратного излучения  
раздваивается, как ласточкин хвост. Если  
антенны пересчитать на рабочую область ча-  
стот 144–146 МГц, диаграммы сохранят  
свой вид, только верхняя граница сместит-  
ся на 500 кГц к более высоким частотам, а  
это значит, например, что диаграмма на ча-  
стоте 145 МГц окажется справедливой при-  
менительно к частоте 146 МГц.

На чрезмерность электрической длины  
антенны относительно оптимальной для

заданного интервала частот указывают сле-  
дующие признаки:

- КСВ превосходит 1,3;
- обратное излучение распределено не в  
форме лепестка, а размыто или раздвое-  
но (рис. 23.22г);
- рядом с главным лепестком появились  
боковые с амплитудой выше 0,1 (20 дБ,  
приблизительно три S-ступени).

Такое нередко происходит из-за мелких  
неточностей в конструкции антенны. Счи-  
тая прочие размеры правильными, в этом  
случае все элементы симметрично укорачи-  
вают на 3–6 мм и снова проверяют нали-  
чие перечисленных недостатков. Длина  
петлевого вибратора не подлежит измене-  
ниям.

Эта антенна обладает замечательными  
свойствами, оптимизируется на максима-  
льно возможное усиление и легко изготовли-  
вается благодаря точным данным. Поэтому  
нет смысла рассматривать другие длинные  
директорные антенны этой размерной кате-  
гории. Кроме того, антенна DL2RSX лучше  
других подходит для формирования много-  
антенных систем (см. раздел 24.2). Надеж-  
ность данных позволяет без особых зат-  
руднений формировать крупные антенные  
решетки с оптимальными межэтажными  
расстояниями.

#### **Длинная директорная сериальная антенна DL6WU для диапазона 2 м**

В результате собственных исследований,  
опубликованных в [10, 11 и 18], DL6WU  
разработал оптимизированную неоднород-  
ную структуру длинной директорной ан-  
тенны, преимущество которой состоит в  
том, что она легко укорачивается при уда-  
лении переднего директора. Подобное из-  
менение волноводной системы не оказыва-  
ет заметного влияния на центр излучения,  
слегка изменяет согласование и не затраги-  
вает оптимизацию волноводной структу-  
ры. Диаграммы направленности и усиле-  
ние принимают новые форму и величину в  
соответствии с выбранной длиной антенны.  
Имеются точные оценки усиления и диа-  
грамм, полученные профессиональными  
средствами.

Наибольшей длиной обладает антенна  
«Супер-Яги» из 14 элементов на траверсе  
длиной 7,47 м (соответствует 3,63  $\lambda$ ). Такая  
длина служит лишь ориентировочным пре-  
делом механической реализуемости антенн

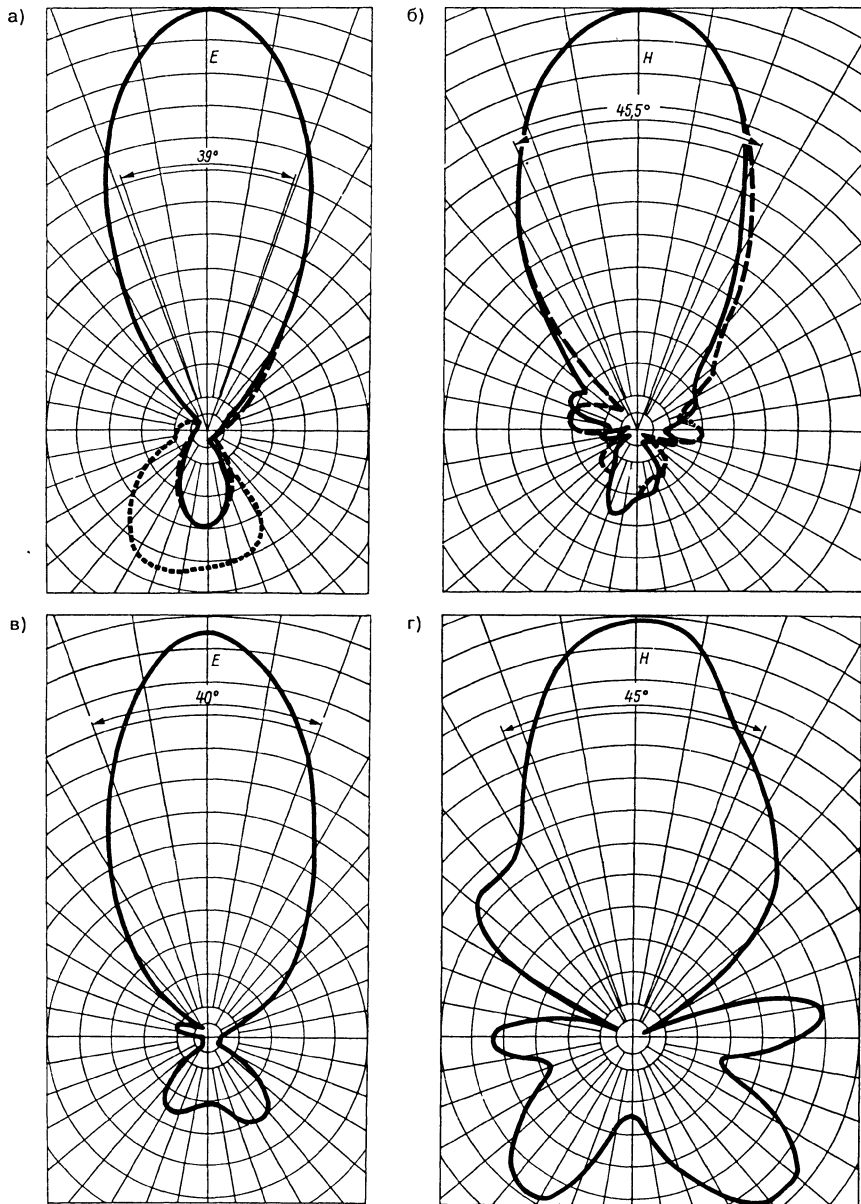


Рис. 23.22. Диаграммы направленности шестиэлементной директорной антенны для рабочей области 143,5–145,5 МГц: а – диаграмма в плоскости Е, сплошная кривая соответствует 144,5 МГц, штриховая – 143,5 МГц и пунктирная – 145,5 МГц без рефлектора; б – диаграмма в плоскости Н, сплошная кривая – 144,5 МГц, штриховая – 143,5 МГц; в – диаграмма в плоскости Е для 145,5 МГц; г – диаграмма в плоскости Н для 145,5 МГц

двухметрового диапазона. Как показал DL6WU, можно создавать экстремально длинные неоднородные директорные антенны с усилением, непрерывно нарастающим вслед за увеличением длины. Часто цитируемое утверждение, что рост усиления затем замедляется и при длине около  $6\lambda$  наступает насыщение, справедливо лишь для однородных директорных структур.

Устройство антенны продемонстрировано на рис. 23.23, а соответствующие размеры приведены в табл. 23.4.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 6 мм;
- траверса круглого или квадратного сечения диаметром 25 мм;
- элементы проходят сквозь траверсу без изоляции (рис. 23.8б);
- входное сопротивление  $\approx 200$  Ом симметричное;
- отношение прямого излучения к обратному  $\leq 22$  дБ.

Если активным элементом служит петлевой вибратор (рис. 23.23б), входное сопротивление любых модификаций антенны составляет 200 Ом. Это позволяет подключать

коаксиальный фидер через полуволновый шлейф 4:1, соблюдая требования по симметрии и импедансу. При использовании разрезного вибратора (см. рис. 23.23в) той же длины, но с диаметром элемента 12 мм входное сопротивление становится симметричным и равным 50 Ом. В таком случае нужно симметрирующее устройство 1:1. Для этой цели можно применить хорошо зарекомендовавший себя способ питания с контуром-заградителем. Он описан в разделе 7.4.1 и позволяет подключать коаксиальный кабель прямо к разрезному вибратору, если кабелю придать форму U-образного колена геометрической длиной  $\lambda/4$  (517 мм). На конце такого колена удаляется оболочка кабеля и его экран гальванически соединяется с траверсой. Четвертьволновое колено действует подобно объемному заградительному контуру; на расстоянии  $\lambda/4$  от клемм питания кабель образует стык для поверхностных волн. Это простое трансформирующее устройство хорошо зарекомендовало себя на деле, но у него есть и недостаток: целостность защитной оболочки кабеля нарушается, поэтому его следует надежно защищать от проникновения влаги.

Таблица 23.4. Размеры 14-элементной длинной антенны

Длина, мм	Расстояния, мм		
Рефлектор R	1032	$A_R$	390
Излучатель S	980	—	
Директор $D_1$	935	$A_1$	165
Директор $D_2$	930	$A_2$	375
Директор $D_3$	925	$A_3$	450
Директор $D_4$	920	$A_4$	525
Директор $D_5$	910	$A_5$	585
Директор $D_6$	900	$A_6$	630
Директор $D_7$	890	$A_7$	660
Директор $D_8$	885 (880)	$A_8$	690 (10 элементов)
Директор $D_9$	880	$A_9$	720
Директор $D_{10}$	875	$A_{10}$	750
Директор $D_{11}$	870 (855)	$A_{11}$	780 (13 элементов)
Директор $D_{12}$	855	$A_{12}$	750 (14 элементов)

Замечание: значения длины пассивных элементов необходимо уменьшить на 5 мм, если они крепятся на траверсе через изолирующую прокладку толщиной 4 мм (рис. 22.7а).

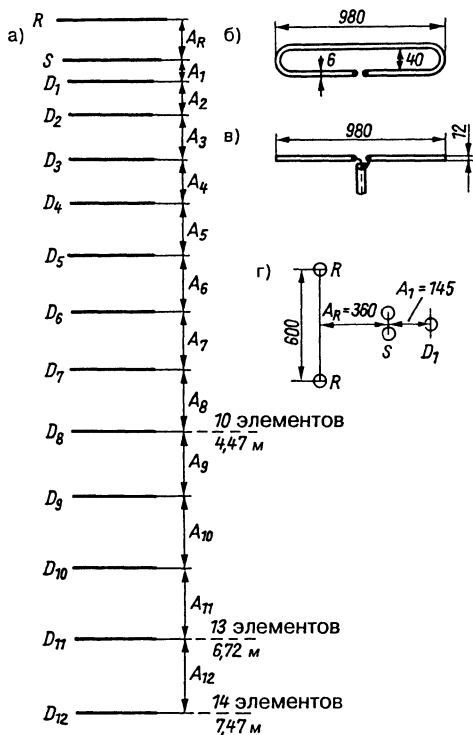


Рис. 23.23. Расчетная схема директорной антенны DL6WU: а – устройство антенны; б – эскиз петлевого вибратора; в – эскиз развернутого вибратора; г – расположение, и размеры двойного рефлектора

В варианте с десятью элементами следует учесть, что длина директора  $D_8$  равна лишь 880 мм; у 13-элементной антенны  $D_{11}$  должен иметь длину 855 мм (см. табл. 23.4, значения в скобках). Характеристики этой антенны для разного количества элементов приведены в табл. 23.5.

Любой из вариантов антенны может оснащаться двойным рефлектором, что

несколько повышает усиление и способствует подавлению обратного излучения. В таком случае расстояние  $A_R$  должно быть уменьшено до 360 мм, а  $A_1$  – до 145 мм. Двойные рефлекторы размещаются согласно рис. 23.23г.

Если КСВ в кабеле недопустимо велик, а все размеры строго выдержаны, причина, вероятно, кроется в активном элементе (иногда – в неправильно рассчитанном симметрирующем трансформаторе, длину и положение которого надо исправить). При этом нет необходимости менять положение и длину остальных элементов.

Оценки усиления точны, так как речь идет о минимальных, но вполне достижимых значениях.

#### Вариант антенны с семью элементами

Семиэлементный вариант (рис. 23.24) является производным от антенны DL6WU. Он очень легкий и особенно удобен для работы с переносной аппаратурой. За исключением активного вибратора все элементы выполнены из алюминиевого прутка диаметром 4 мм. Активным элементом служит разрезной вибратор. Он монтируется под траверсой без гальванического соединения с ней (см. рис. 23.24б) и крепится с помощью составной фасонной детали из синтетического материала. В качестве траверсы использован профиль квадратного сечения 15×15 мм из легкого сплава, но можно применить более распространенный профиль 16×16 мм. В этом случае все директоры и рефлектор необходимо удлинить на 2 мм, а расстояние между продольными осями траверсы и активного элемента должно составить 16 мм. Коаксиальный кабель напрямую подсоединяется к разрезному вибратору. Здесь используется способ питания через U-образный шлейф (раздел 7.4.1).

Рефлектор и директоры крепятся в сквозных отверстиях траверсы. DL4AKK предложил способ их крепления, механически и

Таблица 23.5. Характеристики директорной антенны DL6WU

Вариант	10 элементов	13 элементов	14 элементов
Длина антенны, мм	4470	6720	7470
Длина антенны, доли $\lambda$	2,17 $\lambda$	3,26 $\lambda$	3,63 $\lambda$
Усиление, dBd	11,5	13,1	13,5–14,0
Ширина диаграммы в горизонтальной плоскости $\alpha_{\text{г}}$ , град.	36,0	30,5	29,5
Ширина диаграммы в вертикальной плоскости $\alpha_{\text{в}}$ , град	39,0	33,0	31,0

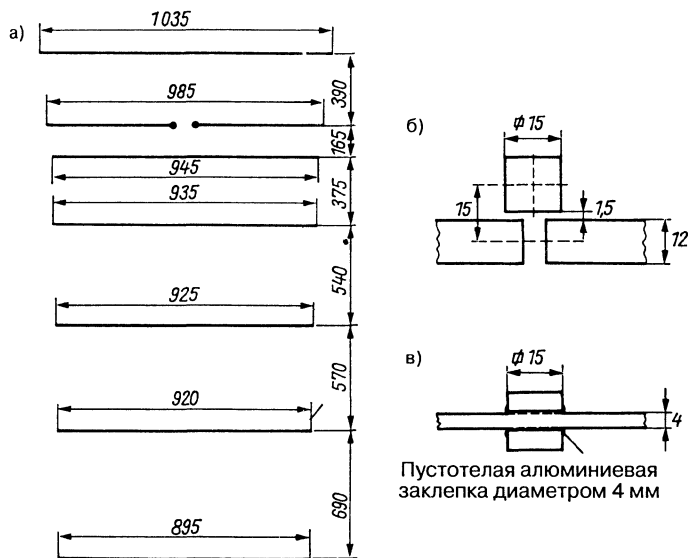


Рис. 23.24. Устройство семиэлементной длинной директорной антенны: а – размеры элементов и расстояния между ними; б – монтаж активного элемента под траверсой; в – крепление элемента с помощью пустотелой заклепки

электрически весьма рациональный. Как показано на рис. 23.24в, каждый элемент вставляется со стороны буртика в пустотелую алюминиевую заклепку внутренним диаметром 4 мм. После закатывания кромки заклепки элемент жестко фиксируется в теле траверсы, находясь в надежном электрическом контакте с ней. Для осаивания заклепки применяется подходящий прессовый штамп.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 4 мм (активного элемента 12 мм);
- элементы проходят сквозь траверсу, между ними обеспечивается электрический контакт;
- траверса из легкого сплава квадратного сечения 15×15 мм или 16×16 мм;
- длина антенны 2750 мм (соответствует  $1,32 \lambda$ );
- входное сопротивление 50–75 Ом;
- усиление 10,2 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 16 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 44^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 51^\circ$ .

Согласование оптимизируется смещениями активного элемента.

Антенна хорошо подходит для формирования групп. Чтобы не сужать ширину диаграммы направленности в горизонтальной плоскости, как правило, предпочитают многоярусные комбинации антенн. Для них УЗКК определил оптимальное межэтажное расстояние  $D_{\text{opt}} = 2,3$  м. Данное значение подтверждается расчетами по формуле (24.2). Межэтажное расстояние  $D$  должно быть не меньше 1,9 м и не больше 2,4 м.

#### Десятиэлементная длинная директорная антенна ОК1ДЕ

В некоторых странах распространена длинная директорная антенна ОК1ДЕ. Это отличный излучатель для двухметрового диапазона, что постоянно подтверждают пользователи. Антенну легко узнать по тройному рефлектору. Ее схема показана на рис. 23.25а, а разрез центра возбуждения, по которому можно судить об устройстве тройного рефлектора, приведен на рис. 23.25б. Все три рефлектора имеют длину 1135 мм. Используется мощная металлическая траверса диаметром 28 мм с отверстиями, куда вставляются элементы из легкого сплава диаметром 10 мм. Необходимо обеспечить их плотную посадку в отверстия, для того чтобы гарантировать надежность электрического контакта

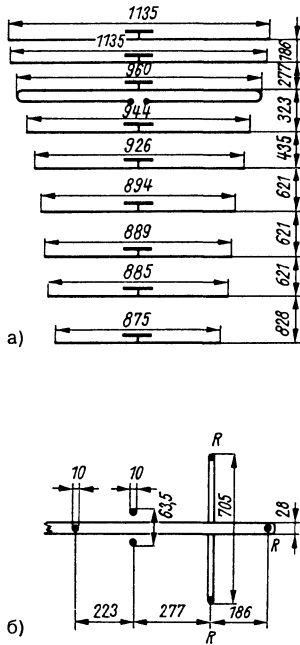


Рис. 23.25. Десятиэлементная длинная директорная антенна ОК1DE: а – общая схема; б – разрез центра возбуждения с тройным рефлектором

с траверсой. Желательно также дополнительно зафиксировать их положение. Активным элементом служит петлевой вибратор длиной 960 мм и шириной 63,5 мм по внешнему обводу.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 10 мм;
- диаметр траверсы 28 мм;
- длина антенны 3812 мм (соответствует  $1,84 \lambda$ );
- входное сопротивление 300 Ом;
- усиление 12 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 14 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 38^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 46^\circ$ .

### 23.3.4. Длинные директорные антенны для диапазона 70 см

Безусловно, диапазон 70 см – это царство длинных директорных антенн, и не случайно в соседних частотных интервалах

телевизионного вещания на дециметровых волнах почти всегда применяются именно эти антенны. По-видимому, их параметры уже научились рассчитывать: к настоящему времени выполнены обширные исследования и выяснилась ошибочность некоторых прежних представлений.

Как свидетельствуют измерения, усиление длинных антенн Уда-Яги обнаруживает тенденцию к насыщению с ростом длины антенны, так что применять антенны длиннее  $4 \lambda$  кажется невыгодным. Однако это положение верно только по отношению к однородным структурам с постоянными значениями длины директоров и расстояний между ними.

Использование линейно-ступенчатой последовательности директоров, где начиная с первого директора каждый последующий элемент короче предыдущего на постоянную величину, улучшает кривую усиления и сохраняет ширину частотной полосы даже при большой длине антенны. Дальнейшее улучшение происходит при переходе от линейной зависимости убывания длины директоров к логарифмической. Уже с переходной зоны (рис. 23.18) длина директоров уменьшается равными шагами в соответствии с выбранным начальным приращением. При этом в каждой паре соседних директоров должно сохраняться одно и то же отношение их длины. Здесь действует тот же принцип, что и при ступенчатом изменении длины вибраторов логопериодической вибраторной антенны (раздел 26.6). Благодаря логарифмическому профилю волноводной системы и оптимизации расстояний между директорами удается строить исключительно длинные директорные антенны, обеспечивающие прирост усиления величиной 2,35 дБ при удвоении длины. Это иллюстрируется графиком на рис. 23.26, который был построен DL6WU по результатам собственных исследований. Сравнивая график с кривой В на рис. 23.5, легко заметить, что вплоть до длины антенны  $7 \lambda$  практически достижимое усиление проходит несколько ниже максимально возможного, причем их разница убывает с длиной антенны.

Теория и практика подобных сверхдлинных директорных антенн подробно изложена в [19]. DL6WU установил, что даже у очень длинных антенн сужение частотной области не настолько значительно, чтобы применение антенн оказалась бессмысленным. Обследованная антенна длиной  $18 \lambda$  обладала шириной полосы 4% от рабочей

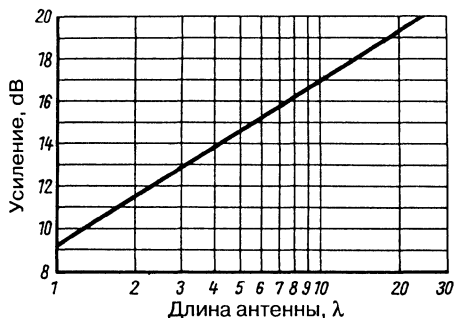


Рис. 23.26. Измеренное усиление оптимизированных директорных антенн с логарифмическим характером волноводной системы в зависимости от длины волны (по DL6WU)

частоты при ослаблении в 1 дБ на краях полосы (около 17 МГц в диапазоне 70 см).

Если надо усилить подавление обратного излучения (например, для работы на трассах Земля – Луна – Земля), можно улучшить компоновку рефлектора без существенного изменения согласованности. Как правило, применяют комбинацию из нескольких отражателей, размещая их в одной плоскости, перпендикулярной траверсе антенны. Длина такой комбинации выбирается несколько больше длины одиночного рефлектора. Вертикальное расстояние между двумя рефлекторами составляет  $0,3 \lambda$ , а расстояние между их плоскостью и активным вибратором колеблется от  $0,15 \lambda$  до  $0,20 \lambda$ . В комбинации из четырех рефлекторов расстояние между соседними элементами равно  $0,2 \lambda$ , а их длина достигает  $0,6 \lambda$ . Аналогичное действие оказывает плоский отражатель или металлическая решетка шириной  $0,6 \lambda$ . О тандемном рефлекторе, предложенном радиолюбителем K2RIW, известно мало: был добавлен второй, несколько более длинный рефлектор на расстоянии  $0,5-0,6 \lambda$  позади первого. Любая из вышеуказанных улучшенных версий усиливала подавление обратного излучения максимум на  $0,2$  дБ.

**Длинная директорная антенна DL6WU для диапазона 70 см**

С разработкой DL6WU длинной директорной антенны для диапазона 70 см у радиолюбителей появилась основа для создания директорных антенн произвольной длины в диапазоне 70 см. Эта серия сконструирована

на самых современных принципах. Начиная с базисной структуры длиной  $7,2 \lambda$  с 23 элементами, антенну можно укорачивать вплоть до длины  $2 \lambda$ , просто удаляя

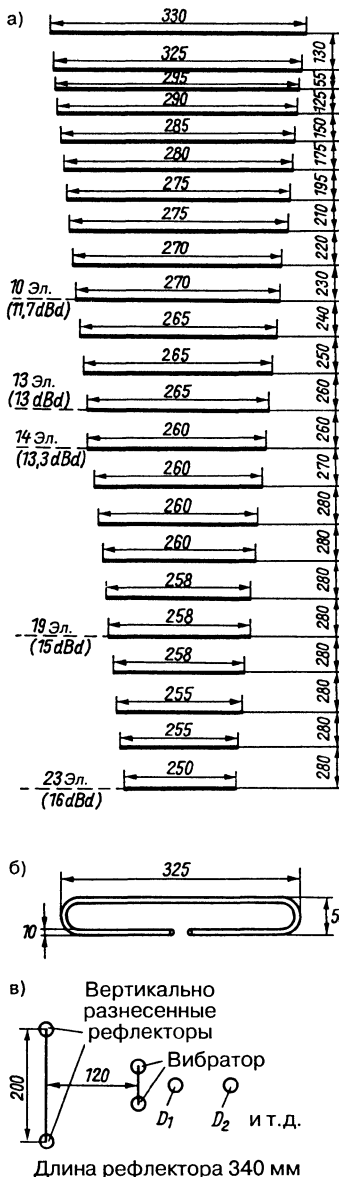


Рис. 23.27. Директорная антенна DL6WU: а – схема антенны для диапазона 70 см; б – эскиз активного элемента; в – устройство двойного рефлектора (разрез)



передние директоры. Размеры и устройство антенны приведены на рис. 23.27.

Размеры петлевого вибратора не критичны. Антенна питается по коаксиальному кабелю через полуволновый шлейф. При необходимости петлевой вибратор заменяется разрезным той же длины, и тогда симметричное входное сопротивление составляет 50 Ом.

При установке двойного рефлектора необходимо изменить его расстояние в соответствии с данными на рис. 23.27в. В этом случае рефлекторы должны быть удлинены до 340 мм, а прирост усиления не превысит 0,2 дБ. Нет признаков заметного влияния рефлекторов на волноводную систему; она оптимизирована и ни в коем случае не должна подвергаться изменениям. Согласование может быть слегка улучшено за счет осторожных изменений длины и расстояний в пределах центра возбуждения (вибратор–рефлектор).

На рис. 23.28 представлены диаграммы направленности 23-элементного варианта антенны, измеренные в рупорной безотражательной камере. Они свидетельствуют о возможности дальнейшего совершенствования антенны.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 10 мм;
- траверса из легкого сплава квадратного сечения 20×20 мм;
- длина антенны 3812 мм (соответствует  $1,84 \lambda$ );
- элементы крепятся на траверсе через изолирующие прокладки толщиной 4 мм;
- входное сопротивление около 200 Ом, симметричное.

В табл. 23.6 приводятся размеры и характеристики нескольких вариантов антенн с разным количеством элементов.

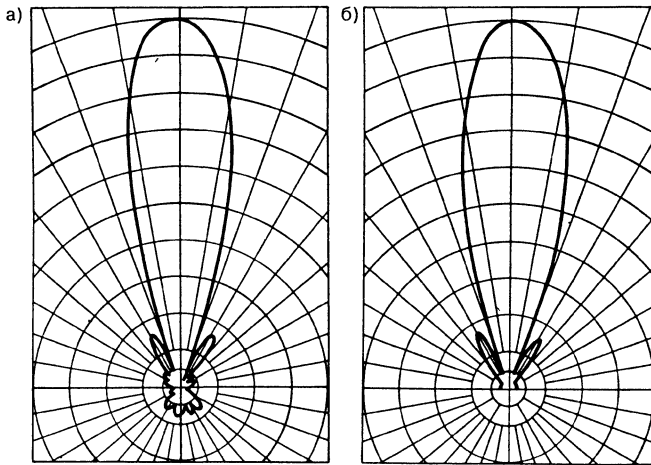


Рис. 23.28. Диаграмма направленности 23-элементной антенны DL6WU:

а – горизонтальная диаграмма (плоскость E); б – вертикальная диаграмма (плоскость H)

Таблица 23.6. Характеристики длинных директорных антенн DL6WU для диапазона 70 см

Вариант	10 элементов	13 элементов	14 элементов	19 элементов	23 элемента
Длина, мм	1490	2240	2500	3890	5010
Длина, доли $\lambda$	2,15	3,22	3,6	5,6	7,2
Усиление, dBd	11,7	13	13,3	15	16,0
Ширина горизонтальной диаграммы направленности $\alpha_E$	37°	30,5°	30°	26,5°	24°
Ширина вертикальной диаграммы направленности $\alpha_H$	41°	33°	32°	28°	24,5°

### 18-элементная широкополосная длинная директорная антенна

Сконструированная в соответствии с современными принципами, эта директорная антенна – пример того, что даже при широкой полосе частот можно добиться оптимального усиления и реально обеспечить входное сопротивление около 240 Ом, несмотря на большое количество элементов. С помощью подобных современных излучателей радиолюбитель способен извлечь пользу из прогрессивных разработок антенной индустрии, где такие конструкции используются при изготовлении телевизионных

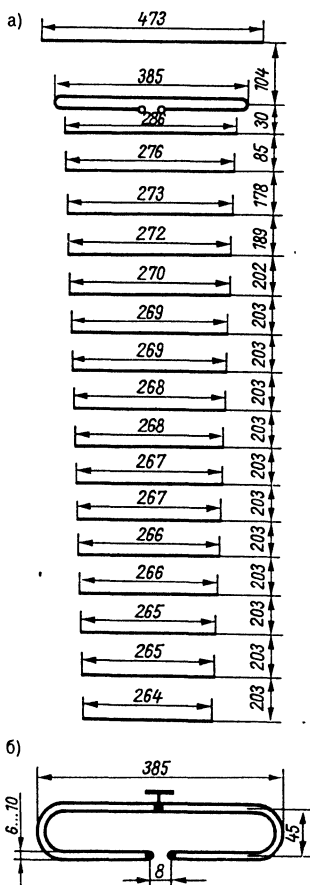


Рис. 23.29. 18-элементная длинная широкополосная директорная антенна для диапазона 70 см: а – устройство антенны; б – эскиз активного вибратора

антенн. Хотя у любителя нет особой нужды в большой ширине полосы, она окажется полезной, если, как и в предыдущем случае, стараться обеспечить оптимальное усиление.

На рис. 23.29 показана замечательная антенна. Плотность размещения элементов здесь больше, чем у антенн серии, разработанной DL6WU, что означает повышенный расход материалов на децибел усиления. Укорочение антенны или уменьшение количества элементов возможно без всяких затруднений и без влияния на входное сопротивление. Центр возбуждения и переходная зона (рис. 23.18) достигают третьего директора. Это позволяет удалять любое количество директоров волноводной системы, считая от самого крайнего из них. При этом усиление системы соответственно уменьшается, а ширина диаграммы направленности растет.

Механические и электрические данные:

- диаметр элементов 6–10 мм;
- траверса диаметром 20–25 мм произвольного профиля;
- элементы крепятся на траверсе без изоляции;
- входное сопротивление 240 Ом симметричное;
- усиление 14,5 dBd;
- отношение прямого излучения к обратному 24 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 26^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 29^\circ$ .

### 23.4. Квадратно-рамочные директорные антенны

Это «гибридная» антенна, образуемая квадратной рамкой (англ. Qubical Quad) в центре возбуждения и последовательностью директоров длинной директорной антенны. Quagi – так назвали новую антенну – сочетает преимущества «родителей»: сравнительно широкий частотный диапазон и простоту возбуждения, полученные от квадратно-рамочной антенны, и экономичную простоту волноводной системы при оптимальном усилении, доставшиеся от директорной. При надлежащем выборе межэлементных расстояний обеспечивается возможность питать антенну напрямую через коаксиальный кабель, не прибегая к трансформаторам сопротивлений. Симметрирующее устройство

не требуется, а коррозионная стойкость антенны повышена, поскольку, кроме клемм питания в ней нет иных подключений, требующих пайки, винтовых или зажимных соединений. При сопоставлении обычной длины антенны Яги и Quagi одинаковой длины последняя дает прирост усиления на 1 дБ.

К6YNB описал восьмиэлементную Quagi [20], собранную по схеме, которая представлена на рис. 23.30. Все размеры, необходимые для ее создания, приведены в табл. 23.7, в том числе для любительского диапазона 70 см.

Входное сопротивление X-X составляет 60 Ом, что позволяет питать антенну как по 50-омному, так и по 75-омному кабелю напрямую без всяких вредных последствий. Рамку выгибают из медной или алюминиевой

проволоки диаметром 2–3 мм; для изготовления директоров используется проволока из легкого сплава диаметром 3–3,5 мм или электродная проволока.

В противоположность другим авторам К6YNB применяет траверсу из сосновой или еловой древесины сечением 25×76 мм. Такая планка при монтаже ставится на ребро, а директоры пропускаются через поперечные отверстия в ней. Рамочные элементы крепятся к траверсе через пластиковые планки (рис. 23.30). По опыту К6YNB, деревянные траверсы в среде, богатой солями, служат дольше, чем траверсы из легкого сплава, а стоят дешевле. В качестве траверсы для антенны диапазона 70 см можно использовать штакетник для изгородей длиной по 1,45 м. Детали из древесины нуждаются в пропитке. Как обычно, металлическая труба

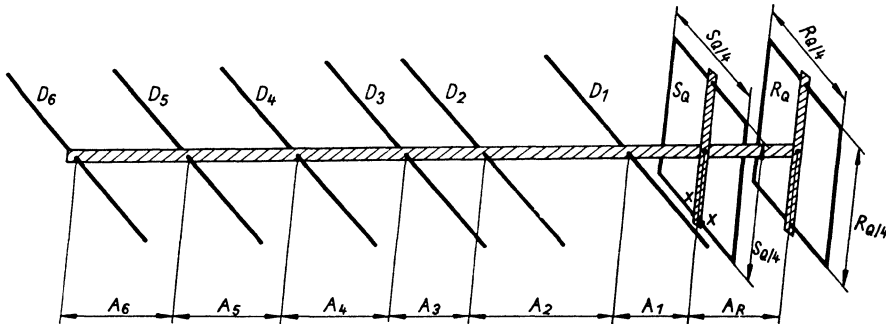


Рис. 23.30. Восьмиэлементная антенна Quagi К6YNB

Таблица 23.7. Размеры восьмиэлементной антенны Quagi

	Резонансная частота, МГц	
	144,5	432
Периметр рефлектора $R_Q$ , мм	2200	711
Периметр активного элемента $S_Q$ , мм	2083	676
Длина директора $D_1$ , мм	913	299
Длина директора $D_2$ , мм	908	297
Длина директора $D_3$ , мм	903	295
Длина директора $D_4$ , мм	899	293
Длина директора $D_5$ , мм	894	292
Длина директора $D_6$ , мм	889	291
Расстояние $A_R$ , мм	533	178
Расстояние $A_1$ , мм	400	133
Расстояние $A_2$ , мм	838	279
Расстояние $A_3$ , мм	445	149
Промежуток с $A_4$ по $A_6$ , мм	663	222
Длина антенны, мм	4205	1405

служит мачтой, на которой с помощью скобы крепится траверса. Применение металлической траверсы вместо деревянной при указанных здесь размерах элементов антенны недопустимо.

Точные характеристики этой антенны пока неизвестны. Усиление оценивается величиной не менее 11,5 dBd; длина антенны составляет 2  $\lambda$ . При использовании антенны в составе решетки рекомендуется межэтанное расстояние 1,6  $\lambda$ .

Quagi недорого, проста в изготовлении и легко поддается повторению. Это высокоэффективная антенная система, которая функционирует без особых настроек, отличается широким частотным диапазоном и заслуживает внимания радиолюбителей [21, 22].

### Литература к главе 23

- [1] Appell, W.: Eine stabile HB 9 CF-Antenne für Fahrzeuge. UKW-Berichte 1/1967, S. 14–17.
- [2] Luz, H.: Eine zerlegbare HB 9 CF-Richtantenne zum DL 6 SW-Funksprechgerät. UKW-Berichte 3/1963, S. 150–154.
- [3] Franke, H.-J.: Die HB 9 CF-Antenne für VHF und UHF. UKW-Berichte 3/1969, S. 142–147.
- [4] Dierking, H.-J.: Der HB 9 CF-Beam für 2 m. DL-QTC 8/68, S. 480.
- [5] Reithofer, J.: UHF-Amateurfürnik-Antennen. Franzis-Verlag, München, 1977.
- [6] Weiner, K. (Hrsg.): UHF-Unterlage I/II, E.4.1, Die „HB9CV“-Antenne für das 70 cm-Band, S. 339. Weiner, Hof, 1980/89.
- [7] Goltz, L.: HB9CV- immer wieder interessant. CQ-DL 11/91, S. 676.
- [8] Keller, K.-P.: HB 9 CF befestigen – aber wie? CQ-DL 11/91, S. 675.
- [9] Ehrenspeck H. W.; Poehler, H.: Eine neue Methode zur Erzielung des größten Gewinns bei Yagi-Antennen. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 12, Funktechnik (1958), S. 47–54.
- [10] Hoch, G.: Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen. UKW-Berichte 1/1977, S. 27–36.
- [11] Hoch, G.: Mehr Gewinn mit Yagi-Antennen. UKW-Berichte 1/1978, S. 2–9.
- [12] Oberrender, O.: Die Langyagiantenne als optimale Lösung des Antennenproblems beim UKW-Amateur. Funkamateure 1967, Hefte 7 bis 12.
- [13] Chen, C. A.; Cheng, D. K.: Optimum Element lengths for Yagi-Uda Arrays. IEEE Trans. AP, January 1975, pp. 8–14.
- [14] Viezbicke, P.: Yagi Antenna Design, NBS Technical Note 688, National Bureau of Standards, Boulder, CO, 1976.
- [15] Reisert, J. H.: How to design Yagi antennas. Harn Radio, August 1977, pp. 22–31.
- [16] Macoun, J.: Yagihó smerové antény, Amatérské Radio, Praha (1962), Heft 2, Seite 48–51.
- [17] Oberrender, O.: Yagi-Antennen für den Funkamateure. Artikelfolge, Funkamateure 1982, Hefte 1–6.
- [18] Hoch, G.: Gewinnmessungen an UKW-Yagi-Antennen, CQ-DL 5/1980, S. 219–221.
- [19] Hoch, G.: Extrem lange Fagi-Antennen. UKW-Berichte 1/1982, S. 3–11.
- [20] Overbeck, W.: The VHF Quagi. QST, April 1977, pp. 11–14.
- [21] Overbeck, W.: The Long-Boom Quagi. QST, February 1978, pp. 20–21.
- [22] Hagenbuchner, K.: Quagi – Für 70 cm als Wochenendprodukt. QSP 12/91, S. 11–12.
- Asbrink, L.: Die beste Yagi-Antenne mit 6 Elementen. UKW-Berichte 3/1981, S. 180–184.
- John, J.: 2 El.-Antenne (HB 9 CV) für das 2-m-Band aus Teleskopteilen aufgebaut. QRV 6/74, S. 338–339.
- Lawson, J. L.: Yagi antenna design. ARRL, Newington, CT, 1986.
- Lawson, J. L.: Yagi antenna design: performance calculations. Harn Radio, January 1980, pp. 22–27.
- Lawson, J. L.: Yagi antenna design: experiments confirm Computer analysis. Harn Radio, Februar 1980, pp. 19–27.
- Lawson, J. L.: Yagi antenna design: more data on the performance of multielement simplistic beams. Harn Radio, June 1980, pp. 33–40.

## 24. Антенные решетки и многоэтажные директорные антенны для УКВ и ДМВ диапазонов

По сути, любое совместное включение одинаковых одиночных антенн может считаться антенной группой, но радиолюбители придерживаются иной классификации. Согласно их терминологии, антенная группа состоит из комбинации коллинеарных вибраторов (вибраторных рядов) и вибраторов, расположенных друг над другом (вибраторных колонок), причем предполагается, что такой комбинации свойственна горизонтальная поляризация (разделы 13.1–13.3). По этому определению простейшую антенную группу (решетку) образуют два волновых вибратора друг над другом (см. рис. 24.1), в то время как каждый из них представляет собой простейший вибраторный ряд (пару коллинеарных полуволновых вибраторов). Волновые вибраторы возбуждаются синфазно (рис. 3.26). Вибраторную колонку образуют несколько параллельных синфазно возбуждаемых волновых вибраторов. Подобные группы антенн называют также фазовыми решетками. Их отличительный признак – активные волновые вибраторы в сочетании с характерной кабельной разводкой между элементами (фазовыми линиями). Рефлекторы почти всегда входят в состав фазовых решеток, а директоры – только в исключительных случаях.

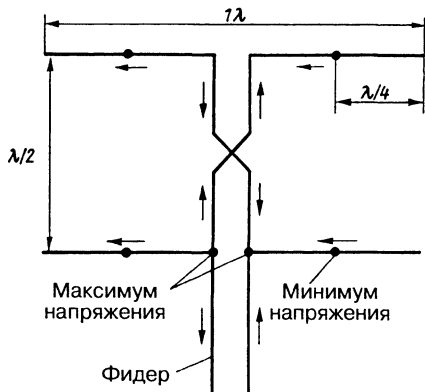


Рис. 24.1. Четырехэлементная антенная решетка

Многоэтажную директорную антенну образуют не коллинеарные вибраторы, а активные полуволновые вибраторы или петлеобразные элементы вместе с большим или меньшим количеством директоров. Системы директорных антенн удалены друг от друга по вертикали на значительное расстояние и связаны линиями, в которых почти всегда используется коаксиальный кабель, незаметно проложенный вдоль несущих элементов конструкции.

### 24.1. Антенные решетки

В любительской практике даже в крупных антенных группах предпочитают применять простейшие вибраторные ряды. Иначе говоря, почти всегда несколько этажей решетки строят, размещая однотипные волновые вибраторы друг над другом. Независимо от числа этажей горизонтальный угол раскрытия подобной антенной решетки определяется только свойствами используемого вибраторного ряда. А поскольку он обычно состоит из единственного волнового вибратора, диаграмма направленности в горизонтальной плоскости такой антенной решетки горизонтальной поляризации составляет около  $65^\circ$  (раздел 3.5). Чтобы улучшить однонаправленность и повысить усиление, УКВ и ДМВ решетки часто оснащают настроенными пассивными полуволновыми рефлекторами, а иногда – ненастроенным рефлекторным полотном. Благодаря этому горизонтальная ширина диаграммы волнового вибратора, как и всей решетки, снижается до  $60^\circ$ .

Волновые вибраторы питаются в максимуме напряжения (рис. 24.1), поэтому их входное сопротивление весьма велико и определяется степенью утолщения (см. рис. 3.27).

Кроме того, входное сопротивление волновых вибраторов несколько зависит от промежутка между клеммами питания, а в

составе антенной решетки – еще и от взаимной удаленности параллельных вибраторов. Коэффициент укорочения волнового вибратора определяется отношением длины волны к его диаметру и может быть найден по кривым на графике рис. 3.27.

Высокое входное сопротивление волнового вибратора благоприятно сказывается на возможностях согласования в составе антенной решетки, так как при параллельном включении нескольких волновых вибраторов входное сопротивление часто имеет величину, допускающую прямое подключение фидера. Недостаток же состоит в том, что необходимо тщательно изолировать клеммы питания, находящиеся в максимуме напряжения. Поэтому, вопреки советам некоторых авторов, не рекомендуется выполнять механическое крепление вибратора вблизи клемм питания: размещение там даже высококачественных изоляторов может привести к заметным потерям в сырую погоду. Минимум напряжения волнового вибратора удален от его концов приблизительно на четверть длины волны, поэтому иногда эти точки используются для крепления элементов антенны в цельнометаллическом исполнении. Однако этот минимум не так глубок, как у полуволнового, и определенное напряжение возникает даже в тех точках, где теоретически должны находиться узлы напряжения. Поэтому металлическими креплениями элементов лучше не пользоваться, а в местах минимального напряжения применять деревянные детали с пропиткой.

#### 24.1.1. Питание антенных решеток

Поясним возбуждение и согласование антенной решетки на нескольких примерах. На рис. 24.2 показана антенная решетка, которая состоит из четырех этажей (четыре параллельных вибратора) с парой коллинеарных синхронно возбуждаемых полуволновых элементов (волновых вибраторов) на каждом из них. Диаметр элемента  $d = 20$  мм, рабочая длина волны равна 2,07 м, так что отношение длины волны к диаметру составляет  $2070 \text{ мм} / 20 \text{ мм} \approx 100$ . Согласно рис. 4.7, входное сопротивление отдельного волнового вибратора близко к 1100 Ом, а коэффициент укорочения равен 0,87. Отсюда геометрическая длина волнового вибратора составляет  $2,07 \times 0,87 \approx 1,8$  м.

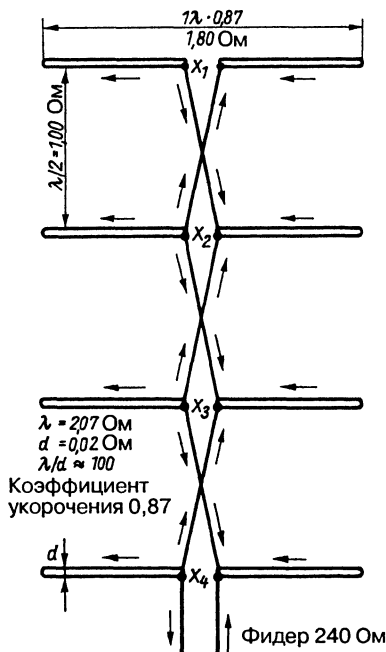


Рис. 24.2. Антенная решетка с подачей питания на нижний из вибраторов  $X_1$ – $X_4$  с сопротивлением по 1100 Ом каждый

При параллельном включении четырех волновых вибраторов с входным сопротивлением каждого по 1100 Ом входное сопротивление на клеммах  $X_4$  составляет  $1100 / 4 = 275$  Ом. Таким образом, к клеммам  $X_4$  (равно как и к  $X_1, X_2, X_3$ ) может быть подключена двухпроводная линия произвольной длины с волновым сопротивлением 240–300 Ом при незначительном КСВ. Для питания такой решетки по коаксиальному кабелю требуется, как обычно, полуволновый шлейф. С его помощью выполняется требуемое преобразование сопротивления в пропорции 4:1, а также симметрирование. Если бы величина сопротивления на входе питания не допускала прямого соединения с фидером, пришлось бы подключить соответствующее согласующее устройство.

Недостаток такой схемы питания решетки заключается в неодновременности возбуждения ее этажей. Этаж на максимальном удалении от клемм питания получает энергию возбуждения позднее остальных, а это приводит к изменению угла возвышения

главного луча решетки, и она «косит»; к тому же сужается частотная полоса диапазона. Электрически рациональное питание той же решетки показано на рис. 24.3. Неперекрещивающаяся линия, которая связывает второй и третий этажи, имеет длину  $\lambda/2$ . Поскольку фидер подключен к геометрической середине этой линии, ее можно рассматривать как параллельное включение двух четвертьволновых трансформаторов. В точках А и В импеданс составляет по 550 Ом как следствие параллельного включения двух элементов. Если на клеммах ХХ входное сопротивление должно составлять 240 Ом, каждый четвертьволновый трансформатор осуществляет преобразование с 550 до 480 Ом. Для волнового сопротивления Z линии связи А–В по формуле (5.30) находим:

$$Z = \sqrt{550 \times 480} \approx 510 \text{ Ом.}$$

Однако механическое изготовление трубчатой линии связи с волновым сопротивлением 510 Ом представляет определенные трудности, так как необходимо значительное расстояние между параллельными трубками, а промежутки А и В между клеммами питания вибраторов оказываются недопустимо большими. В этом случае волновое сопротивление линии А–В можно было

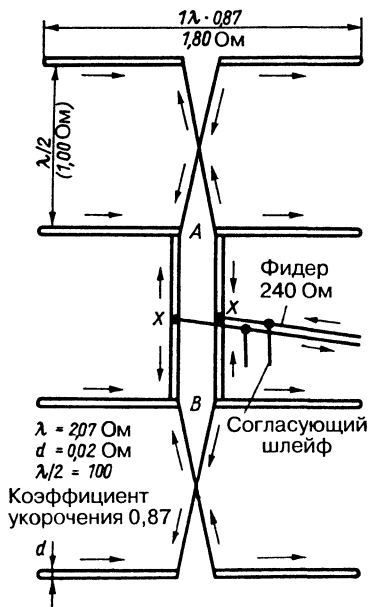


Рис. 24.3. Антенная решетка с центральным питанием

бы определить по исключительно геометрическим данным и согласовать входное сопротивление ХХ с волновым сопротивлением фидера с помощью шлейфа (рис. 24.3). На практике условия согласования более благоприятны, так как почти всегда используется настроенный рефлектор, с помощью которого, подбирая положение рефлектора, можно установить входное сопротивление каждого этажа на определенное значение.

На рис. 24.4 представлено особенно рациональное решение проблемы возбуждения без применения четвертьволновых трансформаторов. Вместо них на отрезках ХХ–А и ХХ–В используются полуволновые линии. Как известно, они передают сопротивления в соотношении 1:1. В предыдущем случае в точках А и В входные сопротивления составляли по 550 Ом. Они относятся и к точке ХХ, но включены здесь параллельно, так что суммарное сопротивление в точке ХХ равно 275 Ом. Если пренебречь ничтожным рассогласованием, можно питать решетку по 240-омному кабелю. По направлениям тока ясно, что линии ХХ–А и ХХ–В не должны пересекаться. Волновое сопротивление этих линий не критично в широких пределах, так как они являются

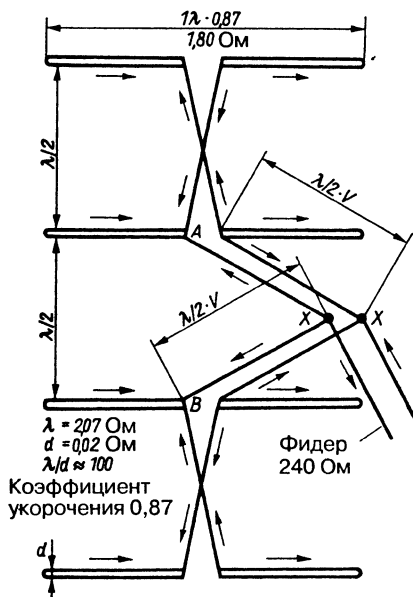


Рис. 24.4. Широкополосное питание антенной решетки

настроенными линиями электрической длины  $\lambda/2$ . Здесь применяются линии из параллельных проводов с воздушной изоляцией или плоский УКВ кабель, причем при расчете длины необходимо учитывать соответствующий коэффициент укорочения.

Пример полностью симметричного широкополосного питания для антенной решетки приведен на рис. 24.5. В этом случае принимается, что за каждым активным полуволновым элементом имеется настроенный пассивный полуволновый рефлектор. Тогда входной импеданс отдельного этажа убывает до  $900 \text{ Ом}$ . Используются исключительно нетрансформирующие полуволновые линии, поэтому на клеммах XX образуется входной импеданс  $225 \text{ Ом}$  как следствие параллельного включения четырех сопротивлений. Уже говорилось, что волновое сопротивление настроенной полуволновой линии не имеет существенного

значения, однако надо учитывать коэффициент укорочения  $V$  (для линии из параллельных проводов с воздушной изоляцией  $V = 0,975$ ; для плоского УКВ кабеля  $V = 0,80$  или  $0,84$ ). К тому же этот способ питания позволяет довести межэтажный промежуток до оптимальной величины  $0,7 \lambda$  и повысить усиление.

Если антенная решетка образована нечетным числом параллельных волновых вибраторов (например, в три или пять этажей), вышеописанные способы питания неприменимы по конструктивным соображениям. Из рис. 24.6 понятно, что в таком случае фидер должен подключаться непосредственно к среднему вибратору. Если сопротивление на клеммах питания принимает «неподходящее» значение, необходимо согласовать волновое сопротивление фидера с помощью четвертьволнового трансформатора в точке XX. При этом возбуждение

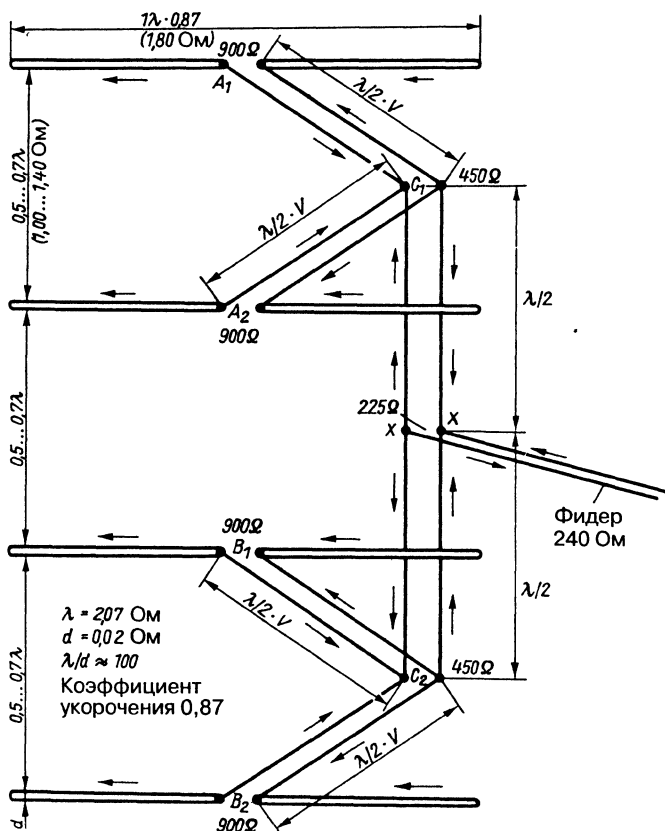


Рис. 24.5. Полностью симметричное широкополосное питание антенной решетки



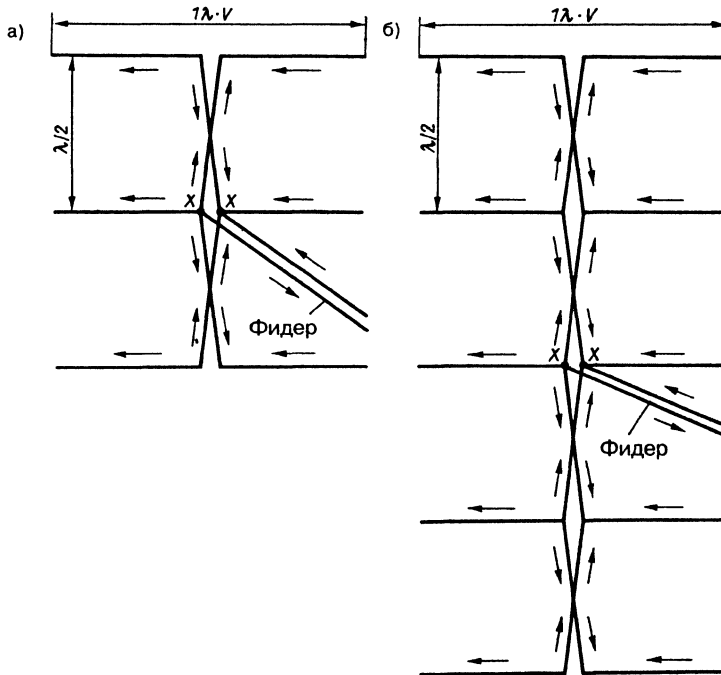


Рис. 24.6. Питание решеток с нечетным количеством параллельных вибраторов: а – три этажа, сопротивление на клеммах питания XX равно  $1/3$  сопротивления на входных клеммах отдельного волнового вибратора; б – пять этажей, сопротивление на клеммах питания XX равно  $1/5$  сопротивления на входных клеммах отдельного волнового вибратора

волновых вибраторов оказывается неодновременным. Вероятность легкого искажения диаграммы направленности в плоскости Н особенно велика в варианте решетки из пяти этажей.

Крупные системы решеток излучателей целесообразно делить на более мелкие секции и питать по схеме, изображенной на рис. 24.27. Такой способ питания требует выполнения следующих условий:

- отдельные секции должны быть полностью тождественны друг другу электрически и механически и обладать одинаковыми входными сопротивлениями на клеммах А, В, С и D;
- длина каждой из линий связи (А–XX, В–XX, С–XX и D–XX) должна быть кратной целому числу полуволн ( $\lambda/2$ ) с учетом коэффициента укорочения, причем значения их длины должны быть строго равны между собой;
- эти линии не должны пересекаться или быть скрученными, поэтому надо следить

за тем, чтобы в точках XX всегда соединялись подобные друг другу половинки излучателей.

Сопротивление на клеммах питания XX на схеме (рис. 24.7) при параллельном включении четырех одинаковых секций вибраторов равняется  $1/4$  входного сопротивления отдельной секции. Если входное сопротивление в точках А, В, С и D составляет по 240 Ом, то сопротивление на клеммах XX равно 60 Ом. Четыре линии связи – это настроенные линии, так что их волновое сопротивление практически не играет роли, зато возрастает достижимое усиление, поскольку отдельные вибраторные секции могут отстоять друг от друга дальше, чем при более плотной конфигурации без секционирования решетки. Следуя указанным правилам, такой способ можно использовать для питания весьма протяженных вибраторных плоскостей.

Имеется, однако, и другой метод возбуждения, который основан на применении не

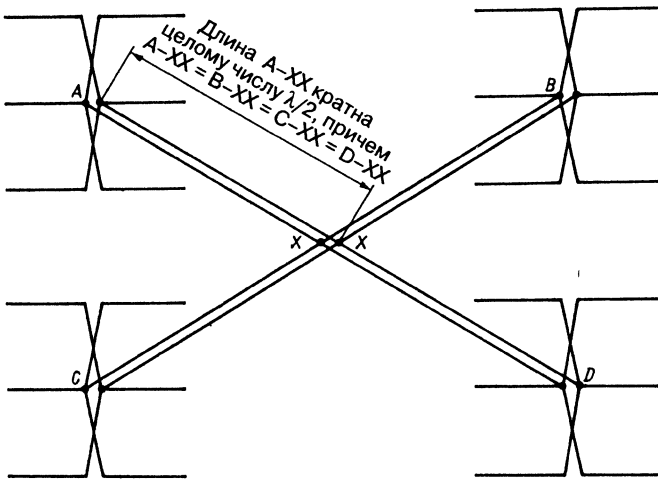


Рис. 24.7. Симметричное питание секционированной антенной решетки с настроенными линиями связи

настроенных, а согласованных линий межсекционной связи. Метод дает ряд механических и электрических преимуществ. В этом случае (рис. 24.8) формируются такие же секции, как и те, что показаны на рис. 24.7. Согласованные линии  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  и  $Z_4$  могут быть любого размера независимо от длины волны, однако значения их собственной длины должны быть одинаковы.

Этот метод возбуждения часто применяется для многоярусных директорных систем

(раздел 24.2) при выполнении следующих требований:

- отдельные секции должны быть полностью идентичны друг другу по механическим и электрическим параметрам, в том числе обладать одинаковыми входными сопротивлениями на входах питания А, В, С и D;
- волновые сопротивления линий связи  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  и  $Z_4$  должны строго равняться

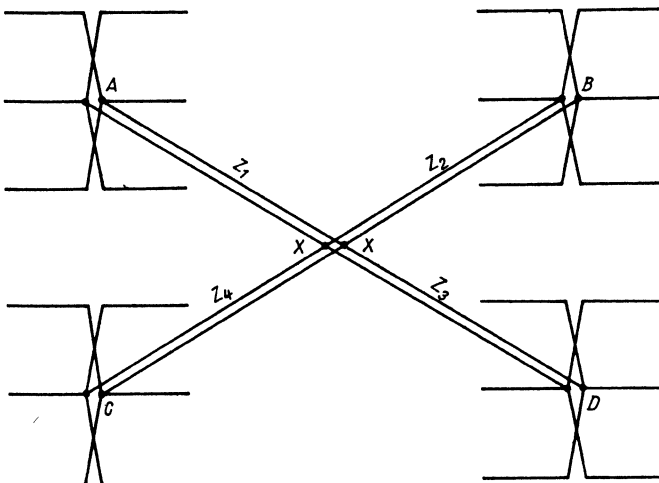


Рис. 24.8. Симметричное возбуждение секционированной антенной решетки через согласованные линии

сопротивлениям в точках А, В, С и D или быть согласованными с ними посредством одинаковых согласующих устройств;

- линии межсекционной связи не должны пересекаться или скручиваться, поэтому надо следить, чтобы через точки ХХ соединялись только подобные друг другу половинки излучателей.

Поскольку в данном случае в точках ХХ параллельно включены четыре симметричных линии равного волнового сопротивления, входной импеданс составляет там  $1/4$  от волнового сопротивления используемых линий связи.

Если входное сопротивление каждой из секций А, В, С и D составляет, например, по 240 Ом, в качестве линий  $Z_1, Z_2, Z_3$  и  $Z_4$  должны использоваться 240-омные отрезки равной длины. Тогда импеданс в точках ХХ составит 60 Ом, что удобно для подключения симметрирующего элемента. Импеданс согласуется также и с другими требуемыми значениями сопротивления фидера посредством устройства Q-согласования.

Хорошо продуманные сочетания настроенных и согласованных линий связи наряду с четвертьволновыми трансформаторами позволяют обеспечить возбуждение и питание протяженных вибраторных полей с соблюдением правильности фаз и при согласованности импедансов. К тому же согласованные линии предпочтительнее частотно-зависимых элементов, которые могут вызывать сужение полосы частот. Впрочем, в любительских, сравнительно узких интервалах частот проблема широкополосности стоит не так остро, как, например, в случае антенн для телевизионного вещания.

### 24.1.2. Антенные решетки с рефлекторами

Двунаправленное излучение по нормали к плоскости антенной решетки превращается в однонаправленное с помощью рефлекторов, что дает теоретический прирост усиления на 3 дБ. Кроме того, наличие рефлекторов изменяет входное сопротивление системы.

Обычно рефлекторы устанавливают на расстоянии от  $0,1$  до  $0,3 \lambda$  от активных вибраторов. При уменьшении расстояния с  $0,3$  до  $0,25 \lambda$  входное сопротивление устройства снижается ориентировочно лишь на

20%, тогда как при дальнейшем уменьшении до  $0,1 \lambda$  падение входного сопротивления достигает 75%. Максимальное усиление возникает при расстоянии  $0,15 \lambda$ . В интервале  $0,1-0,3 \lambda$  усиление изменяется не более чем на 0,8 дБ.

Варьируя этот размер, допустимо дополнительно корректировать входной импеданс антенной решетки. Однако это нельзя использовать в нижеследующих примерах. Полуволновый настроенный рефлектор должен быть предусмотрен для каждого полуволнового сегмента в каждом этаже вибраторов. Из-за невозможности синфазного возбуждения здесь не применяются целые волновые элементы. Геометрическая длина  $l_R$  полуволнового рефлектора из прутка в диапазонах УКВ и ДМВ рассчитывается по приближенной формуле

$$R_{\text{мм}} = \frac{152000}{f_{\text{МГц}}} \quad (24.1)$$

Как правило, рефлектор и активный элемент выполняются из одного и того же материала и имеют одинаковые диаметры.

### 24.1.3. Антенные решетки с рефлекторным полотном

В диапазоне метровых волн рефлекторные плоскости слишком громоздки. Их применяют, главным образом, в дециметровом диапазоне. Металлическая стенка за плоскостью вибраторов должна превосходить эту плоскость по всем направлениям по крайней мере на  $\lambda/2$ . В противоположность рефлектору в виде прутка рефлекторное полотно никак не связано с рабочей длиной волны. Поэтому перед одинаковыми рефлекторными полотнами можно располагать множество излучателей, рассчитанных на разные рабочие частоты. Рефлекторные полотна из жести обеспечивают наилучшее подавление обратного излучения. Но поскольку у них большая масса и значительная парусность, обычно применяют рефлекторные полотна из проволочной сетки или рамки из горизонтальных прутков. При этом ячейка сетки не должна превышать  $\lambda/20$ , а проволоку в узлах ячеек пропавают для обеспечения надежного электрического контакта.

По возможности сетку надо растянуть так, чтобы проволока шла параллельно

направлению излучателя (то есть горизонтально при горизонтальной поляризации). Рефлекторное полотно из параллельных трубок (рис. 24.9) радиолюбители применяют редко: оно дорого и не дает никаких преимуществ по электрическим характеристикам в сравнении с более дешевой проволочной сеткой.

Наибольшее усиление возникает, когда рефлекторное полотно отстоит от плоскости активных вибраторов на  $0,65\lambda$ . Однако в таком случае подавление обратного излучения оказывается не максимальным: из-за сравнительно большого расстояния до излучателей часть излучения «обходит» плоскость рефлекторов. Обычно это расстояние выбирают равным от  $0,1$  до  $0,3\lambda$  как обеспечивающее простоту конструкции и оптимальное

подавление обратного излучения. Стоит отметить, что при расстоянии между излучателем и рефлекторным полотном  $\geq 0,2\lambda$ , входное сопротивление излучательной системы почти не зависит от него, в то время как при меньших расстояниях входное сопротивление убывает.

Если настроенные рефлекторы из стержней обеспечивают средний расчетный прирост усиления на 3 дБ, то рефлекторное полотно достаточных размеров способно увеличить его на 7 дБ. Еще больший прирост получается при использовании полотна из уголкового, параболических и иных специальных типов рефлекторов.

Пример восьмиэлементной антенной решетки с рефлекторным полотном из стержневых элементов приведен на рис. 24.9.



Рис 24.9. Восьмиэлементная антенная решетка перед рефлекторным полотном у антенны DL6MH

#### 24.1.4. Практика антенных решеток

Радиолюбители, работающие в двухметровом диапазоне, из всех возможных вариантов выбрали стандартную систему в виде 16-элементной решетки. Гораздо реже обращаются к 12-элементной решетке, а уж 24-, 32- и 48-элементные решетки изготавливаются в единичных случаях, так как с ростом количества элементов отношение материальных затрат к эффективности антенны становится все менее выгодным: требуются особо стабильные несущие конструкции, растет ветровое сопротивление, очень трудно обеспечить вращение столь больших устройств. Создание подобных гигантов не связано с преодолением сложностей по электрическим характеристикам – речь идет о рациональном объединении 12- или 16-элементных секций.

##### 12-элементная антенная решетка

12-элементная решетка состоит из трех волновых вибраторов, расположенных в три этажа с межэтажным промежутком  $\lambda/2$ , и с настроенными полуволновыми рефлекторами (рис. 24.10). Рефлекторы устанавливаются на расстоянии  $0,15\lambda$  от вибраторов, усиление достигает 9,5 дБd, входное сопротивление на клеммах XX приблизительно равно 240 Ом. У такой решетки с центральным питанием, рассчитанной на частоту 145 МГц, ширина полосы составляет 15 МГц, значительно превышая ширину 2 МГц собственно любительского диапазона. Межэтажные линии связи пересекаются и должны тщательно изолироваться в местах пересечения.

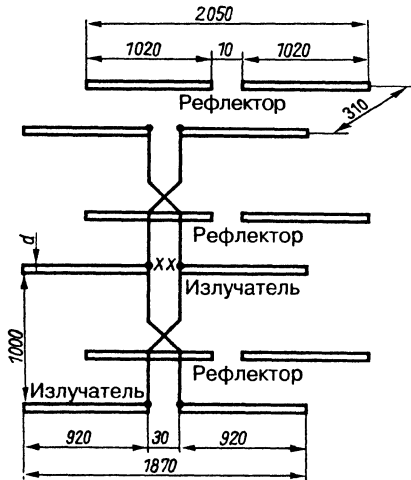


Рис. 24.10. 12-элементная антенная решетка для диапазона 2 м

Поскольку речь идет о настроенных линиях длиной по  $\lambda/2$ , диаметр проводников и расстояние между ними не имеют особого значения. С другой стороны, сечение проводников не должно быть слишком малым, иначе возникнут стоячие волны.

Механические и электрические данные:

- диаметр элемента 6–10 мм;
- диаметр проводника линии связи 3 мм (некритичен);
- высота антенны около 2000 мм (соответствует  $1 \lambda$ );
- входное сопротивление XX 240 Ом симметричное;
- усиление 9,5 dBd;
- подавление обратного излучения 14 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 60^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 50^\circ$ .

Желательно соблюдать указанный диаметр элемента, поскольку входное сопротивление и длина излучателя волновых вибраторов сильно зависят от степени утолщения. Как правило, материалом для изготовления элементов служат алюминиевый пруток или трубки легкого сплава. В этом случае проводник линии связи также должен быть сделан из проволоки легкого сплава диаметром 3–6 мм, иначе места соединения меди с алюминием подвергнутся электролитической коррозии. Особое внимание следует

уделить надежности соединений и их защите от воздействия влаги: покрыть лаком, обмотать синтетическими материалами и т.п. Применение меди для активных элементов требует использования медных проводников в линиях связи. В этом случае они соединяются с элементами при помощи пайки. Рефлекторы из легкого сплава могут работать в сочетании с медными элементами.

Обычно в фидере обеспечивается величина КСВ около 1,5. Ее можно улучшить, подобрав оптимальное удаление рефлекторов от излучателей.

Электрически и механически рационально применять деревянные несущие детали, так как элементы должны крепиться в точках минимума напряжения на диэлектрике. Используется просушенный, бессучковый, строганый еловый брусок, хорошо пропитанный защитным составом. На рис. 24.11 приведены два варианта исполнения несущей конструкции решетки.

Подобные 12-элементные секции можно сводить в более крупные образования и питать их через согласованные линии с учетом рекомендаций раздела 23.1.1 о секционировании антенных решеток.

### 16-элементная антенная решетка

Такая решетка получается после добавления еще одного этажа к 12-элементной решетке (рис. 24.12). При этом ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости останется прежней, в вертикальной – уменьшится, а усиление возрастет приблизительно до 10,5 дБ.

Линия связи А–В между вторым и третьим этажами не перекрещивается и образует уже знакомое параллельное соединение двух четвертьволновых трансформаторов. Их параметры должны быть точно выдержаны, так как в точках XX необходимо обеспечить согласование системы излучателей с фидером. Если входное сопротивление в XX установить, как обычно, равным 240 Ом, линию А–В следует выполнить из проволоки или трубок, диаметр которых относится к расстоянию между их осями как 1:18. Таким образом, при диаметре проводов 3 мм расстояние между осями составит 54 мм.

Можно питать решетку через 60-омный коаксиальный кабель, оставив входной импеданс решетки равным 240 Ом и подключив кабель через полуволновый шлейф (см. раздел 7.5). Другая возможность заключается в том, чтобы уже линией А–В привести импеданс на клеммах XX к величине 60 Ом.

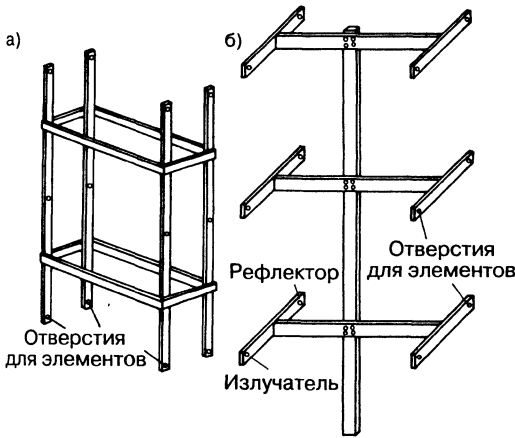


Рис. 24.11. Несущие конструкции 12-элементной антенной решетки: а – каркас повышенной жесткости; б – облегченный каркас

Для этого отношение межпроводного расстояния к диаметру проводов линии связи надо сделать равным 3:1 и осуществить симметрирование с помощью четвертьволнового объемного заградительного контура или иного устройства. Затраты на реализацию этих способов почти одинаковы.

Кабель и симметрирующее звено отводятся от линии связи под прямым углом, дабы избежать влияния волнового сопротивления на трансформирующую линию А-В. Конструктивные данные 12-элементной решетки сохраняются и в случае 16-элементной секции.

Механические и электрические данные:

- диаметр элемента 10 или 12 мм;
- диаметр проводника перекрещивающейся линии связи 3 мм;
- линия А-В: отношение диаметра к расстоянию 1:18 (например, 3 мм и 54 мм);
- высота антенны около 3000 мм (соответствует  $1,5 \lambda$ );
- входное сопротивление 240 Ом симметричное;
- усиление 10,5 dBd;
- подавление обратного излучения 14 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 60^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 42^\circ$ .

Существует множество вариантов изготовления и питания антенных решеток. Опираясь на примеры и теоретические соображения, приведенные ранее, радиолюбитель может приступить к созданию собственных

конструкций. Вот лишь несколько заключительных советов.

В обоих примерах межэтажное расстояние принималось равным  $\lambda/2$ , потому что оно задается выбранными полуволновыми линиями связи. Однако максимальным усиление становится тогда, когда расстояние между двумя параллельными полуволновыми или волновыми вибраторами равно приблизительно  $0,65 \lambda$ . Этот промежуток

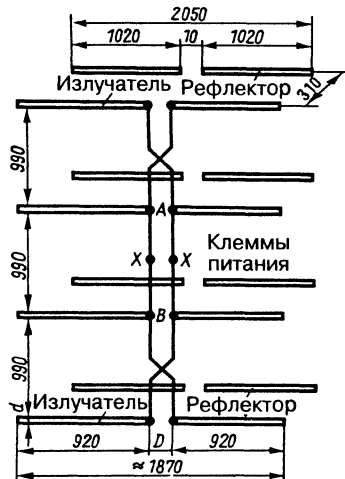


Рис. 24.12. 16-элементная антенная решетка: диаметр каждого элемента  $d = 10$  мм, промежуток  $D$  между ветвями вибратора определяется параметрами линии А-В

зависит от количества этажей следующим образом:

- 2 этажа – расстояние  $0,65 \lambda$ ;
- 3 этажа – расстояние  $0,75 \lambda$ ;
- 4 этажа – расстояние  $0,80 \lambda$ ;
- 5 этажей – расстояние  $0,83 \lambda$ ;
- 6 этажей – расстояние  $0,86 \lambda$ ;
- 8 этажей – расстояние  $0,90 \lambda$ .

Разумеется, все это приближенные значения. Такие невыгоднейшие межэтажные промежутки осуществимы с помощью волновых линий связи. Но поскольку расстояние между этажами всегда меньше  $1 \lambda$ , волновые линии прокладываются по удлиненной траектории, «съедающей» избыточную длину линий. Два примера, подтверждающие это положение, приведены на рис. 24.13. Способ, представленный на рис. 24.13а, имеет некоторое преимущество перед вариантом на рис. 24.13б, так как двухпроводная линия крепится через каждые четверть длины волны, то есть в минимумах напряжения. Такой прием позволяет применять более короткие изоляторы без особых требований к их добротности. Во втором случае точка крепления линии приходится

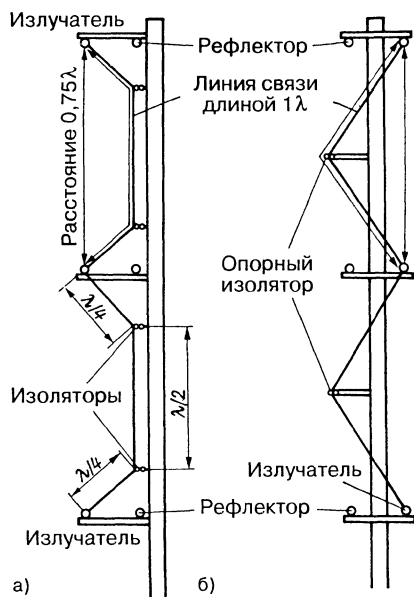


Рис. 24.13. Прокладка волновой линии связи при оптимальных междуэтажных расстояниях: а, б – примеры конструкций

на  $\lambda/2$ , то есть на максимум напряжения, и потому требуются высококачественные опорные изоляторы. При построении волновых линий необходимо учитывать коэффициент укорочения. У двухпроводных линий с воздушной изоляцией он составляет  $0,975$ , у линий из более толстых параллельных трубок –  $0,95$ . Здесь применимы также плоский УКВ кабель, двужильный шланговый кабель и экранированная симметричная двухпроводная линия. Их коэффициенты укорочения  $V$  дают возможность уменьшить длину линии связи настолько, чтобы она прокладывалась по прямой (в зависимости от типа кабеля  $0,65 < V < 0,85$ ). В отличие от полуволновой линии, при синфазном возбуждении этажей волновая линия связи не должна перекрещиваться.

При добавлении этажей решетки из полуволновых вибраторов ее входное сопротивление уменьшается и становится минимальным при оптимальном межэтажном расстоянии. Если использовать волновые вибраторы, из которых преимущественно строятся антенные решетки, можно получить обратный процесс: с ростом этажности входное сопротивление будет увеличиваться.

На рис. 24.14 и 24.15 показаны образцы антенных решеток, построенных радиолюбителями.

### 12-элементная антенная решетка для диапазона 70 см

Антенные решетки применяются также в диапазоне 70 см. Здесь полоса пропускания решетки достигает 50 МГц, однако из-за довольно значительных затрат на изготовление такая разновидность антенных систем в дециметровом диапазоне используется редко.

Принципиально важно учитывать, что на входе питания линии связи недопустимы какие-либо изоляторы, кроме воздушного, поскольку там максимальное напряжение. Кроме того, секция должна монтироваться перед обеими вертикальными несущими деталями в соответствии с рис. 23.10в. Размеры конструкции 12-элементной антенной решетки приведены на рис. 24.16. Варианты исполнения из раздела 24.1.1 подходят и для решеток диапазона ДМВ.

Механические и электрические данные:

- диаметр элемента 3–5 мм;
- диаметр проводника линии связи 1–3 мм;



Рис. 24.14. 48-элементная антенная решетка; слева – 12-элементная секция

- высота антенны 680 мм;
- входное сопротивление  $X_X$  240 Ом симметричное;
- усиление 9,5 dBd;
- подавление обратного излучения 14 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 60^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 50^\circ$ .

#### Антенная решетка НВ9СV

Отличительными особенностями антенны НВ9СV являются высокое усиление в сочетании с незначительной парусностью и небольшие затраты на изготовление. Поэтому естественно воспользоваться таким излучателем (раздел 23.1.2) для построения антенной решетки. DL1RWД сконструировал четвертную секцию из антенн НВ9СV, равноценную образцовой директорной

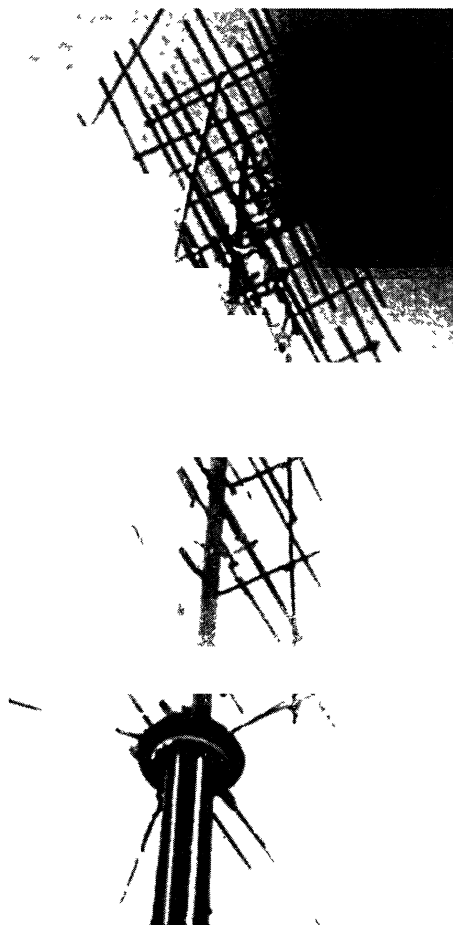


Рис. 24.15. 48-элементная антенная решетка

антенне формата  $9 \times 9$ , но требующую намного меньше расходных материалов.

Использованные системы НВ9СV выполнены по схеме, приведенной на рис. 23.8, с входным сопротивлением 60 Ом. В решетке (рис. 24.17а) вертикальные расстояния между элементами А и В, а также С и D составляют по 1250 мм каждое и соответствуют  $0,6 \lambda$ , то есть близко к оптимальному (минимальный равен  $0,5 \lambda$ ). Горизонтальное расстояние между центрами элементов А и С или В и D выбрано равным 2060 мм (соответствует  $1 \lambda$ ).

Такую секцию из четырех антенн в цельнометаллическом исполнении легко запитать через 60-омный коаксиальный кабель с соблюдением всех требований по



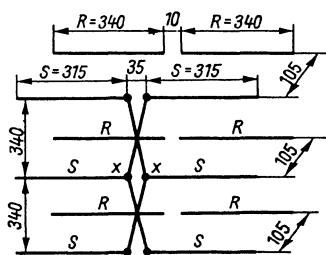


Рис. 24.16. 12-элементная антенная решетка для диапазона 70 см

симметрии и импедансу. Рис. 24.17б и 24.17в иллюстрируют способ возбуждения системы. Для простоты здесь показаны только линии, к концам  $X_1$  и  $X_2$  которых подключаются антенны НВ9СV. Сегментами линий служат одинаковые отрезки 60-омного коаксиального кабеля. Такой же кабель применяется в качестве фидера, подключаемого к центральной точке питания Г.

Предполагается, что входное сопротивление каждой из четырех систем А, В, С и D равно 60 Ом. Следовательно, отрезки кабеля а, б, с и д можно подключать к соответствующим

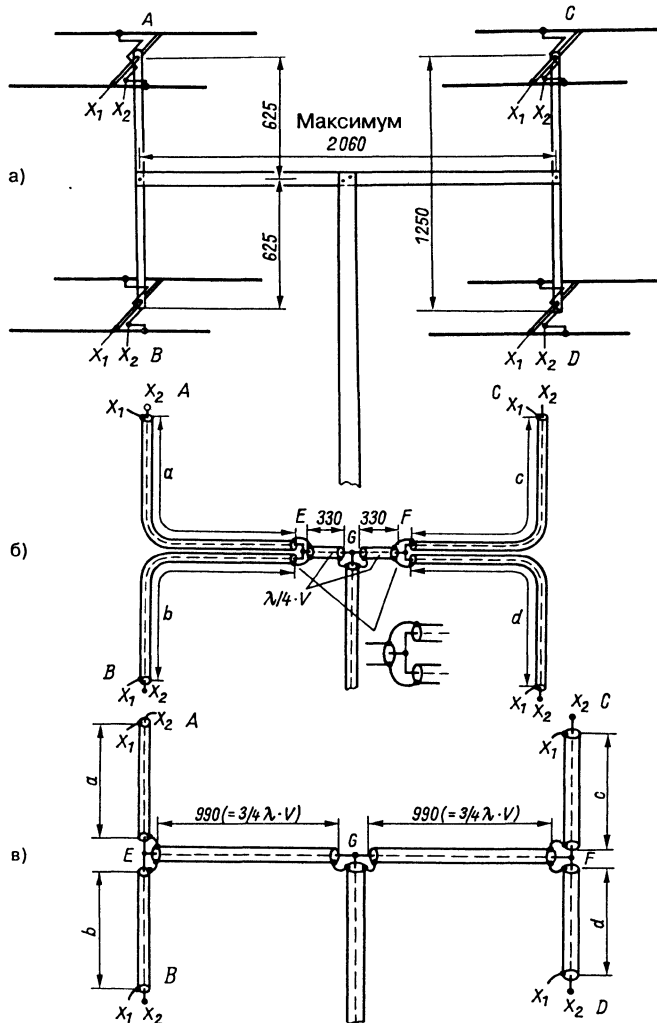


Рис. 24.17. Секция НВ9СV горизонтальной поляризации: а – конструкция; б, в – системы питания

клеммам питания  $X_1$  и  $X_2$ , при этом соблюдается согласованность по сопротивлениям; входные сопротивления на концах Е и F также не зависят от длины линий. Таким образом, длина отрезков кабеля  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  произвольна и выбирается в соответствии с конструктивными требованиями. Однако важно, чтобы они были строго одинаковой длины, иначе не избежать запаздывания и, как следствие, сдвига фаз. На практике длина отрезков, например  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$ , составляет по 1285 мм для варианта, представленного на рис. 24.17б, или по 625 мм для варианта, данного на рис. 24.17в. В точках Е или F отрезки  $a$  и  $b$  или  $c$  и  $d$  подключены параллельно друг другу. В результате параллельного включения двух импедансов по 60 Ом в точках Е и F образуются сопротивления по 30 Ом. Теперь между Е и G или F и G включено по одному четвертьволновому трансформатору (раздел 6.5). Они образованы отрезками коаксиального кабеля с электрической длиной  $\lambda/4$  (рис. 24.17б). Аналогичными свойствами трансформаторов обладают линии с электрической длиной, кратной нечетному числу  $\lambda/4$ , что позволило применить отрезки кабеля длиной  $3\lambda/4$  в качестве трансформаторов в варианте, представленном на рис. 24.17в. С учетом коэффициента укорочения  $V = 0,66$  (60-омный коаксиальный кабель со сплошным полиэтиленовым диэлектриком) получим геометрическую длину линий для каждого из четвертьволновых трансформаторов по 330 мм ( $0,66 \times \lambda/4$ ) – см. рис. 24.17б. Та же длина в варианте, приведенном на рис. 24.17в, составит по 990 мм ( $0,66 \times 3\lambda/4$ ). Из соотношения для четвертьволновых трансформаторов

$$Z_A = \frac{Z^2}{Z_E}$$

следует, что каждый трансформатор приводит импеданс  $Z_A$  к 120 Ом в точке G [ $Z_A = 602/30 = 120$  Ом]. Но поскольку на входе питания G оба импеданса параллельны, центральное входное сопротивление оказывается равным 60 Ом. Это позволяет подключить 60-омный фидер к точке G в соответствии с входным сопротивлением и обеспечивает согласование и синфазное возбуждение для четырех отдельных систем. При синфазном возбуждении важно проследить за тем, чтобы гамма-образные цепочки, ближайшие к каждой из антенн НВ9СV, были обращены в одну и ту же сторону.

В соединениях Е, F и G все подключаемые экраны и внутренние жилы связываются друг с другом, поэтому надо обеспечить защиту этих мест от коррозии (скажем, с помощью синтетического клея или литейной смолы). Электрически равноценный вариант возбуждения по схеме на рис. 24.17в более удобен, так как на его реализацию расходуется меньше кабеля.

При разнесении антенн по горизонтали А–С и В–D на расстояние, равное  $1 \lambda$ , достигается ширина диаграммы направленной решетки в горизонтальной плоскости по половинной мощности всего  $30^\circ$ , а слишком большой разнос вызывает появление мощных боковых лепестков. Поэтому выгодно сузить это расстояние до  $0,6-0,7 \lambda$  (соответствует 1250–1450 мм): тогда исчезнут боковые лепестки, а ширина диаграммы возрастет до  $40^\circ$ . С уменьшением габаритов системы снизится ее ветровое сопротивление. Ширина диаграммы решетки в вертикальной плоскости составляет около  $55^\circ$ , а усиление достигает 11 dBd.

Не менее перспективно использование секции из четырех антенн НВ9СV при вертикальной поляризации. Ее конфигурация, представленная на рис. 24.18, гарантирует отсутствие отрицательных воздействий на диаграмму направленности со стороны металлических несущих конструкций. Здесь также выгодно сократить вертикальный межэтажный разнос антенн с 2060 мм до 1450 мм и по конструктивным соображениям в соответствии с рис. 24.17б придать трансформирующим сегментам линий электрическую длину  $\lambda/4$  (по 330 мм). При вертикальной поляризации ширина диаграммы в горизонтальной плоскости составляет  $55^\circ$ , а в вертикальной – около  $40^\circ$ . Вероятное усиление равно 11 dBd.

## 24.2. Многоэтажные директорные антенны

Весьма высокое усиление, столь важное в особых приложениях (например, в режиме связи через трассу Земля – Луна – Земля), обеспечивается предельно длинными директорными антеннами (см. раздел 23.3). Основой тому служат неоднородные структуры с логарифмически-ступенчатым волноводным профилем, дающие прирост усиления на 2,35 дБ при удвоении длины антенны (согласно DL6WU в [1]). К сожалению,

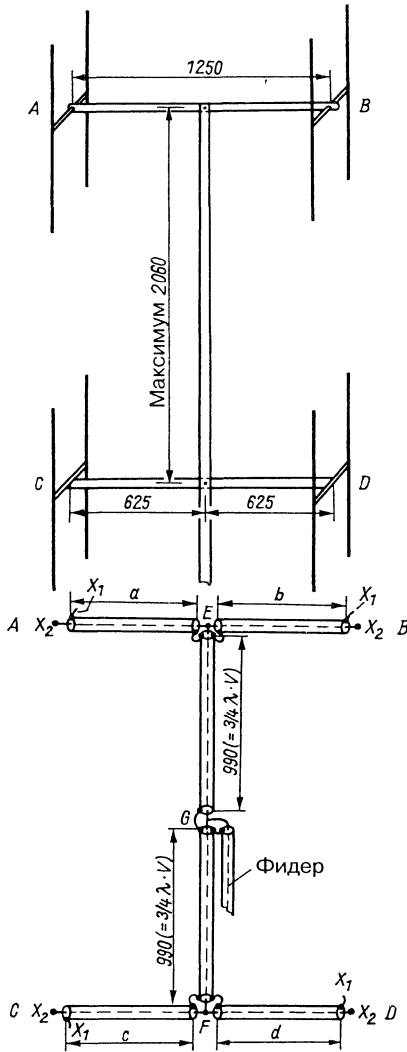


Рис. 24.18. Секция из четырех антенн НВ9СV вертикальной поляризации

практическое применение этой важной идеи ограничено возможностями механического воплощения таких структур. В самом деле, чтобы добиться усиления 16 dBd в двухметровом диапазоне, понадобилась бы траверса длиной 14 м ( $\approx 7,5 \lambda$ ), для диапазона 70 см пришлось бы взять антенну длиной 5 м, и лишь на еще более высоких частотах значения длины антенн получаются в пределах разумного. Вслед за длиной антенны растут

требования к соблюдению ее размеров, к точности наведения на станцию-мишень и значительно сужается ширина ее диаграммы в горизонтальной плоскости. Как правило, увеличение длины антенны ведет к сужению полосы частот, а погодные условия (в частности, обледенение) вызывают заметную расстройку системы. И наконец, предельно длинные траверсы требуют особых конструкторских решений и затрудняют работу поворотных устройств.

Теоретически можно построить антенные системы очень высокого усиления в виде устройств на основе коллинеарных вибраторов (раздел 24.1). Но поскольку усиление отдельного элемента (волнового вибратора с рефлектором) дает лишь малый вклад в усиление всей антенны, потребовалось бы объединить множество таких элементов. Пример тому – вибраторные стенки, поставляемые промышленностью. Большое количество активных вибраторов требует огромных расходов на прокладку линий с многочисленными разъемами, подверженными коррозии, и на строительство громадных несущих конструкций. В любительской практике зафиксированы лишь отдельные случаи создания подобных монстров. Чтобы такое устройство обеспечило усиление 16 dB, оно должно состоять приблизительно из 100 элементов.

Для радиолобителя самый экономный путь к высокому усилению заключается в создании комбинаций высокоэффективных директорных антенн средней длины. Если за основу взять, например, шестиэлементную директорную антенну с усилением 11 dBd и свести четыре антенны в многоэтажную группу с оптимальными межэтажными расстояниями, можно рассчитывать на усиление 16 dBd. С таким устройством еще несложно справиться с механической и электрической точеч зрения, расход материалов на 24 элемента сравнительно невелик, а на диаграмму направленности излучения группы в целом можно влиять, изменяя способы ее формирования.

#### 24.2.1. Принцип суперпозиции

Объединение отдельных антенн или антенных систем в общую схему основывается на принципе суперпозиции (наложения). Он всегда выступает подлинной физической причиной того, каким образом

формируется диаграмма направленности и почему она отклоняется от равномерного распределения излучения по всем направлениям.

Применительно к конструкторской деятельности радиолюбителей принцип суперпозиции формулируется так: суммарная диаграмма направленности системы равна диаграмме отдельного излучателя (отдельной антенны), умноженной на диаграмму группы изотропных излучателей, которая находится в том же месте, что и одиночный излучатель, и питается с теми же амплитудой и фазой.

Законы суперпозиции объясняют, в частности, почему диаграмма направленности полуволнового вибратора в плоскости Е имеет форму восьмерки, почему рефлектор подавляет обратное излучение и почему прямое излучение у директорной антенны характеризуется острой направленностью и грушевидным распределением. При этом речь всегда идет о наложении волновых фронтов на удаленной мишени, когда в зависимости от фазы разыгрываются различные процессы – от сложения волн (при синфазности) до взаимного их гашения (при сдвиге фаз на  $180^\circ$ ).

Для объединения множества одинаковых источников излучения принципиально важно знать диаграмму направленности отдельного источника. Тогда суммарная диаграмма рассчитывается по правилам суперпозиции. Появляется возможность наделять совокупность источников определенными свойствами, к которым относятся: обеспечение оптимального усиления (как правило, самое важное для радиолюбителя), формирование диаграмм направленности заданной формы (например, для береговых радиостанций и УКВ радаров), создание диаграммы без боковых лепестков (биномиальное питание) и намеренное образование на ней нулевых точек для подавления помех при УКВ или телевизионном приеме.

Основы и теоретические приложения суперпозиции изложены в [2, 3], а исчерпывающее математическое описание имеется в [4]. Обычно радиолюбитель ограничивается объединением двух (реже четырех) одинаковых директорных систем с расстояниями, оптимизированными по усилению. В таких случаях нет необходимости углубляться в математику. Нетрудно достичь цели, руководствуясь простыми соображениями. Повысить усиление можно

только за счет уменьшения ширины диаграммы направленности. Сузив ее вдвое, усиление удваивают (3 дБ). Если разместить одинаковые антенные системы (например, директорные антенны) в два этажа и возбуждать их с одинаковыми фазой и амплитудой, то при определенном межэтажном расстоянии (его можно назвать оптимальным по усилению) происходит удвоение эффективности в направлении главного луча. Рост усиления, приведенный к отдельному источнику, составляет 3 дБ. На практике такое усиление за счет многоэтажности не достигается, оставаясь в среднем на уровне 2,5 дБ и лишь в особых случаях приближаясь к 2,9 дБ. Прибавка усиления благодаря этажности тем больше, чем ближе диаграмма направленности отдельной системы к идеалу (отсутствие боковых лепестков, полностью подавленное обратное излучение). Фактически боковые лепестки всегда присутствуют, отбирая энергию из главного лепестка и соответственно ослабляя его. Чтобы добиться предельно высокого усиления группы антенн, необходимо уже при ее планировании позаботиться о наибольшем ослаблении боковых лепестков на диаграммах излучения каждой из участвующих систем. По оценкам DL6WU [3], ослабление должно составлять не менее 15 дБ, что недостижимо для многих типов длинных директорных антенн.

#### 24.2.2. Формирование антенных групп с оптимальными расстояниями

Возможности компоновки антенных групп из директорных антенн показаны на рис. 24.19–24.21. Каждая антенная система представлена только активным петлевым вибратором. Самый распространенным типом группы является «двойка» (рис. 24.19а). Она образована парой директорных антенн горизонтальной поляризации, расположенных в два этажа с расстоянием  $D_H$  между ними, и фокусирует излучение в плоскости Н благодаря сужению вертикальной диаграммы направленности. При этом ширина диаграммы в горизонтальной плоскости остается той же, что и у отдельной антенны. Гораздо реже применяется вертикальная поляризация (рис. 24.19б), при которой действуют аналогичные соотношения, но с разворотом на  $90^\circ$  соответственно повороту самой группы относительно конфигурации на рис. 24.19а.

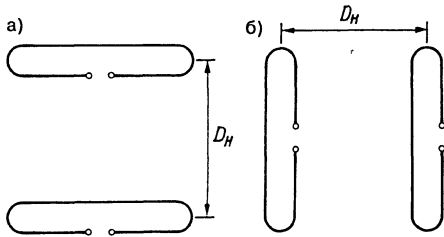


Рис. 24.19. Образование этажей решетки в плоскости Н: а – горизонтальной поляризации; б – вертикальной поляризации

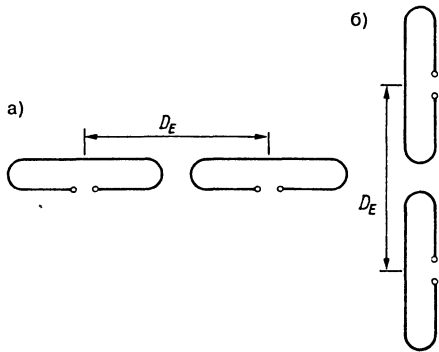


Рис. 24.20. Образование рядов решетки в плоскости Е: а – горизонтальной поляризации; б – вертикальной поляризации

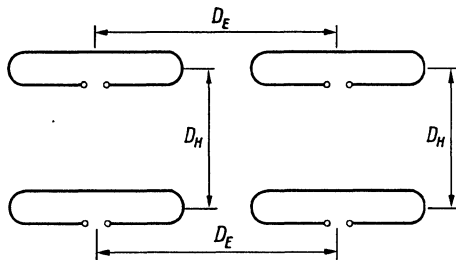


Рис. 24.21. Четырехэлементная решетка из двух рядов и двух этажей антенн горизонтальной поляризации

Конфигурация, представленная на рис. 24.20а, фокусирует излучение в плоскости Е, уменьшая тем самым ширину горизонтальной диаграммы и не изменяя ширину вертикальной (в плоскости Н). Ряд из директорных антенн вертикальной поляризации на рис. 24.20б используется, как правило только в составе решеток вертикальной поляризации более высокого порядка.

Легко заметить, что четыре антенны горизонтальной поляризации на рис. 24.21 фокусируют излучение в плоскости Е благодаря рядной конфигурации (3 дБ), что может обеспечить прирост усиления на 6 дБ относительно одиночной директорной антенны. Но реально можно рассчитывать лишь на 5 дБ, если расстояния между элементами решетки оптимизированы по усилению. Вертикальная поляризация с аналогичными свойствами излучения возникает при развороте решетки на 90°, когда все элементы занимают вертикальное положение.

Пока не удалось предложить единую доказательную терминологию для обозначения комбинаций из директорных антенн. Простейшую и самую распространенную конфигурацию из двух девятиэлементных директорных антенн горизонтальной поляризации, расположенных в два этажа (рис. 24.19а), отличают по числу имеющихся элементов и говорят, например, о решетке «девять над девятью». При размещении тех же антенн в виде ряда (рис. 24.20а) следовало бы говорить о решетке «девять рядом с девятью». Для групп более высокого порядка нет строгих обозначений и указывается только количество директорных антенн (например, решетка из четырех-шести антенн и т.д.).

Для заблаговременного расчета оптимального расстояния  $D_{opt}$  в группе директорных антенн необходимо знать ширину диаграмм направленности применяемых одинаковых базисных антенн. Правила большого пальца, исходящие из количества элементов или длины антенны, крайне неточны и не позволяют добиться оптимизации по усилению. Самая распространенная формула, основанная на принципе суперпозиции, записывается в виде

$$D_{opt} = \frac{\lambda}{2\sin\alpha/2} \tag{24.2}$$

где  $\alpha/2$  соответствует половине ширины диаграммы направленности, а результат выражается в метрах.

Еще проще пользоваться эмпирическим выражением

$$D_{opt} = \frac{57,3\lambda}{\alpha} \tag{24.3}$$

Формулы дают различные результаты, но получаемые по ним оценки  $D_{opt}$  вполне достаточны для практических целей. При

конфигурации, показанной на рис. 24.19, в формулы подставляют ширину диаграммы в плоскости Н, а для ряда по рис. 24.20 – ширину в плоскости Е. Расстояния  $D_E$  и  $D_H$  в решетке из четырех антенн (рис. 24.21) рассчитываются порознь в соответствии с различными ширины диаграмм.

Промежуток  $D_{opt}$  считается оптимальным не потому, что при нем реализуется максимальное усиление, а как компромисс между подавлением боковых лепестков и вытянутостью главного. Поэтому он равен тому минимальному расстоянию, при котором усиление приблизительно удваивается. DL6WU в ходе многочисленных измерений определил, в какой степени отклонение от  $D_{opt}$  влияет на возможное усиление [3]. График найденной им зависимости представлен на рис. 24.22.

С увеличением разноса между антеннами сверх  $D_{opt}$  боковые лепестки становятся больше, главный лепесток сужается, прирост усиления замедляется, а при очень больших расстояниях наступает спад усиления [2]. Быстрый рост усиления при увеличении расстояния между этажами происходит, когда оно намного меньше величины  $D_{opt}$ , причем одновременно происходит сжатие боковых лепестков. Ради «чистоты» диаграммы направленности группы из длинных директорных антенн нередко советуют применять межэтажный

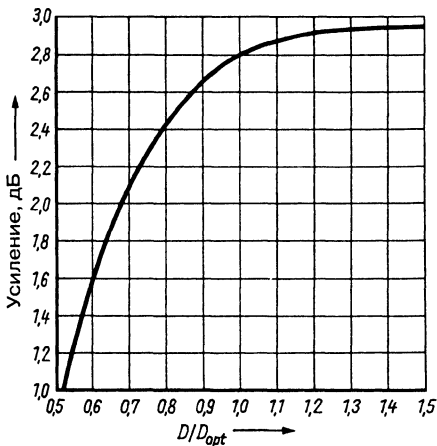


Рис. 24.22. Усиление при поэтажном расположении двух антенн в зависимости от отклонения межэтажного расстояния от оптимальной величины  $D_{opt}$  (по DL6WU)

разнос, составляющий 70% от расчетной величины  $D_{opt}$ . Если решетка образована сравнительно короткими директорными антеннами (например, трехэлементными), рассчитанное значение  $D_{opt}$  не выходит на допустимую величину, и потому найденное расстояние между этажами следует увеличить на 30%. В группах более высокого порядка (из четырех, шести и более антенн) рекомендуются несколько большие значения разноса, нежели необходимые для секции из двух антенн.

При коллинеарной конфигурации антенн в плоскости Е (рис. 24.20) достижимое усиление приблизительно на 0,5 дБ меньше усиления поэтажной конфигурации (см. рис. 24.19) в плоскости Н. Поэтому система из четырех поэтажно расположенных антенн дает несколько большее усиление, нежели система с размещением антенн по схеме на рис. 24.21.

При групповой конфигурации, когда однотипные одиночные системы возбуждаются с одинаковыми для всех фазами и амплитудами, суммарные диаграммы направленности образуются из диаграмм отдельных систем, которые находятся внутри группы.

### 24.2.3. Возбуждение групповых директорных антенн

При объединении нескольких директорных антенн в группу питание ее элементов нужно производить одинаково по фазе и амплитуде. Это значит, что все проложенные от общего фидера к отдельным директорным антеннам соединительные линии должны быть строго одинаковой длины (то есть характеризоваться одним временем прохождения) и подключаться с одинаковой полярностью ко всем системам группы. Применительно к подключениям здесь действует правило «левое – к левому, правое – к правому» или, для вертикальной поляризации, «верхнее – к верхнему, нижнее – к нижнему». Такие соображения справедливы и по отношению к петлевым вибраторам независимо от положения их разрыва (рис. 24.23). Аналогичным образом должна соблюдаться полярность при наличии симметрирующих трансформаторов на входах, составляющих группу систем (скажем, полуволновой петли или шлейфа ЕМ).

На практике применяются следующие способы возбуждения:

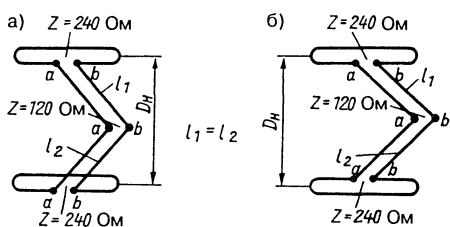


Рис. 24.23. Синфазное возбуждение двух поэтажно расположенных директорных антенн через ненастроенные соединительные линии и тождественность подключения при различной ориентации

- через настроенные соединительные линии, выполненные отчасти как трансформирующие цепочки и обеспечивающие требуемый импеданс на центральном входе антенны;
- через ненастроенные (согласованные) соединительные линии соответствующего волнового сопротивления без функций трансформирования;
- через ненастроенные (согласованные) соединительные линии в сочетании с трансформирующими цепочками (как правило, с четвертьволновыми трансформаторами); этот способ – самый распространенный;
- через настроенные соединительные линии (такой способ подробно описывался в разделе 24.1.1, так как он используется главным образом в решетках излучателей).

Возбуждение поэтажно расположенных директорных антенн через ненастроенные согласованные соединительные линии наиболее целесообразно, поскольку позволяет выбирать межэтажные расстояния произвольно и без лишних конструктивных трудностей. К тому же функционирование согласованных линий не зависит от частоты, что предотвращает сужение полосы частот группы в целом. Простой пример применения такого способа возбуждения приведен на рис. 24.23.

К рассматриваемой конструкции предъявляются следующие общие требования:

- входные сопротивления отдельных антенн должны быть равны (в данном случае они составляют по 240 Ом);
- волновое сопротивление  $Z$  соединительных линий должно равняться входному

сопротивлению каждой из антенн ( $Z = 240$  Ом в примере на рис. 24.23);

- длина соединительных линий произвольна и не должна препятствовать выбору нужного межэтажного расстояния;
- геометрическая и электрическая длины ( $l_1 = l_2$  в примере на рис. 24.23) всех соединительных линий, прокладываемых к центральным клеммам питания, должны быть равны;
- для обеспечения синфазности возбуждения вибраторы необходимо подключать равнозначно (в примере на рис. 24.23 соединяются клеммы а и а, b и b).

К центральному входу группы импедансы обеих антенн подключены параллельно, так что импеданс группы оказывается вдвое меньшим (в данном примере он составляет 120 Ом). У многоэтажной группы импеданс центрального входа уменьшается относительно входного сопротивления отдельной антенны с кратностью, равной количеству этажей. Например, при поэтажном расположении четырех директорных антенн (или в конфигурации на рис. 24.21), входное сопротивление каждой из которых равно 240 Ом, импеданс центрального входа группы составит 60 Ом ( $240:4$ ). Это делает возможным прямое питание группы по коаксиальному кабелю через симметрирующий трансформатор (глава 7). Все сказанное справедливо и для коллинеарных вибраторных групп (рис. 24.20).

Часто импеданс центрального входа группы не соответствует волновому сопротивлению выбранного кабеля питания. В этом случае требуемое входное сопротивление обеспечивается посредством известных трансформирующих цепочек, преимущественно с помощью четвертьволнового трансформатора (раздел 6.5).

Группы (решетки) директорных антенн более высокого порядка (в основном из четырех антенн) также могут возбуждаться посредством широкополосного питания при условии, когда входное сопротивление отдельной антенны играет роль входного сопротивления центрального входа питания  $XX$  той же величины (рис. 24.24). При этом в каждой паре антенны соединяются параллельно ( $Z/2$ ), а пары между собой – последовательно ( $Z/2 + Z/2 = Z$ ). Такая схема включения широко используется для приемных антенн телевизионного вещания. Радиолюбители предпочитают чисто параллельное соединение этажей и при

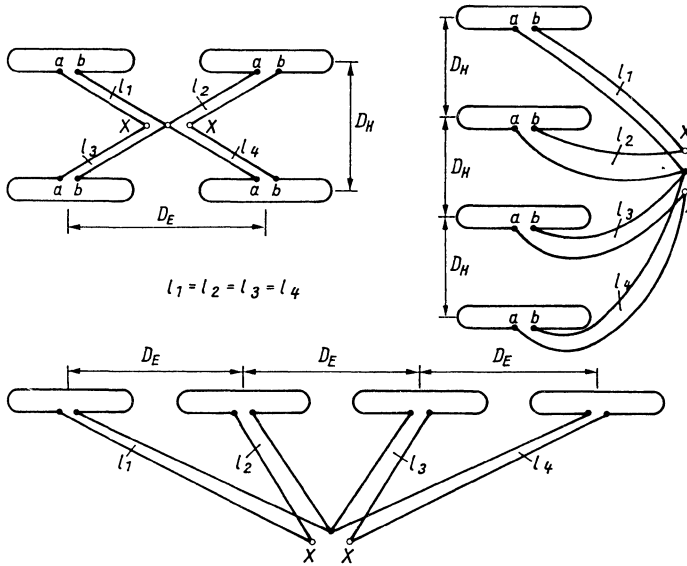


Рис. 24.24. Широкополосное возбуждение комбинаций из четырех директорных антенн при последовательно-параллельном включении. Сопротивление в точках XX равно входному сопротивлению одной антенны

необходимости включают четвертьволновые трансформаторы, причем для соединительных линий и трансформирующих цепочек почти всегда применяется коаксиальный кабель.

#### 24.2.4. Практика построения групповых директорных антенн

Экономичное построение групп из директорных антенн требует предусмотрительности. Сначала надо продумать, какого типа директорную антенну взять за основу. Использовать очень короткие директорные антенны в группах нерационально, значительно удобнее применять оптимизированные длинные директорные антенны. Однако их размер должен быть не слишком большим. Формулы (24.2) и (24.3) для расчета  $D_{\text{орт}}$  помогут, если диаграммы направленности антенн, из которых составлена группа, оптимизированы. С образованием группы увеличивается количество и размер боковых лепестков суммарной диаграммы направленности, поскольку происходит наложение неизбежных боковых лепестков суммарной диаграммы и диаграмм отдельных антенн. Поэтому так важно в максимальной степени подавить

боковые лепестки на диаграммах отдельных антенн группы. И, разумеется, необходимо как можно точнее знать входное сопротивление отдельных антенн: именно оно определяет питание всей решетки; номинальное значение входного сопротивления нередко оказывается всего лишь ориентировочной величиной.

Дальняя связь в диапазонах 2 м и 70 см осуществляется почти исключительно при горизонтальной поляризации; группы вряд ли понадобятся для передачи радиорелейных частотно-модулированных сигналов вертикальной поляризации. Поэтому далее рассматриваются примеры расчетов только для устройств горизонтальной поляризации. Для получения вертикальной поляризации достаточно повернуть решетку вокруг оси на  $90^\circ$ .

#### Групповые антенны на базе шестиэлементной длинной директорной антенны DL2RSX

Здесь будут описаны устройства, построенные и испытанные DL2RSX. Приводимые электрические параметры получены путем измерений. Хотя все соединительные линии выполнены из коаксиального



кабеля, в устройстве нет симметрирующих трансформаторов. Связанная с этим асимметрия диаграммы направленности невелика, и его можно пренебречь.

*Группа из двух длинных шестиэлементных директорных антенн DL2RSX для диапазона 2 м*

Базисная шестиэлементная антенна показана на рис. 23.19 со всеми размерами. Для ясности изложения особенностью группы антенна в ней представлена только петлевым вибратором.

По формуле (24.2) при поэтажном расположении антенн в плоскости Н расстояние  $D_{opt} = 2,62 \text{ м}$  ( $\approx 1,27 \lambda$ ). Но исследование диаграммы направленности показало [2], что при таком разnose слишком много мощности тратится на боковые лепестки. Было найдено, что расстояние  $D_H = 2 \text{ м}$  ( $\approx 1 \lambda$ ) обеспечивает наилучший компромисс между узкой диаграммой направленности и степенью подавления боковых лепестков.

Схема группы приведена на рис. 24.25. Здесь  $l_1$  и  $l_2$  являются согласованными линиями ( $Z = 75 \text{ Ом}$ ), их суммарная длина произвольна, но равенство между ними ( $l_1 = l_2$ ) обязательно. Импеданс в центральной точке схемы составляет  $37,5 \text{ Ом}$  (вследствие параллельного соединения сопротивлений). Подключенный четвертьволновый трансформатор предназначается для приведения входного сопротивления  $37,5 \text{ Ом}$  к величине, позволяющей использовать стандартный коаксиальный кабель. Для  $75\text{-омного}$  фидера произвольной длины волновое сопротивление трансформатора должно быть равным  $50 \text{ Ом}$  (точнее,  $Z = \sqrt{37,5 \times 75} = 53,05 \text{ Ом}$ )

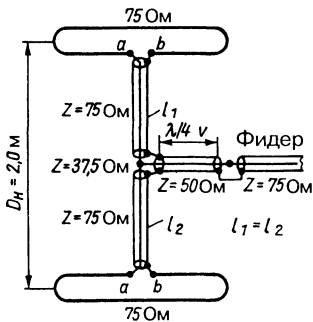


Рис 24 25 Возбуждение двух шестиэлементных длинных директорных антенн, расположенных поэтажно в плоскости Н

В этой связи стоит напомнить, что у коаксиального кабеля для бытового применения допуск на волновое сопротивление составляет около  $\pm 5\%$  и лишь специальные кабели выпускаются с меньшим допуском.

Были получены следующие характеристики группы:

- расстояние между этажами  $D_H = D_{opt} = 2,0 \text{ м}$  (соответствует  $1 \lambda$ );
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 39^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 22^\circ$ ,
- усиление  $\geq 13,5 \text{ dBd}$ .

Диаграммы направленности приведены в [2].

На рис. 24 26 показано устройство редко применяемой комбинации шестиэлементных длинных директорных антенн. Как уже говорилось, здесь необходима неметаллическая поперечина из пластика или дерева. Схема включения антенны представлена на рис. 24.27. Она основана на тех же принципах согласования и трансформирования, что и схема на рис. 24.25.

Были получены следующие характеристики группы:

- расстояние между рядами  $D_E = D_{opt} = 2,5 \text{ м}$  (соответствует  $1,25 \lambda$ );
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 20^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 45^\circ$ ,
- усиление  $\geq 13 \text{ dBd}$ .

Диаграммы направленности приведены в [2].

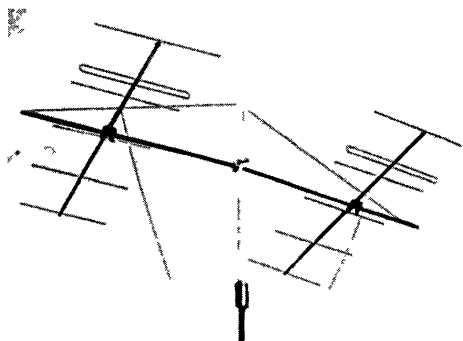


Рис 24 26 Две коллинеарные шестиэлементные антенны Y23RD, поперечина выполнена из пластиковой трубы (фото О. Оберренера)

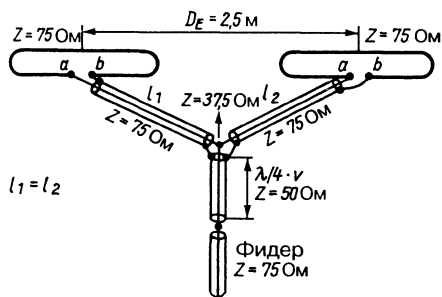


Рис. 24.27. Возбуждение двух коллинеарных шестиэлементных длинных директорных антенн Y23RD, расположенных в плоскости E

#### Группа из четырех длинных шестиэлементных директорных антенн

Такие группы с четырьмя директорными антеннами, расположенными коллинеарно в плоскости E, не пользуются популярностью у радиолюбителей из-за необходимости использовать нематериальные трудно изготавливаемые поперечины. К тому же антенны отличаются очень узкой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, что в большинстве случаев нежелательно.

Для группы из четырех поэтажно расположенных шестиэлементных длинных директорных антенн Y23RD (рис. 23.19) рекомендуются оптимальные расстояния  $D_H$  по 2,25 м. Упрощенная схема возбуждения изображена на рис. 24.28. Все соединительные линии на схеме показаны как двухпроводные, но реально они выполнены из коаксиального кабеля. Отрезки  $l_1$  и  $l_2$ , а также  $l_3$  и  $l_4$  включены параллельно (ср. рис. 24.25), так что импеданс в точках подключения А и В составляет по 37,5 Ом. От А к XX и от В к XX проложен удлинненный четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением 75 Ом. Реальная электрическая длина трансформаторов по механическим соображениям сделана равной  $3\lambda/4$ ; при этом исходят из того, что линии, электрическая длина которых кратна нечетному числу значений  $\lambda/4$ , обладают теми же способностями преобразования, что и четвертьволновый трансформатор. Входные сопротивления по 37,5 Ом из точек А и В приводятся к 150 Ом в точках XX. Поскольку эти сопротивления включены параллельно, там получается требуемое входное сопротивление величиной 75 Ом.

Были получены следующие характеристики группы:

- расстояние между этажами  $D_H = D_{opt} = 2,25$  м (соответствует  $1,09 \lambda$ );
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 39^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 12^\circ$ ;
- усиление  $\geq 16$  dBd.

Решетка из четырех антенн на рис. 24.29 фокусирует излучение в плоскостях E и H. Все антенны подключены параллельно к центральному входу с суммарным импедансом  $75/4 = 18,75$  Ом. Поэтому используемый четвертьволновый трансформатор должен преобразовать 18,75 Ом в 75 Ом. Его волновое сопротивление  $Z = \sqrt{18,75 \times 75} = 37,5$  Ом. Это значение нестандартно, но может быть легко получено, если включить параллельно два отрезка 75-омного коаксиального кабеля с электрической длиной  $\lambda/4$  (как показано на рисунке, попарно соединяются экран с экраном и внутренние жилы отрезков). Если ту же решетку надо питать через 50-омный кабель, волновое сопротивление трансформатора должно быть 30,6 Ом. Такое значение необходимо при параллельном соединении пары отрезков 60-омного коаксиального кабеля.

Были получены следующие характеристики решетки:

- расстояние между рядами  $D_E = D_{opt} = 2,5$  м (соответствует  $1,25 \lambda$ );
- расстояние между этажами  $D_H = D_{opt} = 2,0$  м (соответствует  $1 \lambda$ );
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 20^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 22^\circ$ ;
- усиление  $\geq 16$  dBd.

#### Решетка из шести шестиэлементных длинных директорных антенн

Это высокоэффективная решетка из шести антенн DL2RSX, расположенных в три этажа и два ряда. В основу вновь положен тип шестиэлементной длинной директорной антенны (рис. 23.19). Впечатляющий внешний вид решетки с конструктивными решениями несущих узлов представлен на рис. 24.30, а ее диаграммы направленности приведены на рис. 24.31.

Принципиальная схема возбуждения через 75-омный кабель (рис. 24.32а) позволяет

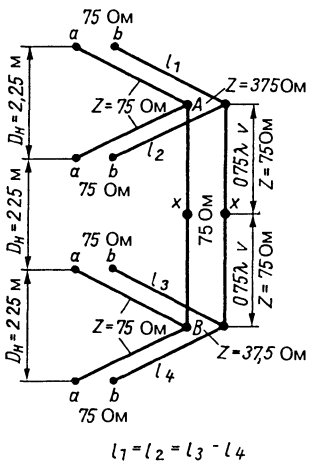


Рис 24 28 Схема возбуждения четырех шестизлементных длинных директорных антенн расположенных поэтажно в плоскости Н

разобраться в соотношениях импедансов. Здесь параллельно подсоединены три этажа с входным сопротивлением по 75 Ом каждый, так что в точках А импеданс составляет  $75/3 = 25$  Ом. Подключенные в них четвертьволновые трансформаторы предназначены для преобразования сопротивления из 25 в 150 Ом, и потому их волновое сопротивление равно 60 Ом (точнее,  $Z = \sqrt{25 \times 150} = 61,24$  Ом). Выходы трансформаторов с сопротивлением 150 Ом подключены параллельно к центральному входным клеммам, чем обеспечивается требуемое входное сопротивление 75 Ом. Если фидером служит 50-омный кабель, волновое

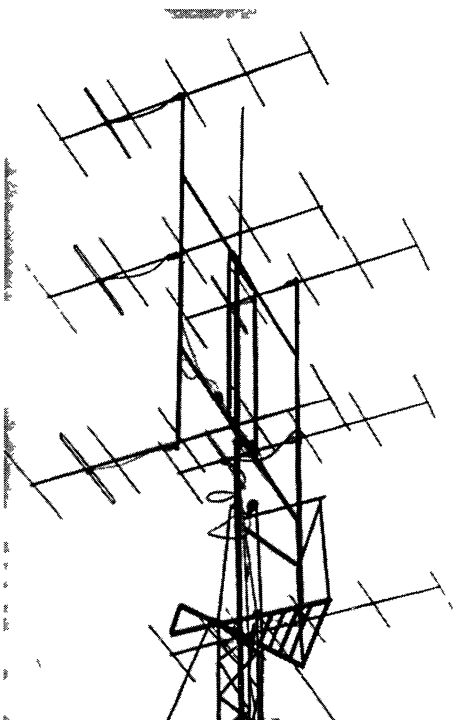


Рис 24 30 Решетка из шести шестизлементных длинных директорных антенн по DL2RSX (фото О Оберренера)

сопротивление четвертьволновых трансформаторов должно быть равным 50 Ом ( $Z = \sqrt{25 \times 100} = 50$  Ом)

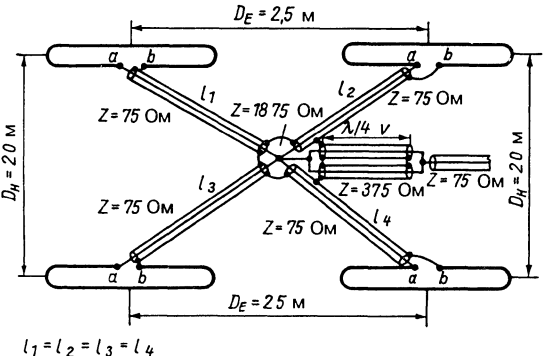


Рис 24 29 Возбуждение решетки из четырех шестизлементных длинных директорных антенн (по две коллинеарных антенны в плоскости Е расположенные друг над другом в плоскости Н)

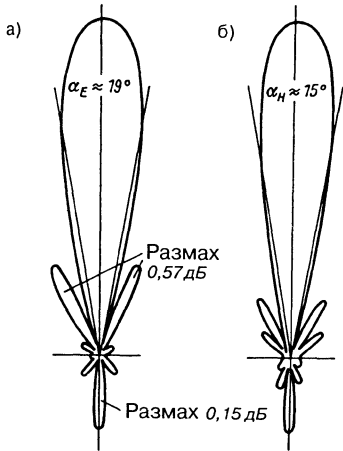


Рис. 24.31. Измеренные диаграммы направленности решетки из шести шестиэлементных длинных директорных антенн: а – горизонтальная диаграмма (плоскость E); б – вертикальная диаграмма (плоскость H)

При изготовлении решетки DL2RSX выбрал способ возбуждения, понять который помогает раскладка кабеля на рис. 24.32б. За исключением обоих четвертьволновых трансформаторов, все линии выполнены из 75-омного коаксиального кабеля. С учетом коэффициента укорочения  $V$  соединительные линии удобно монтируются, придавая симметрию устройству решетки. Величина  $l$  является минимальной длиной линии. На рисунке обозначены подключения только внутренней жилы кабеля. Для электрической симметрии все внутренние жилы соединяются только с внешними клеммами излучателей. Все экраны подключаются к противоположным клеммам излучателей. Чтобы при этом сохранить синфазность возбуждения правой и левой частей решетки, соединительные линии правой половины должны быть электрически длиннее линий левой половины на  $\lambda/2$ . Соединительные линии, проложенные от верхнего этажа, делаются длиннее на  $2\lambda$  по конструктивным соображениям. Это не влияет на импеданс и соотношения фаз.

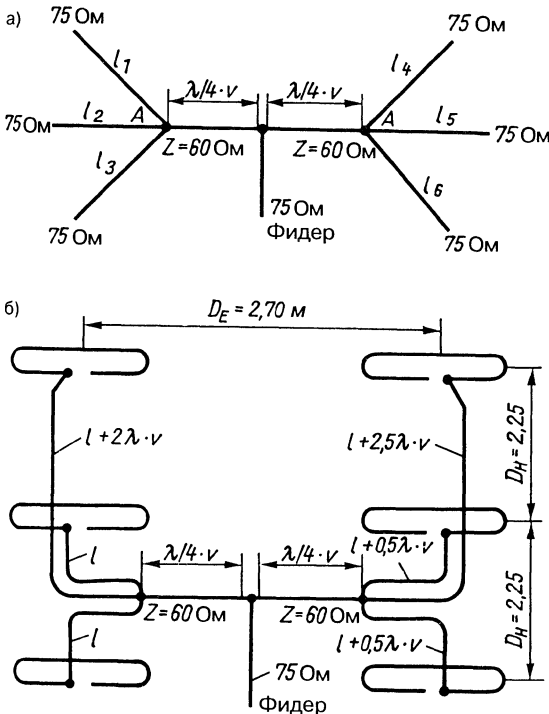


Рис. 24.32. Возбуждение решетки из шести шестиэлементных длинных директорных антенн: а – принципиальная схема импедансов; б – схема варианта возбуждения решетки

Были получены следующие характеристики решетки:

- расстояние между рядами  $D_E = D_{\text{орт}} = 2,7$  м (соответствует  $1,3 \lambda$ );
- расстояние между этажами  $D_H = D_{\text{орт}} = 2,25$  м (соответствует  $1,1 \lambda$ );
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 19^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 15^\circ$ ;
- усиление  $\geq 17,5$  dBd.

#### Групповая длинная директорная антенна для диапазона 70 см

Изготовление высокоэффективных антенн для диапазона 70 см обходится дешевле постройки антенн для диапазона 2 м, поскольку их размеры сокращаются на треть по сравнению с величиной аналогичных антенн двухметрового диапазона. Если размер одинарной длинной директорной антенны уже достиг разумных пределов (они индивидуальны), а усиление все еще недостаточно, остается прибегнуть к созданию групповых антенн. Их использование стало правилом на трассах связи Земля – Луна – Земля.

Нетрудно рассчитать собственную конструкцию, если учитывать ранее описанные реализации идей антенных решеток. Успех во многом зависит от выбора базисной антенны, свойства и параметры которой должны быть хорошо известны. Такого рода оптимальные длинные директорные антенны имеются и в 70-сантиметровом диапазоне. Это прежде всего длинная директорная антенна DL6WU, подробно описанная в разделе 23.3.4 и отвечающая практически любым запросам. Для создания решетки рекомендуется также 18-элементная широкополосная длинная директорная антенна из раздела 23.3.4.

Если при самостоятельном проектировании расстояние  $D_{\text{орт}}$  рассчитывается по формулам (24.2) или (24.3) и нет возможности измерить диаграмму направленности решетки в сборе, необходимо ради надежности уменьшить расчетные величины разноса на 10%, что предотвратит образование крупных боковых лепестков, но не скажется на усилении (см. рис. 24.22).

Рекомендуемые базисные антенны характеризуются входными сопротивлениями 200–240 Ом. Это позволяет для каждой антенной решетки применить полуволновый шлейф в качестве преобразователя симметрии и импеданса (раздел 7.3.2) и

возбуждать всю решетку через коаксиальный кабель.

#### 24.2.5. Особые типы многоэтажных директорных антенн

Разработаны особые типы групп из директорных антенн, система возбуждения которых отличается от стандартных вариантов. Отличительный признак таких систем – применение общего элемента возбуждения для обеих этажей директорных антенн. Обычно он образуется поэтажно расположенными волновыми петлями и отвечает требованию центрального синфазного возбуждения этажей без соединительных линий.

#### Многоэтажная директорная антенна 6×6 ОН2EW

Двухэтажная директорная антенна, изображенная на рис. 24.33, обращает на себя внимание необычным способом возбуждения, часто неправильно называемым каркасно-щелевым, который особенно широко используют британские радиолюбители.

Активный элемент этой группы представлен на рис. 24.34. Периметр прямоугольника равен  $3048$  мм. Назначение антенны – работа в двухметровом диапазоне, так что периметр элемента составляет  $1,5 \lambda$ , а его половина –  $0,75 \lambda$ . В таких условиях невозможно синфазное возбуждение обоих

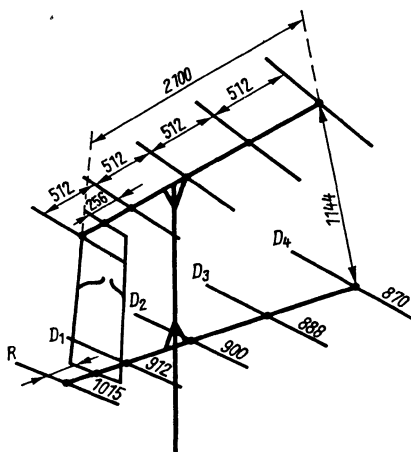


Рис. 24.33. Директорная антенная группа 6×6 ОН2EW

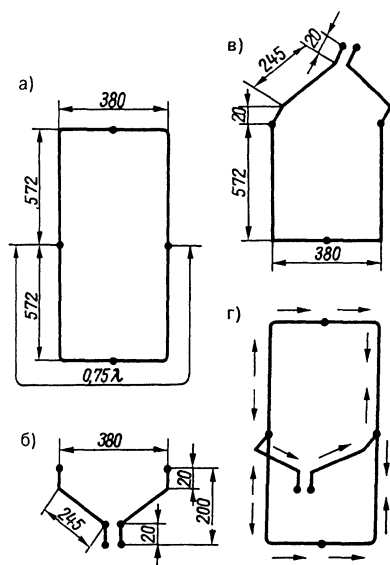


Рис. 24.34. Активный элемент группы 6×6: а – прямоугольный элемент; б – Y-образная линия; в – полусегмент активного элемента; г – распределение тока в элементе

этажей. Это станет понятнее, если верхнюю и нижнюю половины прямоугольника рассматривать порознь с учетом размеров Y-образной линии (рис. 24.34в). Нетрудно убедиться, что эта линия длиной 570 мм (два плеча по 285 мм каждое) представляет собой четвертьволновый отрезок, недостающий полупериметру до длины  $1 \lambda$ . Поскольку Y-образная линия действует как в верхнем, так и в нижнем сегментах, активный элемент фактически состоит из двух квадратных рамок, периметр каждой из которых равен  $1 \lambda$ . На рис. 24.34г показан активный элемент в целом с направлением тока в нем. Все горизонтальные отрезки возбуждаются синфазно.

Межэтажное расстояние задается возбуждающим элементом и близко к  $0,6 \lambda$  (1144 мм). Следовательно, расчетное усиление, благодаря поэтажному расположению антенн, достигает 2,3 дБ. Длина траверсы  $1 \lambda$  в сочетании с относительно большими промежутками между директорами указывает на длинную директорную антенну как принципиальную основу данной группы.

Длина элементов и промежутков между ними приведена на рис. 24.33, а размеры

активного элемента и Y-образной линии – на рис. 24.34. Материалом для изготовления пассивных элементов служит алюминиевый пруток диаметром 5 мм, а для активного сегмента и Y-образной линии – диаметром 8 мм. У оригинальной решетки обе траверсы выполнены из дюралевого швеллера  $20 \times 2$  мм. Соблюдать точное выполнение всех указанных сечений деталей необязательно: допустимые отклонения составляют до  $\pm 20\%$ .

Механические и электрические данные:

- диаметр металлических траверс 20–30 мм;
- длина антенны 2100 мм;
- расстояние между этажами 1144 мм;
- входное сопротивление 70 Ом симметричное;
- усиление 12 dBd;
- подавление обратного излучения 20 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 50^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 35^\circ$ .

При подключении симметрирующего трансформатора антенну можно питать напрямую по стандартному коаксиальному кабелю.

#### Многоэтажная короткая директорная антенна 4×4

Группа из коротких директорных антенн, которая также работает по принципу каркасно-щелевого возбуждения, показана на рис. 24.35. Активный элемент имеет те же размеры, что и в примере с решеткой 6×6, пассивные элементы отличаются длиной и промежутками. Все подробности устройства отражены на рис. 24.35. Входное сопротивление близко к 75 Ом, так что при наличии симметрирующего трансформатора антенну можно питать непосредственно через коаксиальный кабель.

Механические и электрические данные:

- диаметр элемента 6–8 мм;
- металлические трубчатые траверсы диаметром 15–30 мм;
- длина антенны 1230 мм;
- расстояние между этажами 1144 мм;
- входное сопротивление 75 Ом симметричное;
- усиление 9 dBd;
- подавление обратного излучения 16 дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 60^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 55^\circ$ .

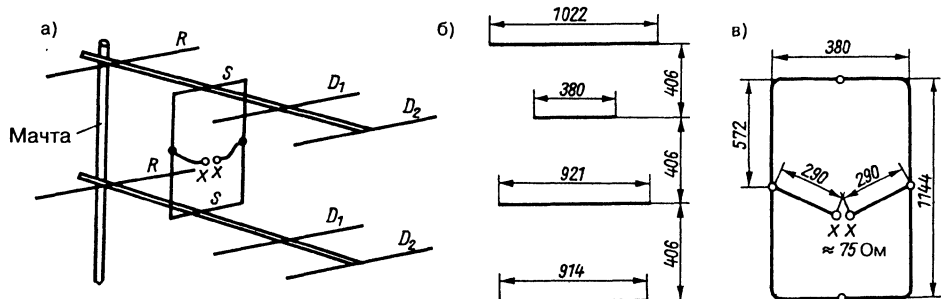


Рис. 24.35. Группа из коротких директорных антенн  $4 \times 4$ : а – общий вид; б – размеры и расстояния; в – эскиз активного элемента

### Остронаправленная антенна DL7KM для диапазона 2 м

DL7KM разработал и успешно применил в диапазонах 2 м и 70 см (раздел 27.3.4) парные квадратно-рамочные элементы как систему возбуждения в сочетании с пассивными стержневыми рефлекторами. Такие сдвоенные рамочные элементы позволяют реализовать решения, весьма рациональные с механической и электрической точек зрения, для создания секционированных систем возбуждения, чем и обусловлено их использование в групповых антеннах. Двойной рамочный элемент (рис. 24.37б) – это двухэтажная вибраторная система с центральным питанием, которая фокусирует излучение в плоскости Н и благодаря этому обеспечивает усиление величиной 3 дБ, приведенное к резонансному полуволновому вибратору. В отсутствие пассивных элементов входное сопротивление приблизительно равно 270 Ом.

Как известно, входное сопротивление простой квадратной рамки составляет 120 Ом и более чем вдвое уступает входному сопротивлению двойной рамки. Теоретически это можно объяснить, рассматривая квадратно-рамочные элементы как особую форму петлевых антенн. В обоих случаях имеют дело с волновыми петлями. Как уже говорилось (раздел 15.1), квадратный элемент получается из петлевого вибратора, если растянуть его по вертикали (рис. 15.1). При этом распределение тока в петле остается прежним, но оба противостоящих максимума тока, которые прежде находились по соседству, оказываются разнесенными на  $0,35 \lambda$ . Увеличение промежутка между максимумами приводит к тому, что квадратный элемент начинает излучать как вертикально-секционированная вибраторная система,

причем благодаря фокусировке по вертикали достигается прирост усиления на 1 дБ относительно петлевого вибратора, а входное сопротивление убывает с 240 до 120 Ом. В соответствии с рис. 24.36 двойной квадратный элемент образуется из двойного петлевого (или трехпроводного) вибратора (раздел 3.4). В то время как у простого петлевого вибратора вследствие распределения тока по двум сегментам входное сопротивление четырехкратно возрастает относительно разрезного вибратора ( $4 \times 60 \text{ Ом} = 240 \text{ Ом}$ ), ток двойного петлевого вибратора распределяется по двум параллельным вибраторам, и входное сопротивление возрастает девятикратно ( $9 \times 60 \text{ Ом} = 540 \text{ Ом}$ ).

При переходе к двойному квадрату следует иметь в виду, что его входное сопротивление более чем удваивается относительно простой

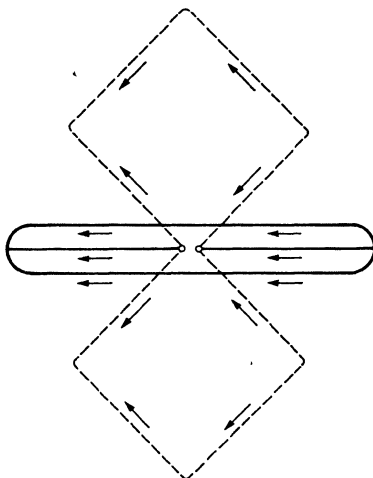


Рис. 24.36. Образование двойного квадратного элемента из двойного петлевого вибратора

квадратной петли. Это допущение подтверждается на практике.

После того как двойной квадратный элемент отлично проявил себя в антеннах самых разных типов (разделы 25.2.9 и 27.3.4), DL7KM разработал секционную длинную директорную антенну для диапазона 2 м, возбуждаемую как целое с помощью двойного квадрата с центральным питанием (рис. 24.37). При сравнении с аналогичными антеннами, возбуждаемыми обычным способом, нетрудно заметить, что в варианте DL7KM отсутствуют чреватые потерями соединительные линии, согласующие или трансформирующие цепочки, а также места паек или механических соединений, которые подвержены воздействию погодных условий. Благодаря двойному квадратному элементу пространство между этажами антенны занято синфазно возбуждаемыми излучающими вибраторами.

Из рис. 24.37 видно, что в антенне DL7KM имеется 23 полуволновых элемента, участвующих в излучении, из них четыре входят в состав активного двойного квадрата. Длина траверсы, несущей элементы, — 4,1 м, что дает относительную длину антенны  $2\lambda$ . Сравнительно небольшой разнос между этажами  $0,6\lambda$  (соответствует 1,20 м) препятствует образованию боковых лепестков на диаграмме направленности [5].

Электрические параметры:

- входное сопротивление 60 Ом симметрично;
- усиление  $\geq 13$  dBd;
- подавление обратного излучения  $\approx 25$  дБ;
- ширина горизонтальной диаграммы  $\alpha_E \approx 35^\circ$ ;
- ширина вертикальной диаграммы  $\alpha_H \approx 32^\circ$ .

На густо застроенной местности хорошая фокусировка в плоскости Н дает особые преимущества, так как благодаря ей существенно ослабляются помехи от источников, находящихся ниже антенны (см. рис. 24.38). Подавление обратного излучения на 25 дБ заслуживает особого внимания.

DL7KM дает следующие рекомендации по устройству антенны. Все директоры и рефлекторы изготавливаются из алюминиевой трубки диаметром 6–8 мм.

Потребуется:

- 3 трубки длиной по 1050 мм ( $R_1, R_2, R_3$ );
- 2 трубки длиной по 935 мм ( $D_1$ );
- 2 трубки длиной по 930 мм ( $D_2$ );
- 2 трубки длиной по 925 мм ( $D_3$ );
- 2 трубки длиной по 920 мм ( $D_4$ );
- 2 трубки длиной по 915 мм ( $D_5$ );
- 2 трубки длиной по 910 мм ( $D_6$ );
- 2 трубки длиной по 905 мм ( $D_7$ );
- 2 трубки длиной по 890 мм ( $D_8$ ).

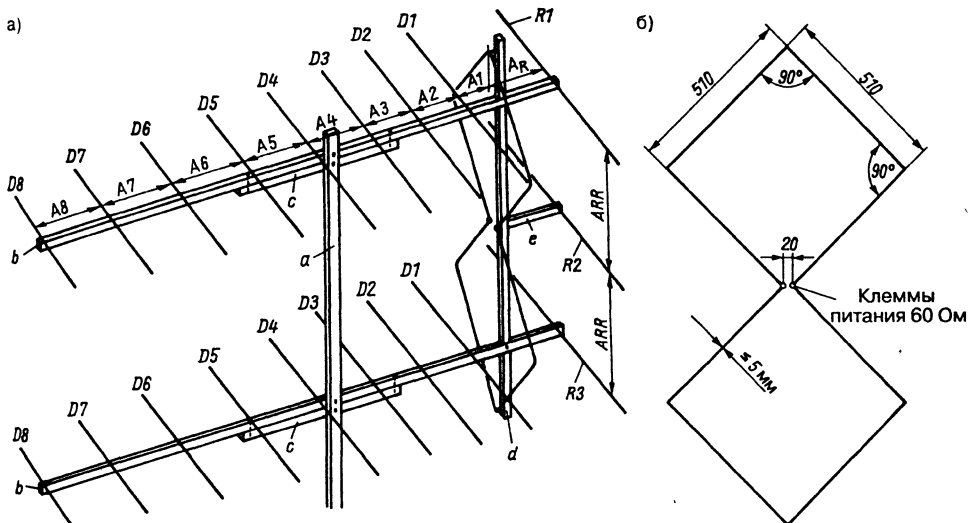


Рис. 24.37. Остронаправленная антенна DL7KM для диапазона 2 м; а – устройство; б – форма активного двойного квадратного элемента



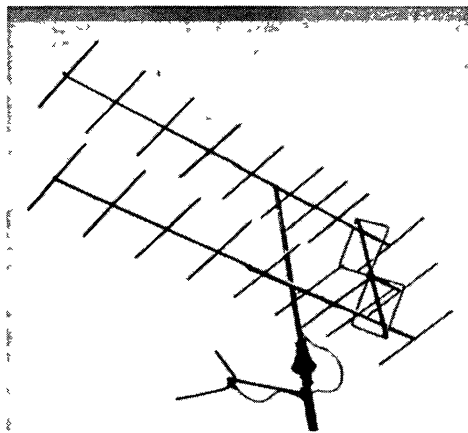


Рис. 24 38. Остронаправленная антенна DL7KM двухметрового диапазона в действии (фото Д. Роггензак)

Промежутки составляют:  $A_{RR} = 600$  мм;  $A_R = 460$  мм;  $A_1 = 300$  мм;  $A_2 = 300$  мм;  $A_3 = 330$  мм;  $A_4 = 500$  мм; с  $A_5$  по  $A_8 = 520$  мм. Этажи директоров тождественны друг другу.

Директоры и рефлекторы закреплены на траверсах теми же средствами, что и у антенн промышленного изготовления. Подходящие зажимы можно купить или сделать самостоятельно. Во избежание потерь из-за плохих контактов не рекомендуется просверливать отверстия в траверсах. Если же это сделано, элементы в отверстиях надо пропаять или приварить.

Активный двойной квадрат можно сделать из голого медного провода длиной 4120 мм и диаметром не более 5 мм (сечением до  $19$  мм<sup>2</sup>), выгнутого так, чтобы длина каждой из сторон квадратов равнялась 510 мм ( $8 \times 510$  мм = 4080 мм). Избыточные 40 мм идут на пайку концов внахлест. Проволока рамки должна быть защищена от коррозии лаковым покрытием. Разумеется, рамку можно сделать из алюминия подходящего качества, тогда надобность в покрытии рамки защитным лаком не возникнет. Диаметр проволоки не критичен.

Материалом опорной мачты служит трубка квадратного сечения со стороной 35 мм и толщиной стенки 3 мм. К мачте привинчены траверсы *b* с элементами (сторона сечения траверсы 15 мм, толщина стенки 2 мм). Усиливающие балки (*c*) из того же материала поддерживают траверсы вблизи центра тяжести. Вертикальная несущая трубка *d* для крепления двойного квадратного элемента

имеет длину 1600 мм и сечение  $10 \times 10$  мм при толщине стенки 2 мм. В траверсах *b* имеются сквозные отверстия, в которые вставляется и надежно крепится вертикальная несущая трубка *d*. Отросток *e* длиной 450 мм служит для крепления рефлектора  $R_2$ .

Необходимо обеспечить изоляцию двойного квадратного элемента в точках его крепления. Из-за мелких неточностей сборки, а также из-за погодных условий может возникать асимметрия и, следовательно, смещение точек нулевого напряжения. Это происходит и при питании симметричной антенны напрямую через несимметричный коаксиальный кабель. Поэтому использование цельнометаллической конструкции с обязательным заземлением в вершинах квадратов приведет к потерям. Здесь не требуются высококачественные изоляторы, так как в точках крепления напряжение невелико. Подойдут любые влагостойкие изоляторы, особенно блоки из литевой смолы. В зависимости от толщины изоляторов активный элемент находится в 10–30 мм перед своей несущей трубкой. Это надо учесть при разметке, чтобы соблюсти расстояния до рефлектора  $A_R = 460$  мм и директора  $D_1 = 300$  мм.

Входное сопротивление центрального входа антенны симметрично и составляет 60 Ом, что позволяет непосредственно подключать кабель с волновым сопротивлением от 50 до 75 Ом. Монтаж двойного квадратного излучателя на изоляторах позволяет отказаться от симметрирования на входе антенны. Прямое возбуждение через несимметричный коаксиальный кабель приводит к некоторому «разбуханию» одной стороны главного лепестка диаграммы направленности в плоскости *E* и соответствующему уплощению другой. Все прочие параметры (усиление, направление главного луча, диаграмма направленности в плоскости *H* и подавление обратного излучения) остаются неизменными.

Необходимая подстройка входного сопротивления осуществляется не как обычно, путем изменения расстояния до рефлектора, а небольшими горизонтальными смещениями узла двойного квадратного элемента вместе с рефлектором относительно первого директора. Во время этой процедуры антенна должна быть установлена на реальной строительной высоте или по крайней мере в  $2,5 \lambda$  над грунтом.

DB8NP предложил применить рефлекторное полотно из семи стержней-рефлекторов длиной по 1050 мм с разнесом их на 300 мм.

В таком случае расстояние от первого директора до активного двойного квадратного элемента нужно уменьшить до 190 мм. Для подстройки на минимум КСВ необходимо обеспечить возможность менять это расстояние в небольших пределах путем смещения узла двойного квадратного элемента вместе с рефлектором. Подробные сведения о рациональном устройстве антенны приведены в [6].

Длина стороны квадрата 520 мм, указанная в первой публикации, оказалась слишком большой, и резонанс лежал на частоте 143 МГц. С уменьшением длины до 510 мм максимум усиления пришелся на начало диапазона. Пассивные элементы не изменялись. Затраты на эту антенну относительно велики, если сопоставить их с достижимым усилением.

### Остронаправленная антенна DL7KM для диапазона 70 см

Остронаправленная антенна DL7KM для диапазона 70 см получается из ее двухметрового варианта, если все размеры последнего уменьшить в три раза. В образце, описанном DB8NP [7], используется рефлекторное полотно из семи стержней длиной по 350 мм с разнесом между ними  $A_{RR}$  по 100 мм. Стороны двойного квадратного элемента имеют длину по 175 мм. Все остальное – как на принципиальной схеме (рис. 24.37). Эскиз устройства антенны представлен на рис. 24.39. Длина элементов составляет:  $R_1 \dots R_7 = 100$  мм;  $D_1 = 312$  мм;  $D_2 = 310$  мм;  $D_3 = 308$  мм;  $D_4 = 307$  мм;  $D_5 = 305$  мм;  $D_6 = 303$  мм;  $D_7 = 302$  мм;  $D_8 = 297$  мм.

Для построения антенны используются элементы диаметром 6–8 мм. Обе горизонтальные

траверсы выполнены из трубок легкого сплава квадратного сечения со сторонами по 20 мм. Сечение вертикальной штанги для крепления рефлекторов составляет 20×20 мм. Все элементы диаметром 6–8 мм проходят сквозь траверсы и связаны с ней гальванически (рис. 23.86).

Для настройки на минимум КСВ  $\approx 1,2$  промежутки между первым директором  $D_1$  и узлом двойного квадратного элемента в сборе с рефлектором должен быть регулируемым. Практические советы на эту тему даются в [5]. Экспериментальные оценки влияния рефлекторного полотна на усиление и диаграмму направленности отсутствуют.

### Литература к главе 24

- [1] Hoch, G.: Extrem lange Yagt-Antennen. UKW-Berichte 1/1982, S. 3–11.
  - [2] Oberender, O.: Die Zusammenschaltung von Yagi-Antennen zu Gruppen. Funkamateure 5/1982, S. 240–244.
  - [3] Hoch, G.: Optimale Stockung von Richtantennen. UKW-Berichte 4/1978, S. 235–241.
  - [4] Rothe, G.; Spindler, E.: Antennenpraxis. VEB Verlag Technik, Berlin, 1966.
  - [5] Weiner, K. (Hrsg.): UHF-Unterlage I/II, E.4.5.2. Der Doppelquad-Beam mit  $G = 15$  dB, S. 83–90. Weiner, Hof, 1980/89.
  - [6] Weiner, K. (Hrsg.): UHF-Unterlage I/II, E.4.5.1. Eine erweiterte Doppelquad, S. 81–82. Weiner, Hof, 1980/89.
  - [7] Weiner, K. (Hrsg.): UHF-Unterlage I/II, E.4.6.1. Der Doppelquad-Beam für 70 cm, S. 98–99. Weiner, Hof, 1980/89.
- Jessop, G. R.: VHF/UHF Manual, pp. 8.12–8.18. RSGB, Pottersbar, Herts, 1992.
- Kasper, H. W.: Optimum Stacking Spacings in Antenna Arrays. QST, April 1958, pp. 40–43.
- Kasper, H. W.: Array Design with Optimum Antenna Spacing. QST, November 1960, pp. 23–26.
- Roggensack, D.: Hybrid-Doppelquad-Antenne für VHF/UHF. Funktechnik 9/1974, S. 327–328.

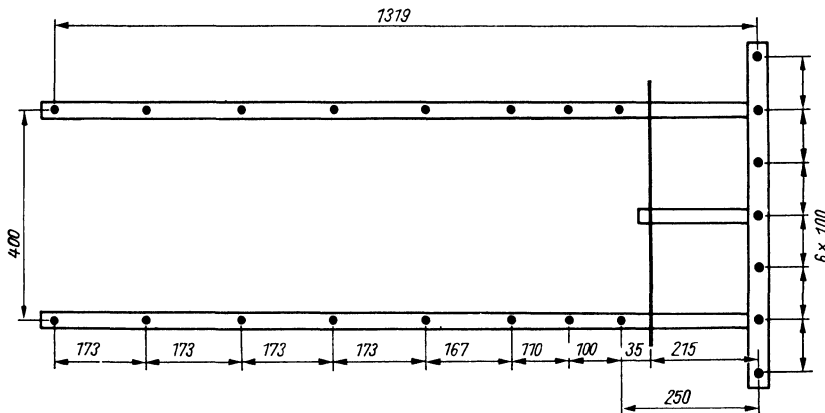


Рис. 24.39. Схема устройства остронаправленной антенны DL7KM диапазона 70 см по версии DB8NP

## 25. Антенны кругового излучения для УКВ и ДМВ диапазонов

Иногда желательно иметь круговой излучатель, то есть антенну, у которой диаграмма направленности в горизонтальной плоскости выглядит почти как правильная окружность.

Нетрудно изготовить УКВ круговой излучатель вертикальной поляризации, поскольку любой вертикальный полуволновый вибратор излучает радиоволны одинаково во все стороны по нормали к своей оси в горизонтальной плоскости. Подобные круговые излучатели вертикальной поляризации обычно используются для радиосвязи на транспорте и с любыми подвижными радиостанциями. В двухметровом любительском диапазоне также растет применение вертикальной поляризации, так как радиорелейные станции с частотной модуляцией сигнала строятся в расчете на круговое вертикально поляризованное излучение.

Гораздо труднее, а для радиолюбителя практически невозможно сконструировать антенну горизонтальной поляризации с диаграммой направленности в виде правильной окружности. Но идеальная круговая диаграмма в большинстве случаев попросту не нужна, поэтому круговым излучателем обычно называют антенну, которая по всем направлениям горизонтальной плоскости излучает более или менее хорошо, причем на горизонтальной диаграмме не должно быть нулевых точек или максимумов излучения.

### 25.1. Круговой УКВ излучатель вертикальной поляризации

Разрезной (прямой) полуволновый вибратор, петлевой вибратор или антенна типа Groundplane, будучи установлены вертикально, характеризуются круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости. Однако антенны такого типа в УКВ диапазоне не всегда позволяют добиться требуемого КПД. Прежде всего это

относится к вибраторам с центральным питанием, фидер которых должен прокладываться от входа антенны по горизонтали. При этом фидер влияет на свойства излучения, и чем выше частота, тем труднее согласовать кабель с излучателем без переходных звеньев. К тому же из-за асимметрии могут возникать поверхностные волны на коаксиальном кабеле фидера, что приводит к росту излучательных потерь и, как правило, к большей крутизне угла возвышения главного луча. Но требуется как раз «плоское» излучение волн, когда главный луч испускается в направлениях, близких перпендикуляру к излучателю. Таким образом, критерием выбора излучателя вертикальной поляризации служит способ его питания. В результате были созданы типы антенн, питание которых позволяло без особых затрат реализовать хорошее согласование и безупречное симметрирование, пользуясь преимущественно коаксиальным кабелем.

Круговым излучателем вертикальной поляризации простейшего типа является антенна Groundplane, популярная в КВ диапазонах. В областях УКВ и ДМВ она мало распространена среди стационарных установок. В автомобильном варианте четвертьволновый излучатель обычно работает по принципу антенны Маркони, причем металлические части автомобиля служат несовершенным противовесом. Такие типы антенн подробно описывались в разделах 19.2–19.4. В главе 28 приведены дополнительные сведения о мобильных антеннах. Эти разработки применяются также в УКВ и ДМВ диапазонах, достаточно лишь пересчитать размеры в соответствии с законом подобия и с учетом степени утолщения (рис. 19.8).

Еще одной разновидностью таких антенн являются излучатели переносных радиотелефонов, представляющие собой спиральные антенны с очень малым диаметром и мелким шагом витков спирали. Как и полуволновому излучателю, им свойственно

радиальное излучение. Промышленность выпускает множество разновидностей таких антенн, очень коротких и гибких. Геометрическая длина варианта для двухметрового диапазона приблизительно равна 200 мм ( $\approx 0,4\lambda/4$ ). Излучатель образован металлической спиралью в диэлектрической защитной оболочке из синтетики. На рабочей частоте КСВ можно свести к 1,2. У основания некоторых изделий имеется пара подстроечных конденсаторов, с помощью которых регулируется рабочая частота и устанавливается минимальный КСВ. Усиление, приведенное к полноразмерному четвертьволновому излучателю, составляет от  $-3$  до  $-6$  дБ.

Как известно, любой четвертьволновый излучатель нуждается в противовесе (радиальном или в виде сети заземления). Но антенна радиотелефона крепится на самом аппарате, представляющем собой весьма несовершенный противовес, отсюда дополнительные потери. Удобные и прочные портативные антенны используются только для ближней связи. Изготовить их самостоятельно проблематично, поскольку параметры сильно зависят от применяемых материалов.

### 25.1.1. Коаксиальная антенна

(А. В. Bailey – патент США № 2184729, 1937 г.)

Эта антенна (рис. 25.1) – УКВ вариант антенны с коаксиальным экраном (рис. 19.34), которая рассматривалась в разделе 19.4.2. Она хорошо служит круговым излучателем вертикальной поляризации для мобильных станций.

У коаксиального кабеля с возможно более толстой центральной жилой удаляют внешнюю оболочку, экран и диэлектрик на электрическую длину  $\lambda/4$  (точнее,  $0,97\lambda/4$ ), оставляя только голую внутреннюю жилу. Затем кабель продевают сквозь медную или латунную трубку с электрической длиной также  $\lambda/4$ , а экран кабеля припаивают к ней (рис. 25.1). Коэффициент укорочения этой трубки выбирается равным 0,95, так как с коаксиальным кабелем связана емкостная конечная нагрузка большей величины. Диаметр трубки произволен, но ее внутренний просвет должен быть достаточным для продевания кабеля.

По сути, это вертикальный полуволновый вибратор, нижний сегмент которого

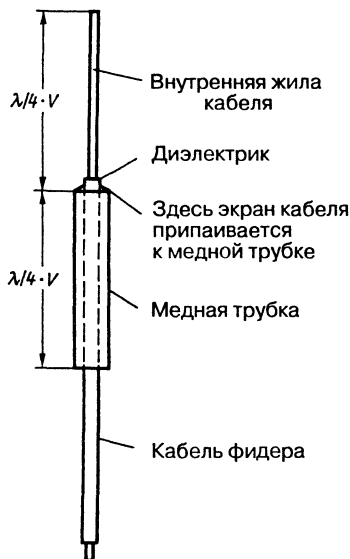


Рис. 25.1. Коаксиальная антенна

длиной  $\lambda/4$  одновременно образует четвертьволновый заградительный объемный контур для обеспечения симметрирования. Согласование и симметрирование почти идеальны. Поэтому коаксиальная антенна отличается малым углом возвышения главного луча и диаграммой направленности, близкой к правильной окружности.

Если механические нагрузки на конструкцию значительны, что всегда происходит с автомобильными антеннами, свободный отрезок внутренней жилы кабеля длиной  $\lambda/4$  рекомендуется заменить гибким металлическим штырем автоантенны или другим подходящим материалом.

### 25.1.2. J-образная антенна

Из рис. 19.12в видно, что вертикальный полуволновый излучатель по сравнению с четвертьволновым характеризуется меньшей шириной диаграммы направленности в вертикальной плоскости и усилением, большим на 1,7 дБ. Однако возбуждение вертикального полуволнового излучателя проблематично. Если запитать его в разрыве в средней части, как это делается с вибраторами горизонтальной поляризации, кабель фидера придется отводить от клемм питания по горизонтали на длину не менее

$\lambda/2$ , иначе не избежать рассогласований и грубых искажений диаграммы направленности. По этим же причинам с подобным вертикальным вибратором нельзя использовать вертикальные металлические или заземленные несущие конструкции, детали которых оказываются в поле его излучения. Монтаж на предельно длинной поперечине перед мачтой также не просто осуществить по механическим и электрическим причинам. Гораздо рациональней было бы подавать напряжение питания на нижний конец вибратора. Однако на него приходится максимум напряжения с входным сопротивлением в несколько тысяч Ом, зависящим от степени утолщения излучателя. Столь высокий импеданс надо привести к величине, отвечающей волновому сопротивлению предполагаемого кабеля.

Простейший способ согласовать сопротивления состоит в том, чтобы воспользоваться замкнутой четвертьволновой линией, что и приводит к появлению J-образной антенны, уже известной по рис. 19.37. На четвертьволновой линии из двух параллельных трубок, смонтированной на конце полуволнового излучателя, представлены все импедансы от нуля (короткозамкнутый конец) до нескольких тысяч Ом (разомкнутый конец). Сделав соответствующий отвод, можно согласовать любой кабель фидера. Расстояние между трубками равно 10–20 мм, и кабель легко укладывается в таком просвете. Электрически это расстояние и диаметр параллельных трубок обязательно выдерживать точно, но их длина должна быть равной  $\lambda/4$ . Короткозамкнутый конец заземляется, и вся антенна приобретает потенциал «земли». В результате при общей длине почти в 1,5 м получается самонесущая конструкция антенны двухметрового диапазона, когда и антенна, и несущая мачта образуют единое целое. Коэффициент укорочения  $V$ , который должен учитываться в расчетах размеров антенны, зависит от отношения  $\lambda/d$  излучателя (рис. 3.7).

Как показали практические опыты, в этом варианте J-образного исполнения невозможно добиться полного согласования кабеля питания. Причина состоит в том, что четвертьволновая линия из пары трубок сама излучает радиоволны, а на участке мачты под ней образуются стоячие волны. Для устранения недостатков четвертьволновую

линию нужно выполнить в виде коаксиального заграждающего объемного контура.

На рис. 25.2 представлен такой вариант J-образной антенны, улучшенный по своим механическим и электрическим свойствам [1]. Радиолобители часто неправильно называют ее антенной с заграждающим объемным контуром.

Свободный конец полуволнового отрезка имеет длину 960 мм у тонких антенных штырей (например, у телескопических антенн), а у толстых трубок диаметром от 10 мм и более его длина составляет 950 мм. Излучатель крепится к внутренней трубке контура резьбовым соединением или припаивается. При наличии подходящего материала возможно телескопическое соединение

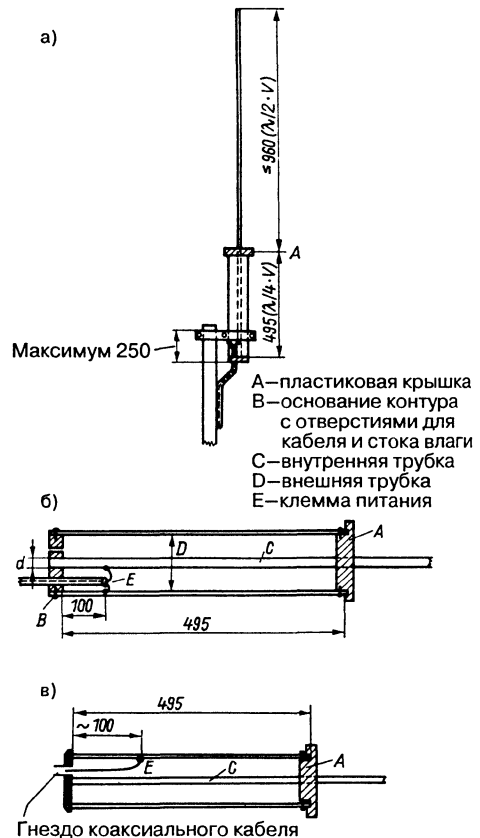


Рис. 25.2. J-образная антенна: а – устройство; б – эскиз заграждающего контура, в – подключение кабеля с подавлением поверхностных волн

внутренней трубки с излучателем. На рис. 25.2б показан вариант устройства четвертьволнового контура. Здесь все размеры, кроме внутренней длины 495 мм, можно изменять в зависимости от наличия тех или иных материалов. Целесообразно выбирать отношение  $D/d$  от 3:1 до 4:1 (например,  $D = 28$  мм,  $d = 8$  мм). Верхний незамкнутый конец контура закрывается круглой пластиковой крышкой А. Она центрирует внутренний проводник и предотвращает попадание влаги в полость контура. Дном контура служит круглая металлическая шайба, которая центрирует внутренний проводник и припаивается к нему. Через одно из отверстий в шайбе пропускается коаксиальный кабель, другое служит для стока конденсата и дождевой воды. Шайбы и крышки крепятся к внешней трубке тремя винтами каждая.

Перед сборкой контура внутренняя жила кабеля питания припаивается к внутреннему проводнику контура на 100 мм выше шайбы-основания. На той же высоте делается отверстие во внешней трубке и сквозь него пропускается проводник, конец которого припаян к экрану кабеля. При сборке, надвигая внешнюю трубку, этот проводник вытягивают до тех пор, пока оплетка экрана кабеля не пройдет через отверстие, к которому она припаяется после сборки. Только здесь допустима гальваническая связь оплетки с контуром.

К сожалению, прокладка фидера сквозь шайбу-основание контура без электрического контакта способствует появлению поверхностных волн. При таком включении экран кабеля соединен с внутренней стенкой контура, которая не имеет отношения к высокочастотной массе. Поэтому в соответствии с рис. 25.2в при установке гнезда коаксиального кабеля на шайбе-основании контура рекомендуется обеспечить надежный контакт экрана кабеля с шайбой (высокочастотной массой). В этом случае внутренняя жила кабеля соединяется с внутренней стенкой контура.

Внешняя и внутренняя трубки контура изготавливаются из меди или латуни. Подходят и стальные гладкостенные трубки, если их омеднить или хотя бы защитить от коррозии. Используя зажимную скобу для монтажа (рис. 25.2а), надо зафиксировать ее как можно ближе к шайбе-основанию контура. В крайнем случае

скоба должна располагаться в 250 мм от шайбы.

Для оптимизации согласования с любым коаксиальным кабелем следует подобрать наиболее благоприятное положение клеммы питания Е, а при необходимости слегка изменить длину свободного конца излучателя.

Разумеется, применение объемного заградительного четвертьволнового контура не ограничивается возбуждением вертикальных полуволновых излучателей с учетом требований по импедансу. Тот же контур может использоваться в разного рода директорных антеннах вертикальной поляризации. Поскольку в геометрическом центре свободного полуволнового элемента имеется минимум напряжения, сюда можно крепить металлическую поперечину и размещать на ней директоры и рефлекторы. Оптимальный отвод фидера Е в объемном контуре многоэлементных антенн лежит несколько дальше от точки короткого замыкания, чем у простой полуволновой вертикальной антенны. В любом случае наиболее благоприятное положение отвода определяется экспериментально с помощью рефлектометра.

### Ж-образная антенна для диапазона 2 м

В 1978 г. Джалд (G2BCX) описал Ж-образную антенну [2] под названием Slim-Jim (Jim, J-type Integrated Matching stub – Ж-образная со встроеным согласующим шлейфом). Речь идет о петлевом вибраторе, который питается с одной стороны через четвертьволновую линию. Устройство на рис. 25.3 рассчитано на двухметровый диапазон. Эта антенна исследовалась и модифицировалась в университете г. Салоники с использованием метода моментов. Новая версия антенны MSJ (Modified Slim Jim) описана в [3].

### Питание

Есть несколько вариантов питания Ж-образной антенны.

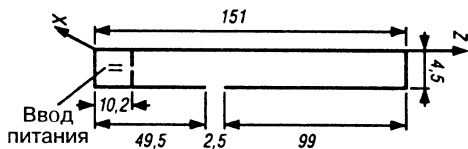


Рис. 25.3. Ж-образная антенна для диапазона 2 м

### Параллельное питание

Параллельное питание [2, 3] менее целесообразно вследствие поверхностных волн в фидере. Из-за них приходится применять симметрирующее устройство (симметрирующую или загорающую цепочку); к тому же антенну труднее настраивать. Бенш (DL4KCJ, ранее DC8AZ) предложил питать антенну через Г-образное согласующее устройство непосредственно на излучателе [4].

### Последовательное питание

Этот способ питания без отвода непосредственно на нижнем конце четвертьволновой линии известен с 1981 г. [5]. Заметно улучшается изоляция отвода по высокой частоте, несколько расширяется полоса частот. Антенна в меньшей степени зависит от внешних условий и легче настраивается.

### Магнитное питание

Питание с использованием петли индуктивной связи в J-образной антенне было предложено W6DTV [7].

Простая J-образная антенна для двухметрового диапазона представлена в [8].

Эта антенна работает также на третьей гармонике в диапазоне 70 см при малом КСВ.

### J-образная антенна на плоском кабеле для двухметрового диапазона

Упрощенная J-образная антенна состоит из плоского УКВ кабеля с волновым сопротивлением 240–300 Ом. Первая публикация об этом появилась в марте 1981 г. в журнале QST, где сообщалось об азростатной антенне для 80-метрового диапазона. Возможны три варианта J-образной антенны на плоском кабеле.

#### Верх разомкнут

Вариант, при котором верхний конец плоского кабеля остается незамкнутым, наиболее популярен. VE2CV привел данные о такой антенне в [9]. По его сведениям, коэффициент укорочения  $V$  равен 0,965 для излучателя, откуда следует оценка длины  $0,965\lambda/2 = 0,483\lambda$ . Здесь коэффициент укорочения плоского кабеля не играет роли. Для четвертьволновой линии автор публикации приводит величину коэффициента укорочения  $V = 0,83$ , тогда ее длина составит

$0,83\lambda/4 = 0,208\lambda$ . По мнению радиолюбителя, отвод надо делать на расстоянии  $0,014\lambda$  от закороченного конца.

#### Верх замкнут

Информации о размерах такой антенны привел DL2RSX (ранее Y23RD) в 1986 г. [11]. DL7VS опубликовал неверные данные о значениях длины полуволнового излучателя и четвертьволновой линии [12].

#### Особый вариант

В этом варианте проводник, параллельный излучателю, удаляется. Первая публикация появилась в ноябре 1981 г. в журнале CQ.

На рис. 25.4 представлена схема и размеры J-образной антенны на плоском кабеле для двухметрового диапазона.

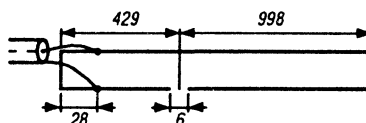


Рис. 25.4. J-образная антенна на плоском кабеле для диапазона 2 м

Для частоты 145 МГц длина антенны составляет 1427 мм. Полуволновый излучатель имеет длину 998 мм, а четвертьволновая линия равна 429 мм. Чтобы входное сопротивление равнялось 50 Ом, коаксиальный кабель должен подключаться на расстоянии 28 мм от нижнего конца плоского кабеля.

В диапазоне 2 м величина КСВ не должна превышать 1,5. По своим механическим свойствам антенна является вспомогательной и используется для работы с переносной аппаратурой. При благоприятных погодных условиях она почти не уступает по эффективности обычной J-образной антенне, выполненной в виде жесткой конструкции. Более того, она намного превосходит спиральную антенну радиотелефонов. На практике ее можно приклеить к деревянной планке или прикрепить к мачте.

### 25.1.3. Вертикальная антенна длиной $5\lambda/8$

При удлинении штыревой антенны вертикальной поляризации сверх  $\lambda/2$  на вертикальной диаграмме появляется второй

лепесток с большим углом возвышения и одновременно усиливается главный лепесток с малым углом. Пологое излучение становится максимальным при длине излучателя  $5\lambda/8$  (рис. 19.12г). С дальнейшим удлинением излучателя главный лепесток диаграммы вновь убывает, а второй лепесток продолжает расти. Вертикальному штырю длиной  $5\lambda/8$  свойствен минимальный угол возвышения, который не может быть достигнут простой вертикальной антенной. Одновременно ширина вертикальной диаграммы направленности уменьшается по сравнению с вертикальным полуволновым излучателем, откуда и возникает усиление 1,37 дБ, приведенное к полуволновой вертикальной антенне. Для антенны длиной  $5\lambda/8$  часто указывают усиление 3 дБ, но это оценка относительно четвертьволновой вертикальной антенны (антенны Маркони), что также следует из табл. 3.1. Для практических нужд доказательность таких оценок усиления невелика, так как они сделаны для чисто теоретических согласованных вертикальных антенн без потерь над идеальным грунтом. Их можно использовать только для сопоставлений, особенно если известна диаграмма направленности, представленная на рис. 19.12. Фактически всегда имеют место потери в земле, из-за чего излучение в главном лепестке изменяется с расстоянием. Вблизи грунта напряженность поля убывает пропорционально квадрату расстояния. Этот эффект тем сильнее, чем выше частота и чем хуже проводимость грунта.

Однако  $5\lambda/8$  не является резонансной длиной. Поэтому излучатель такой длины следует нарастить до электрической длины  $3\lambda/4$ , подключив к нему индуктивность. Длина  $\lambda/4$ , которой не хватает для соблюдения условий волнового резонанса, обеспечивается за счет радиальных противовесов подобно тому, как это делается с антеннами типа Groundplane.

На рис. 25.5 показана схема излучателя длиной  $5\lambda/8$  для двухметрового диапазона. Общая протяженность вертикальной части равна 1215 мм, четыре радиальных противовеса – по 490 мм. Удлиняющая катушка, навитая на непроводящий участок диаметром 8 мм, образована 11 витками проволоки толщиной 1,6 мм. Витки катушки равномерно распределяются на отрезке 38 мм.

Резонансную частоту регулируют путем смещения витков катушки; ее можно

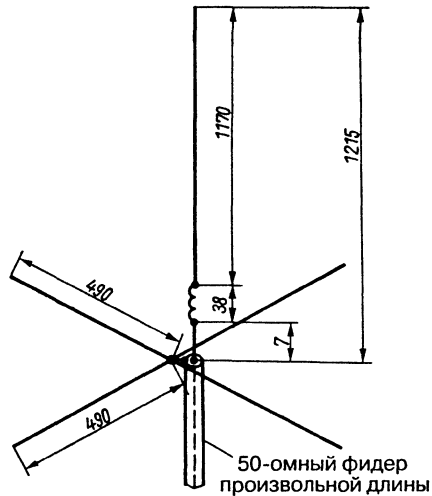


Рис. 25.5. Излучатель длиной  $5\lambda/8$  для диапазона 2 м

варьировать в еще большей степени, удаляя или добавляя витки. Проводник антенны рекомендуется крепить на штырь («удилище») из полиэфирной смолы, армированной стекловолокном. Витки удлиняющей катушки прямо наматываются на такой штырь. Все размеры для антенны двухметрового диапазона представлены на рис. 25.5. Конструкция особенно удобна для работы в мобильном режиме.

Дополнительные сведения о вертикальной антенне длиной  $5\lambda/8$  содержатся в разделе 19.4.1. Рис. 19.27 иллюстрирует широкие возможности согласований.

В промышленности различные модификации таких антенн выпускаются прежде всего для мобильных применений. При этом удлиняющую катушку обычно делают в виде гибкого спирального основания антенны.

#### 25.1.4. Многоэтажный круговой излучатель вертикальной поляризации

Полуволновые элементы могут быть расположены поэтажно в виде вертикального вибраторного ряда. Круговое излучение в горизонтальной плоскости при этом сохраняется, а ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости уменьшается, следовательно, возрастает усиление,



приведенное к одиночному вертикальному полуволновому вибратору. Одновременно предполагается синфазность возбуждения всех полуволновых элементов вертикального вибраторного ряда (раздел 13.1).

В качестве примера на рис. 25.6 показан такой ряд из трех синфазно возбуждаемых полуволновых элементов для работы в диапазоне 2 м. Антенна имеет центральное питание, ее следует размещать на деревянной мачте. При вертикальной поляризации вертикальная металлическая мачта вызывает нежелательные взаимовлияния и потери излучения. По тем же причинам на деревянной мачте не должно быть обычно провода заземления. Фидер нужно горизонтально отвести от мачты на длину не менее  $\lambda/2$ , иначе появятся искажения

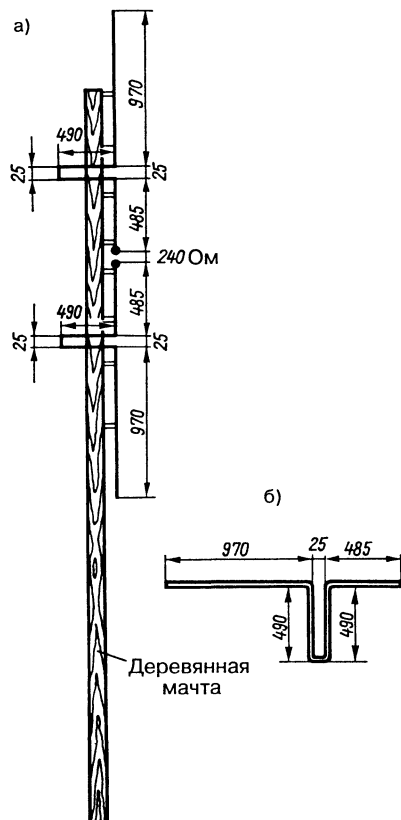


Рис. 25.6. Вертикальный вибраторный ряд из трех элементов для диапазона 2 м: а – схема устройства; б – шаблон для выгибания половинки антенны

диаграммы направленности и не удастся устранить стоячие волны на согласованном фидере.

Синфазное возбуждение полуволновых секций осуществляется с помощью промежуточных четвертьволновых элементов, разворачивающих фазу на  $180^\circ$ . На короткозамкнутые концы этих линий приходится минимумы напряжения, поэтому их можно располагать прямо на мачте. Для упрощения монтажа линиям придают кольцевую форму. Элементы крепятся на деревянной мачте через изоляторы-распорки. При размещении изоляторов в геометрических центрах полуволновых элементов с минимумом напряжения качество изоляторов не играет особой роли.

Для изготовления элементов хорошо подходит алюминиевая грозозащитная проволока диаметром 8–10 мм. Паре отрезков проволоки длиной по 2,46 м придают такую форму, чтобы верхняя и нижняя половинки антенны образовали единое целое (см. рис. 25.6б). Тем самым обеспечиваются жесткость конструкции, отсутствие коррозионно опасных соединений и простота крепления на несущей мачте.

Входное сопротивление антенны составляет около 240 Ом. Целесообразно подключить полуволновый шлейф и питать систему по коаксиальному кабелю. Благодаря уменьшению ширины вертикальной диаграммы направленности усиление достигает 3,2 dBd. Ряд из четырех полуволновых коллинеарных элементов на рис. 25.7 отличается от трехэлементного варианта способом питания. Поскольку вход антенны в геометрическом центре системы является высокоомным, там в лучшем случае можно было бы подключать на прямую настроенный фидер. Но поскольку на короткозамкнутой четвертьволновой линии имеют место любые импедансы от максимального до нулевого, на поверхности проводника можно найти точки, где импеданс соответствует волновому сопротивлению фидера. В данном случае точка подключения симметричного 240-омного фидера ХХ находится на расстоянии 75 мм от короткозамкнутого конца линии. Для этой антенны также рекомендуется питание через систему симметрирующего шлейфа и коаксиального кабеля.

Расчетное усиление этой коллинеарной четырехэлементной антенны составляет 4,3 dBd. При ее разработке и монтаже

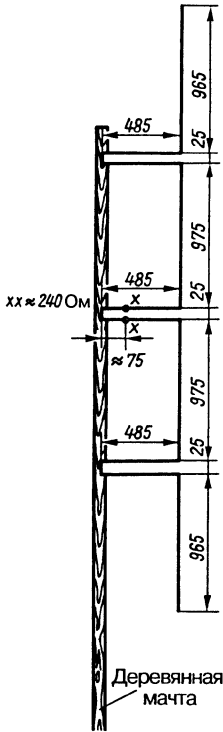


Рис. 25.7. Вертикальный вибраторный ряд из четырех элементов для диапазона 2 м

следует учитывать указания относительно трехэлементного варианта.

У данной и следующей пятиэлементной антенны внешние полуволновые элементы имеют несколько меньшие размеры, чем внутренние. Это связано с влиянием концевых емкостей, которому внешние элементы подвергаются сильнее внутренних, и потому должны быть укорочены в большей степени.

Усиление пятиэлементного вибраторного ряда (рис. 25. 8) достигает 5,2 dBd исключительно за счет сужения вертикальной диаграммы направленности. По способу возбуждения этот круговой излучатель соответствует трехэлементному варианту антенны (рис. 25.6). Однако если к центральному входу прямо подключить 240-омный фидер, как показано на рис. 25.6, придется смириться с величиной КСВ, равной двум. Поэтому между входом антенны и фидером включают слегка удлиненный четвертьволновый трансформатор с волновым

сопротивлением около 330 Ом, что снижает КСВ до 1,1. При этом предполагается, что диаметр полуволновых элементов не выходит за пределы 3–9 мм. Четыре замкнутых четвертьволновых шлейфа делаются из проволоки диаметром от 2 до 6 мм. Напротив, у согласующего трансформатора на входе антенны необходимо как можно точнее соблюсти отношение расстояния между осями проводов к их диаметру, равное 8:1, так как от него зависит волновое сопротивление. Это значит, что при расстоянии 25 мм, указанном на рисунке, диаметр провода должен быть около 3 мм. При выборе другого расстояния, что вполне допустимо, необходимо изменить и диаметр провода в указанной пропорции.

Рациональный вариант монтажа антенны представлен на рис. 25.8б. Как показано на рисунке, замкнутым четвертьволновым шлейфам без всякого ущерба можно придавать кольцевую форму и привинчивать замкнутые концы прямо к мачте. При этом диаметр кольца составляет около 160 мм, что обеспечивает механическую стабильность и компактность конструкции.

### Вертикальные вибраторы перед металлической мачтой

Поэтажное расположение вертикальных вибраторов вовсе не является идеальным решением по механическим и электрическим свойствам. На деревянной мачте нельзя прокладывать провод заземления, а это затрудняет грозозащиту. Даже если фидер проложен от входа питания вдоль горизонтального отрезка на расстояние более  $\lambda/2$ , его индуктивная связь с вибраторами полностью не устраняется. Поэтому при изготовлении подобных вертикальных антенн в промышленных конструкциях ориентируются на металлические опорные устройства как на более стойкие. Кроме того, здесь требуется довольно значительная длина мачты, поскольку вертикальные вибраторы должны располагаться на высоте не менее  $5\lambda$  в свободном пространстве.

При установке вертикального полуволнового вибратора перед отвесной металлической мачтой его электрические свойства изменяются по сравнению с вибратором, находящимся в свободном пространстве. Это обусловлено более или менее сильной связью между вибратором и мачтой. Влиянию подвержены, в первую очередь, диаграмма направленности и входное сопротивление вертикального вибратора, причем

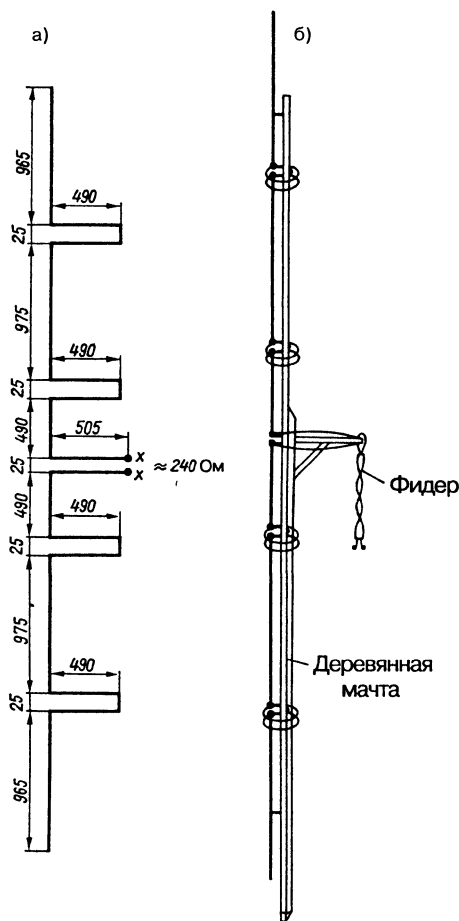


Рис. 25.8. Вертикальный вибраторный ряд из пяти элементов для диапазона 2 м:  
а – размеры антенны; б – вариант исполнения

по-разному – в зависимости от расстояния между вибратором и мачтой, а также от ее диаметра. Все это поддается лишь приближительным расчетам.

Проводя опыты, Y23RD детально исследовал поведение петлевого вибратора, вертикально смонтированного на разных расстояниях перед металлической мачтой диаметром 50 мм ( $0,024 \lambda$ ). На частоте 145 МГц, что соответствует резонансной частоте петлевого вибратора, были получены диаграммы направленности в горизонтальной плоскости  $H$  с более или менее заметными отступлениями от круговой формы (рис. 25.9). Весьма приблизительно их можно

представить в виде диска с центром, смещенным на 4–5 дБ относительно центра излучения. Нетрудно заметить, что отступление от круговой диаграммы уменьшается с приближением вибратора к мачте. Одновременно падает входное сопротивление петлевого вибратора. В процессе измерений входное сопротивление составляло: при изменении расстояния  $a$  от  $0,25 \lambda$  до  $0,1 \lambda$  – 240 Ом; при  $a = 0,034 \lambda$  оно упало до 75 Ом; при  $a = 0,024 \lambda$  – до 50 Ом.

С усилением связи петлевого вибратора с мачтой резонансная частота также снижалась, то есть по мере их сближения петлевой вибратор становился электрически длиннее. В данном случае резонансная частота с расчетных 145 МГц упала до 141 и 140,5 МГц при  $a = 0,034 \lambda$  и  $a = 0,024 \lambda$  соответственно.

Результаты измерений относятся к случаю, когда симметричный вход петлевого вибратора согласован с несимметричным фидером (допустим, с помощью трансформатора в виде шлейфа ЕМ1, описанного в разделе 7.3.3). Попытка возбуждения без симметрирующего трансформатора дала неудовлетворительные результаты. При той же конфигурации входное сопротивление петлевого вибратора оказалось существенно более высокоомным, а на работу самого устройства стали сильно влиять окружающие объекты из-за разнообразных связей обеих половин антенны с мачтой.

Воздействие вертикальной мачты на электрические свойства смонтированного перед ней вибратора и вертикальной поляризации сохраняется и в случае вибраторного ряда (раздел 13.1). При этом можно поступать так, как показано на рис. 25.6–25.8, то есть расположить полуволновые элементы без промежутков в виде вертикального вибраторного ряда и возбуждать их синфазно, питая в центре ряда. Если же разместить вибраторы на определенном расстоянии друг от друга (рис. 13.16), усиление возрастет в зависимости от межэтажных промежутков. Теоретические сведения относительно усиления коллинеарных вертикальных антенн опубликовал, в частности, VE2CV [14].

Устройство кругового излучателя вертикальной поляризации, состоящего из четырех поэтажно расположенных полуволновых вибраторов с межцентровыми расстояниями  $S$  по  $0,75 \lambda$ , показано на рис. 25.10. Данная антенна, разработанная и

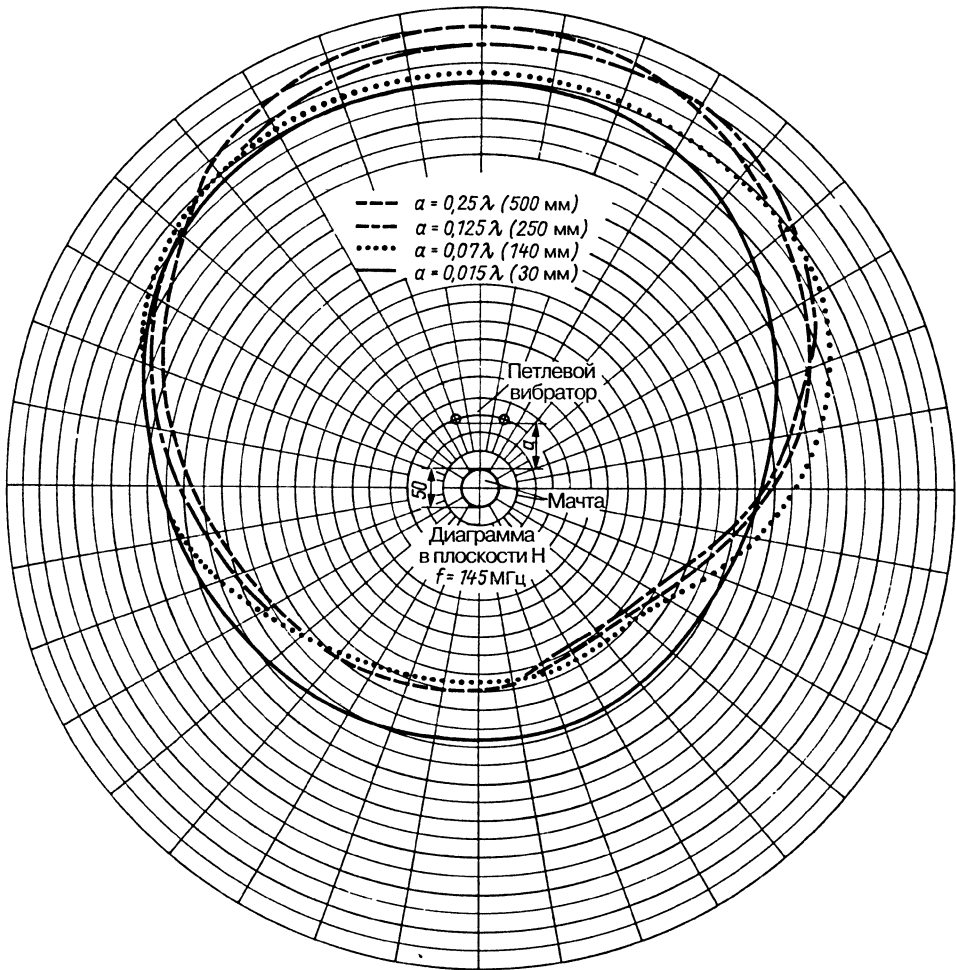


Рис. 25.9. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости H вертикального петлевого вибратора по данным Y23RD

исследованная Y23RD, рассчитана на частоту 145,4 МГц и особенно эффективна в качестве передающей антенны радиорелейной ЧМ станции.

Просвет  $a$  между полуволновым вибратором и металлической мачтой составляет 454 мм (соответствует  $0,22\lambda$ ), межэтажное расстояние  $S$  между центрами вибраторов равно 1500 мм ( $0,75\lambda$ ), а промежутки между соседними концами вибраторов составляют по 548 мм ( $\approx 0,26\lambda$ ). Вибраторный ряд возбуждается синфазно по коаксиальному кабелю. Преобразование симметрии (симметричный

вибратор – асимметричный коаксиальный кабель) осуществляется посредством шлейфов ЕМІ (раздел 7.3.3).

Устройство вибратора вместе со шлейфами ЕМІ показано на рис. 25.10б. Материалом для изготовления элементов и шлейфов ЕМІ служит алюминиевая трубка квадратного сечения  $22 \times 22$  мм. Концы шлейфов ЕМІ приварены к зажимным скобам мачты, так что все металлические детали антенны заземлены. Для обеспечения жесткости и изоляции средние части вибраторов заделаны в блоки из эпоксидной смолы.

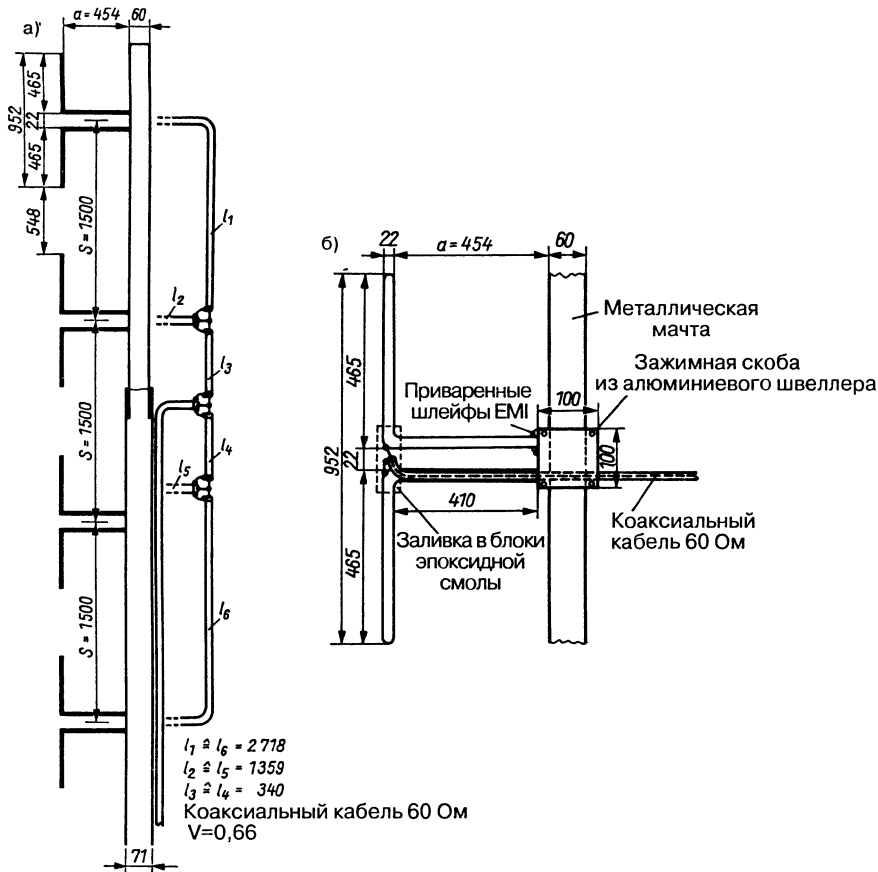


Рис. 25.10. Вертикальный вибраторный ряд из четырех поэтажно расположенных полуволновых вибраторов: а – устройство и схема возбуждения; б – детали вибратора со шлейфом ЕМИ

Все диполи рассчитаны на резонансную частоту 145,4 МГц, их входные сопротивления составляют по 60 Ом. Кабельные соединения и фидер выполнены из одинакового коаксиального кабеля с коэффициентом укорочения  $V = 0,66$ . Отрезки  $l_1$  и  $l_6$  имеют электрическую длину по  $2\lambda$ , а электрическая длина отрезков  $l_2$  и  $l_5$  составляет по  $1\lambda$ . В точках подключения  $l_1$  включен параллельно  $l_2$ , а  $l_5$  – параллельно  $l_6$ . Поэтому импеданс в каждой из точек равен 30 Ом. Далее следуют четвертьволновые трансформаторы  $l_3$  и  $l_4$  с волновым сопротивлением 60 Ом. По формуле (6.6) рассчитывается  $Z_E$ :

$$Z_E = \frac{Z^2}{Z_A} = \frac{60^2}{30} = \frac{3600}{30} = 120 \text{ Ом.}$$

Оба четвертьволновых трансформатора включены параллельно центральному входу, благодаря чему входное сопротивление системы составляет 60 Ом. Необходимо обеспечить синфазное возбуждение всех вибраторов, для чего экраны всех отрезков кабелей должны соединяться с верхними половинками вибраторов, а внутренние жилы – с нижними (или наоборот: экраны – с нижними, внутренние жилы – с верхними).

Как показали измерения, диаграмма направленности в плоскости Н по своей форме очень близка диаграмме одиночного вибратора на расстоянии  $0,25\lambda$  от мачты (пунктир на рис. 25.9). Расчетное усиление достигает 9 дБ в преимущественном направлении, убывая в минимуме до 2 дБ. Ширина диаграммы направленности в

вертикальной плоскости (плоскость E) составила  $16^\circ$ . Благодаря широкополосному питанию антенна, рассчитанная на частоту 145,4 МГц, обладает широкой полосой пропускания  $\pm 5$  МГц, что облегчает согласование. На частоте 145,4 МГц наблюдалось идеальное согласование при КСВ = 1,0. При изменении частоты в пределах  $\pm 1$  МГц КСВ не превышал 1,15, а в пределах  $\pm 5$  МГц оставался меньше 1,5. Как подчеркивает Y23RD, хорошие электрические параметры антенны реализуются, только если она удалена от земли не менее чем на  $10 \lambda$  и находится в свободном пространстве.

### 25.1.5. Многоэтажный излучатель длиной $5\lambda/8$

Два коллинеарных синфазно возбуждаемых излучателя вертикальной поляризации длиной  $5\lambda/8$  могут быть настроены как излучатели длиной  $5\lambda/4$  или  $1,25 \lambda$ . Вообще говоря, такие антенны (их электрические характеристики были описаны в разделе 11.6) известны как удлинённый двойной «Цеппелин». Теоретически диаграмма направленности в плоскости H является круговой, но она искажается под влиянием несущей мачты и фидера (см. раздел. 25.1.4). WB0QH описывает в [15] удлинённый двойной «Цеппелин» вертикальной поляризации с концевым питанием для диапазона 2 м, смонтированный на расстоянии 0,20  $\lambda$  перед решетчатой опорой. Речь идет о варианте с концевым питанием и фазовращательным элементом в середине излучателя (рис. 25.11), который одновременно поддерживает удлинение обоих сегментов излучателя с геометрической длины 0,64  $\lambda$  до электрической длины 0,75  $\lambda$ . Материалом этой короткозамкнутой линии из параллельных проводов служит алюминиевая проволока диаметром 3–4 мм. Ее электрическая длина равна 0,11  $\lambda$ , благодаря чему обе половины излучателя длиной по 0,64  $\lambda$  настраиваются на  $3\lambda/4$  резонанс.

В данном случае питание осуществляется через короткозамкнутую четвертьволновую линию, подключенную к нижнему концу излучателя, на которой можно найти место с требуемым импедансом. Например, для 50 Ом место подключения находится в 100–115 мм от короткозамкнутого конца. При использовании коаксиального кабеля понадобится применять симметрирование.

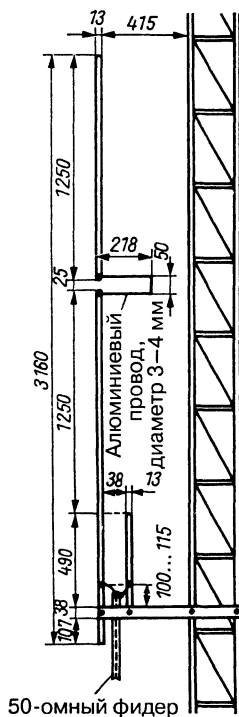


Рис. 25.11. Устройство и размеры удлинённого двойного «Цеппелина», рассчитанного на двухметровый диапазон и установленного перед решетчатой мачтой

Если опорой служит металлическая мачта, концевое возбуждение в стиле J-образной антенны становится нерациональным и лучше перейти к центральному питанию. Тогда отпадает надобность в четвертьволновом элементе, и фидер подключается к отводу центральной линии из параллельных проводов [14]. Дополнительные сведения о центральном питании приводятся в разделе 11.6.

В свободном пространстве усиление такого устройства составляет 3 dBd. Если смонтировать его на расстоянии 0,2  $\lambda$  от металлической мачты, она сработает как рефлектор, и усиление возрастет на 1–1,5 дБ в преимущественном направлении и соответственно уменьшится в противоположном.

### Антенна Ringo Ranger

Под таким названием известна антенна кругового излучения, выпускаемая промышленностью. Она также является удлинённым

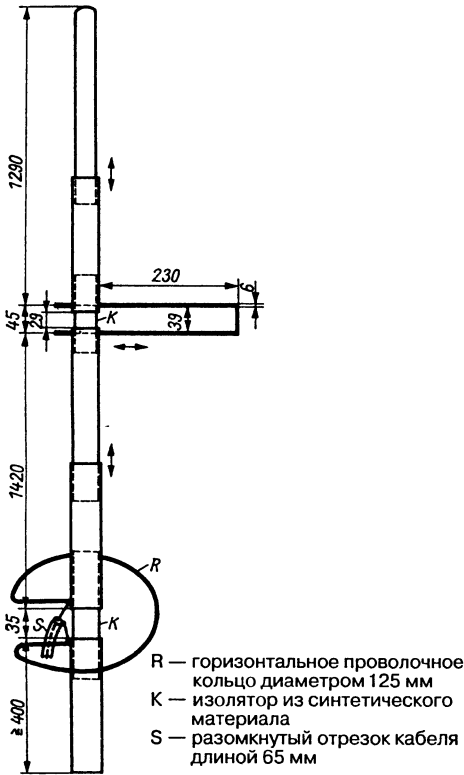


Рис. 25.12. Устройство антенны Ringo Ranger на 145 МГц

двойным «Цепелином» с концевым питанием (рис. 25.12).

Непросто описать согласование этой антенны посредством кольцевого проводника. Вероятно, здесь должен иметь место параллельный резонансный контур, настроенный на частоту 145 МГц и образованный кольцевым проводником в сочетании с разомкнутым коаксиальным кабелем. По ориентировочным расчетам его отрезок должен обладать емкостью около 5 пФ, а индуктивность проволочного кольца близка 0,24 мкГн. Сходство с возбуждением антенны для «охоты на лис» (раздел 11.2) очевидно. Величину импеданса, отвечающую волновому сопротивлению фидера, находят, подбирая положение отвода на кольцевом проводнике.

Излучатель имеет телескопическую конструкцию. Диаметр трубки в нижней части равен 12 мм, в средней и верхней — по 10 и

7 мм соответственно. Сдвигая или раздвигая антенну, нетрудно изменять длину отдельных сегментов. Электрическая длина линии из параллельных проводов равна  $0,11 \lambda$ , она может механически регулироваться. Антенне также свойственны усиление 3 dBd и приемлемая круговая диаграмма направленности в плоскости Н.

### Антенна ISOPOLE

Антенна ISOPOLE также была разработана в промышленности и представляет собой электрически улучшенный вариант удлиненного двойного «Цепелина» для работы в режиме вертикального излучателя. Она описана в [16] как антенна стационарной радиостанции в виде вертикальной коаксиальной антенны с центральным питанием и двойной развязкой на объемном загораживающем контуре (рис. 25.13).

Излучающий сегмент антенны ISOPOLE имеет длину  $2 \times 5\lambda/8$  (точнее,  $1,28 \lambda$ ). Посередине излучателя включена LC-цепочка, согласующая антенну с коаксиальным кабелем фидера. Нижняя половина излучателя с первым конусом действует как коаксиальный противовес длиной  $5\lambda/8$ , благодаря чему формируется существенно синфазное распределение тока на рис. 25.13в. Оба

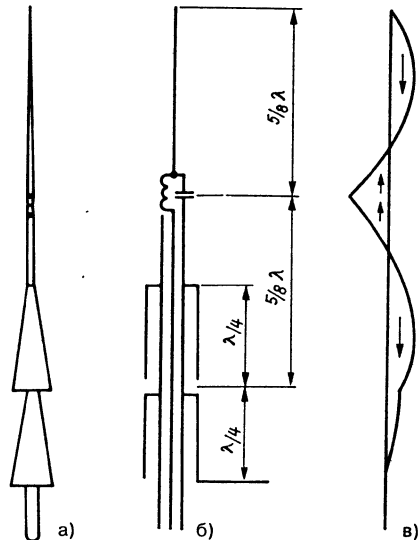


Рис. 25.13. Устройство и принцип действия кругового излучателя ISOPOLE (по [7]): а — внешний вид; б — принцип действия; в — распределение тока

конуса длиной по  $\lambda/4$  обеспечивают развязку фидера и мачты. Путем сравнительных измерений было установлено, что у антенны без развязки длиной  $2 \times 5\lambda/8$  главный лепесток вертикальной диаграммы направлен под большим углом, так что двойная развязка антенны ISOPOLE надежно устраняет этот недостаток. Способ развязки с помощью объемного заграждающего контура запатентован (Н. О. Roosenstein – германский патент № 866680, 1938 г.).

Изготовитель не приводит точных сведений об усилении, но можно предполагать, что оно равно 3 dBd. Антенна ISOPOLE, рассчитанная на частоту 146 МГц, характеризуется частотным интервалом  $\pm 4$  МГц, в котором величина КСВ не превышает 2.

### 25.1.6. Антенна DDRR на частоту 145 МГц

Эта антенна была описана в разделе 19.6.1 как коротковолновая, но ее можно построить и для работы в УКВ диапазонах в виде кругового излучателя вертикальной поляризации. Вариант для двухметрового диапазона (рис. 19.64) характеризуется следующими размерами:  $D = 160$  мм;  $H \geq 15$  мм;  $A = 10$  мм;  $d = 5-10$  мм и  $C_1 = 5$  пФ.

Это всего лишь приближенные значения, но в совокупности, благодаря широкополосности излучателя, они не критичны. Оптимальное место подключения внутренней жилы кабеля питания определяется опытным путем. Разрабатывая вариант для двухметрового диапазона, не стоит экономить на плите заземления: чем больше диаметр противовеса, тем меньше угол возвышения главного луча. Поэтому нелишне иметь диск-противовес диаметром не менее

500 мм. Данные из раздела 19.6.1 применимы соответственно и к двухметровому варианту антенны.

### 25.1.7. Дисконусный широкополосный круговой излучатель

Дисконусная антенна – это еще один круговой излучатель вертикальной поляризации с питанием по образцу коаксиальной антенны, отличающийся особой широкополосностью (рис. 25.14). Он уже был подробно описан среди особых типов КВ антенн в разделе 19.7.2. Все технические данные, относящиеся к такой антенне, применимы и к ее вариантам для УКВ и ДМВ диапазонов. В диапазоне УКВ в основном используется каркасная конструкция (рис. 19.686), тогда как на дециметровых волнах больше применяют классический полноразмерный конус.

Дисконусный излучатель, изображенный на рис. 25.14, питается напрямую через 50-омный коаксиальный кабель, а его частотная область при указанных размерах простирается от 144 до 600 и более мегагерц, охватывая диапазоны 2 м и 70 см.

Конус выполнен из медного листа, выгнутого в форме воронки. Диск также изготавливают из любого листового металла, толщина которого никак не влияет на электрические свойства антенны. Фидер прокладывается снизу через раскрыв конуса, а экран фидера припаивают к его вершине. На расстоянии около 100 мм от вершины центральная жила кабеля соединяется с центром горизонтального диска. Он обязательно крепится к конусу через соответствующие изоляторы. Конечно, здесь также

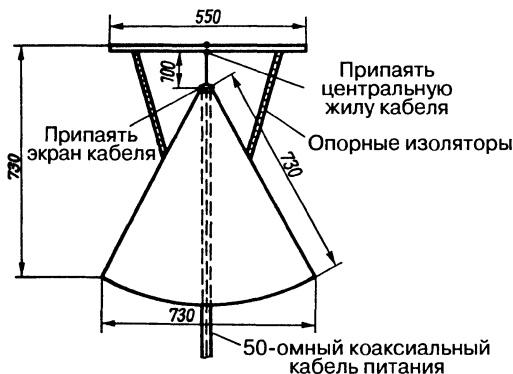


Рис. 25.14. Дисконусная антенна



может применяться каркасная конструкция антенны из металлических прутков или трубок (рис. 19.68б). Она легче, дешевле и отличается меньшей парусностью по сравнению с массивной конструкцией из листового металла. Достаточно использовать восемь прутков, причем без изменения размеров.

При изготовлении дисконусной антенны для других областей частот ее размер  $D$  устанавливается по рис. 25.15 равным для  $1/3$  наибольшей рабочей длины волны, тогда как диаметр верхней части в виде диска должен составлять  $0,7 D$ . При таких условиях можно рассчитывать на область частот с отношением пределов  $1:8$ , но на практике довольствуются отношением  $1:4$ , так как выше четырехкратного предела частоты диаграмма направленности изменяется слишком значительно. В пределах указанной области частот величина КСВ не превышает  $1,5$ , но наблюдается изменение угла возвышения с частотой в максимуме диаграммы направленности. Дополнительные сведения об антенне приведены в разделе 19.7.2.

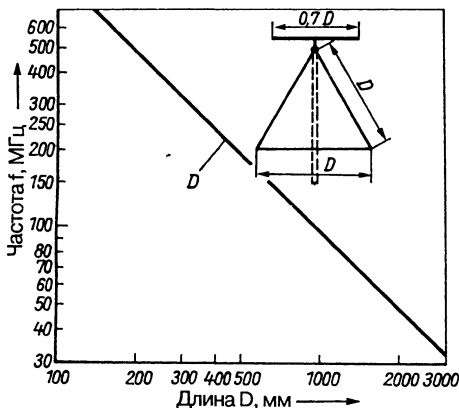


Рис. 25.15. График для определения размера  $D$  дисконусного излучателя в зависимости от минимальной рабочей частоты  $f$  (в мегагерцах)

## 25.2. УКВ и ДМВ круговые излучатели горизонтальной поляризации

Антенна горизонтально поляризованного кругового излучения требует определенных усилий, когда необходимо получить

диаграмму направленности в форме правильной окружности. Если не обращаться к многотажным системам и прочим комбинациям излучателей, круговая диаграмма направленности всегда дается ценой потерь относительно главного луча вибратора.

Как известно, прямой вибратор уже является направленной антенной, излучающей преимущественно перпендикулярно своей продольной оси (диаграмма в виде восьмерки) и обладающей ярко выраженными нулевыми точками на диаграмме. Если всю доступную мощность равномерно распределять по всем направлениям в горизонтальной плоскости, ясно, что такое распределение ляжет нагрузкой на главный луч, за счет мощности которого будут заполняться минимумы диаграммы. Поэтому о потерях можно говорить только в переносном смысле.

### 25.2.1. Кольцевой вибратор

(L. M. Leeds, M. W. Scheldorf – патент США № 2324462, 1941 г.)

Кольцевой вибратор – это очень изящный горизонтальный кольцевой излучатель, который также называют гало-антенной (Halo, Halfwave Loop – полуволновая петля). Применяют кольцевой вибратор преимущественно в автомобильных радиостанциях. Из рис. 25.16 видно, что речь идет о полуволновом вибраторе, оба плеча которого изогнуты в горизонтальной плоскости так, что образуется незамкнутое кольцо. Если кольцевую антенну превратить в четырехугольную со сторонами по  $\lambda/2$ , получим антенну, известную как Squalo (Square Loop – квадратная петля).

Впрочем, форма горизонтальной диаграммы направленности горизонтального кольцевого вибратора ближе к эллипсу, а не к окружности. Усиление гало-антенны относительно прямого вибратора по его главному лучу составляет 3 дБ, а в минимумах по нормали к нему – 6 дБ.

На рис. 25.16 показан кольцевой вибратор для диапазона 2 м со всеми необходимыми размерами и гамма-согласованием, которое обеспечивает соответствие подключаемого 50- или 75-омного коаксиального кабеля импедансу антенны и избавляет от необходимости устраивать разрыв вибратора на входе антенны, что способствует механической стабильности конструкции. Экран коаксиального кабеля соединяется с

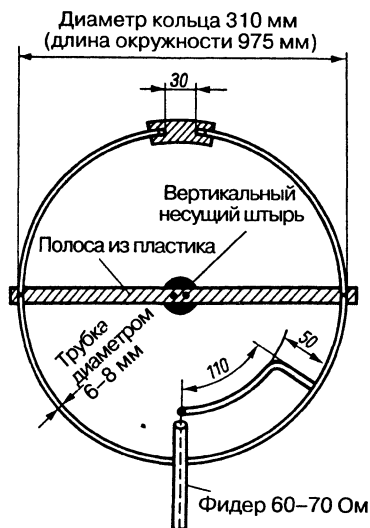


Рис. 25.16. Кольцевой вибратор для 145 МГц, вид сверху

геометрической серединой вибратора, а внутренняя жила – с гамма-звеном.

Концы вибратора не должны соприкасаться. Расстояние между ними следует устанавливать не менее 30 мм, иначе возникает сильное емкостное взаимодействие, из-за которого смещается резонансная частота и изменяется входное сопротивление. Иногда намеренно увеличивают емкостную конечную нагрузку, закрепляя на концах вибратора металлические пластины наподобие конденсатора. Такое действие смещает резонанс к низким частотам и позволяет уменьшить диаметр кольца.

Сопротивление излучения гало-антенны в описываемом варианте составляет около 15 Ом, то есть оно ниже, чем у прямого вибратора. Поскольку на концах вибратора всегда имеется максимум напряжения, даже при использовании высококачественных изоляторов нельзя пренебрегать потерями. Они могут существенно возрастать при большой влажности воздуха, снегопаде или изморози. Кольцевой вибратор на рис. 25.16 создавался специально для работы в мобильном режиме, поэтому концы вибратора для механической стабильности заделаны в высококачественный изоляционный материал. Однако существует не столь стабильная, но электрически более целесообразная конструкция. В ней нет изолятора на концах вибратора, а вместо

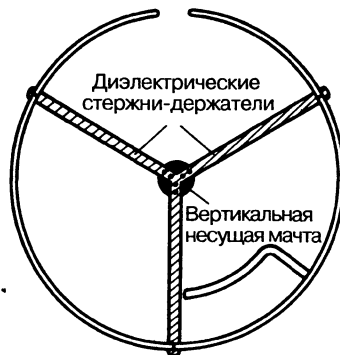


Рис. 25.17. Рациональное крепление кольцевого вибратора

диаметральной планки для фиксации кольца применены несколько спиц в виде стержней из синтетического материала (рис. 25.17).

Горизонтальные кольцевые вибраторы могут размещаться друг над другом в несколько этажей, а излучение остается круговым в горизонтальной плоскости. Из-за сужения вертикальной диаграммы направленности усиление растет, но вышеуказанные потери усиления величиной 6 дБ компенсируются при конструкции вибраторов в четыре и более этажей. Представления о питании поэтажно расположенных вибраторов с соблюдением требований к фазировке (раздел 13.2) применимы и к кольцевому вибратору.

Труба из ПВХ служит хорошей несущей опорой антенны в мобильном режиме. Внутри трубы удобно и незаметно прокладываются коаксиальный кабель.

На рис. 25.18 сравниваются диаграммы направленности нескольких типов вибраторов. Очевидно, что кольцевой вибратор обладает сравнительно хорошей круговой характеристикой.

### 25.2.2. Угловой вибратор

(P. S. Carter – патент США № 22584606, 1938 г.)

Широкое применение на транспорте нашел петлевой вибратор с изломом. Он делается из прямого петлевого вибратора, половинки которого сгибают так, чтобы они служили сторонами угла, приблизительно равного 90°. Входное сопротивление при этом остается  $\approx 240$  Ом, но диаграмма направленности в плоскости E принимает форму эллипса.

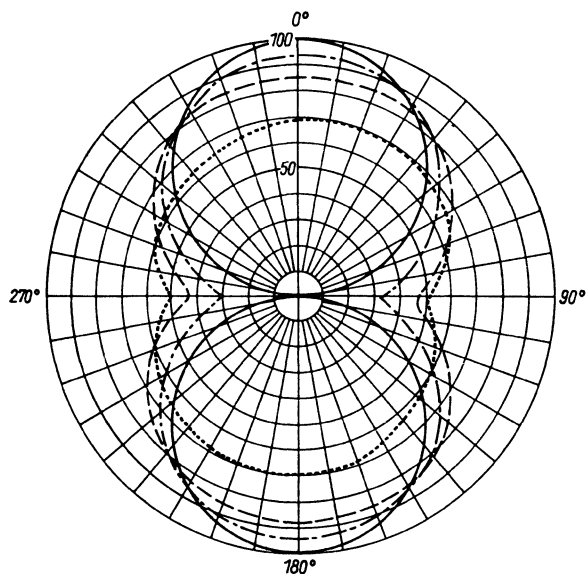


Рис. 25.18. Горизонтальные диаграммы направленности горизонтальных вибраторов: сплошная линия – полуволновый вибратор, пунктир – угловой вибратор 45°, штрих-пунктир – угловой вибратор 90°, точки – кольцевой вибратор (по Э. Коху, DL1HM)

Известно, что полуволновый петлевой вибратор, как и прямой разрезной, характеризуется диаграммой направленности в плоскости Е из двух окружностей с максимумами по нормали к оси вибратора и с минимумами излучения примерно на уровне 1 дБ. Это означает, что около 90% максимального сигнала, выдаваемого прямым полуволновым вибратором, поступает на вход приемника. Напротив, при изломе плеч вибратора происходит заполнение нулевых точек, и на минимумы приходится 35% напряжения. Прирост напряжения на углах 90° и 270° достигает 9 дБ. На рис. 25.19 показан угловой петлевой вибратор с углом раскрытия 45°. Он характеризуется усилением –2 dBd и приростом напряжения 6 dBd на углах 90° и 270°.

Хотя разрезной угловой вибратор обладает теми же свойствами излучения, что и петлевой угловой, последний оказывается предпочтительнее благодаря своему более высокому входному сопротивлению 240 Ом. Если угловой петлевой вибратор питается не через 240-омный плоский кабель, а по коаксиальному кабелю, необходимо ввести полуволновый шлейф (см. раздел 7.3.2). В данном случае можно было бы воспользоваться угловым вибратором с одним проводником,

к которому через короткий гамма-образный согласователь напрямую подключается коаксиальный кабель, но по механическим и электрическим причинам целесообразнее выбрать петлевой вариант.

Угловым вибраторам свойственно более или менее выраженное преобладающее направление излучения, поэтому о них говорят как о круговых излучателях с преимущественным направлением. Диаграмма в

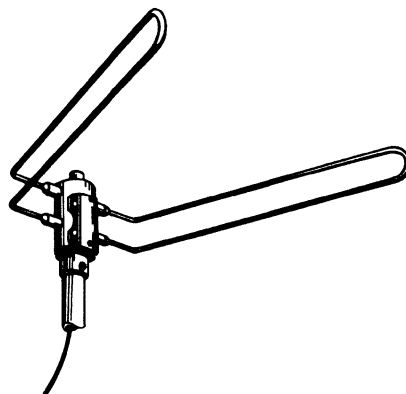


Рис. 25.19. Угловой петлевой вибратор

плоскости Е может быть изменена подбором угла раскрытия между плечами вибратора. На рис. 10.36а видно, что чем острее этот угол, тем лучше заполнены минимумы на диаграмме. Встречаются также вибраторы с U-, S- или Z-образными изломами, но у них нет коренных отличий от углового петлевого вибратора. Скорее здесь речь идет не только о том, чтобы придать антенне приблизительно круговую диаграмму, но и причудливый вид.

### 25.2.3. Турникетная антенна

(G. H. Brown – патент США № 2086976, 1935 г.)

Турникетная антенна [19] обладает почти круговой диаграммой в горизонтальной плоскости. Она состоит из двух взаимно перпендикулярных прямых полуволновых или петлевых вибраторов (рис. 25.20).

Чтобы добиться круговой диаграммы направленности в горизонтальной плоскости, требуется питать вибраторы с фазовым сдвигом  $90^\circ$ . Его формируют с помощью шлейфа между вибраторами. Электрическая длина шлейфа равна  $\lambda/4$  (необходимо учитывать коэффициент укорочения  $V$ ), а волновое сопротивление близко сопротивлению отдельного вибратора. Следовательно, волновое сопротивление четвертьволнового шлейфа должно составлять 60 Ом, если турникетная антенна образована разрезными полуволновыми вибраторами, и 240 Ом, когда она составлена из скрещенных петлевых вибраторов. Поскольку вибраторы включены параллельно друг другу, их суммарное сопротивление на входе антенны получается вдвое меньшим, то есть 30 Ом у антенны из разрезных вибраторов и 120 Ом в случае петлевых. Из-за сложностей питания радиолюбители редко применяют

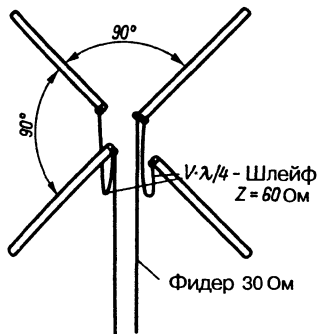


Рис. 25.20. Турникетная антенна

турникетные антенны в качестве горизонтальных круговых излучателей, тем более что простые угловые вибраторы дают достаточно хорошие результаты при меньших затратах. К тому же турникетные антенны относительно узкополосны из-за частотной зависимости линий связи.

Гораздо важнее использование турникетных антенн в роли активных элементов антенн круговой поляризации (например, турникетные директорные антенны), поскольку их излучение в направлении своих осей поляризовано по кругу.

Усиление турникетных антенн составляет  $-3$  dBd. Общая мощность распределяется между двумя вибраторами, так что каждый из них получает половину мощности ( $-3$  дБ). Соответственно в направлении главного луча одного из вибраторов другой вибратор не излучает, а в промежуточных положениях оба вносят свои составляющие в излучение. Они складываются векторно, но не достигают максимальной величины. Если энергия сигнала делится между вибраторами поровну и сдвиг фаз точно равен  $90^\circ$ , диаграмма направленности в горизонтальной плоскости представляет собой окружность без максимумов и минимумов.

Турникетные антенны для УКВ и телевизионного приема строятся преимущественно в виде скрещенных петлевых вибраторов. Ранее такие антенны использовались вместе с УКВ радиовещательными передатчиками в качестве всенаправленных излучателей, но, как правило, в виде многэтажных конструкций. При вертикальном поэтажном расположении турникетных антенн удастся повысить усиление за счет фокусировки излучения в вертикальной плоскости без ухудшения горизонтальной диаграммы направленности в форме скругленного квадрата. В табл. 25.1 показано, как изменяется достижимое усиление при оптимальном межэтажном расстоянии в зависимости от количества этажей.

Рассмотрение антенн круговой поляризации будет продолжено в разделе 26.5.

### 25.2.4. Рамочная антенна Алфорда

(A. Alford – патент США № 2283897, 1939 г.)

Рамочная антенна, известная за рубежом как петля Алфорда (Alford loop), в принципе состоит из двух взаимно перпендикулярных полуволновых вибраторов, каждый из которых изогнут в форме

**Таблица 25.1. Усиление многэтажной турникетной антенны в зависимости от количества этажей**

Количество этажей	Усиление, dБd (округленно)
1	-3,0
2	1,0
3	3,0
4	4,4
5	5,4
6	6,3
7	7,0
8	7,6

буквы Z, и расположенных в горизонтальной плоскости так, чтобы образовался квадрат (рис. 25.21). Петля возбуждается в своем центре в точках XX в пересечении одного из проводов возбуждения другим. Одновременно формируется распределение тока, показанное стрелками на рисунке, и таким путем обеспечивается равенство фаз у всех излучающих отрезков антенны.

Чтобы максимально приблизить форму горизонтальной диаграммы к окружности, излучающие сегменты сделаны короче  $\lambda/4$ , а концы вибраторов загнуты так, чтобы получились пары параллельных проводников. Они, являясь неизлучающими отрезками линий, создают емкостную концевую нагрузку. Подбирая длину отрезков, соответствующую требуемым емкостям, выводят

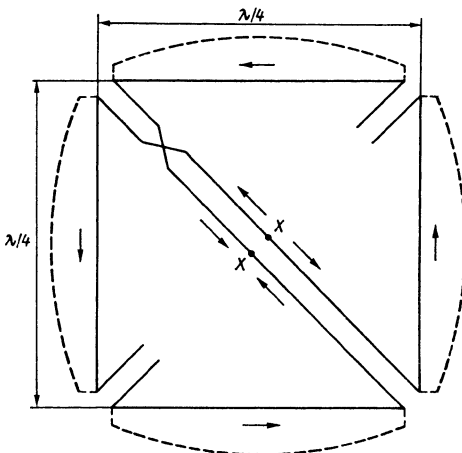


Рис. 25.21. Принципиальная схема рамочной антенны Алфорда и распределение тока

максимумы синусоидального распределения тока на середину излучающих сегментов. Полученное таким способом распределение тока приобретает форму локальной стоячей волны, смещающейся с течением времени [21]. Сопротивление излучения рамочной антенны составляет 25 Ом. Импеданс на входе антенны ХХ содержит реактивные составляющие, поэтому рекомендуется включить там четвертьволновую согласующую линию (шлейф) в соответствии с разделом 6.6.

Раньше этот горизонтальный круговой излучатель широко применялся в качестве антенны передатчиков ЧМ радиовещания и телевидения; в наши дни антенна все еще используется в авиационных всенаправленных круговых радиомаяках. Оптимальная настройка такой системы едва ли под силу радиолюбителю с ограниченными измерительными средствами. Вместо рамочной антенны можно было бы воспользоваться волновым угловым вибратором (раздел 10.4.1 и рис. 10.36б), который обладает почти равноценными свойствами излучения, не так сложен по питанию и требует меньших затрат.

### 25.2.5. Антенна «мальтийский крест»

(G. H. Brown – патент США № 2207781, 1938 г.)

Антенна типа «мальтийский крест» – это горизонтальный круговой излучатель, отличающийся почти безупречной симметрией, едва ли не идеальной круговой диаграммой направленности и простотой питания. Он с успехом использовался в качестве антенны радиовещательных УКВ ЧМ передатчиков [22]. На рис. 25.22 показаны схемы антенн типа «мальтийский крест» и «клеверный лист».

Не следует путать «клеверный лист», образуемый из «мальтийский крест», с другой одноименной антенной, действующей на

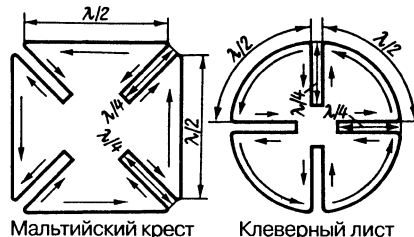


Рис. 25.22. «Мальтийский крест» и «клеверный лист»

другом принципе и ранее широко распространенной в качестве передающей антенны для ЧМ вещания (Р. Н. Smith – патент США № 2521550, 1946 г.). Такая антенна подробно описана в [23].

«Мальтийский крест» имеет форму квадрата, образованного четырьмя полуволновыми вибраторами. Поэтому его также называют вибраторным квадратом. Каждый из полуволновых вибраторов замыкается четвертьволновой линией (шлейфом). По стрелкам тока видно, как возбуждается отдельный вибратор. Следовательно, возникает круговая диаграмма направленности в горизонтальной плоскости. Все шлейфы снабжены закорачивающими перемычками, с помощью которых система настраивается в резонанс. Поэтому внешние полуволновые сегменты не требуют слишком точного соблюдения размеров: всегда есть возможность настроиться в резонанс, смещая закорачивающие перемычки. Четвертьволновые шлейфы являются настроенными линиями, и потому их волновое сопротивление также не имеет особого значения. Это позволяет выбрать расстояние между проводниками шлейфа в соответствии с конструктивными требованиями. Расстояние 20 мм приведено на рис. 25.23 всего лишь как ориентировочная величина.

Размеры элементов антенны на рис. 25.23 рассчитаны на диапазоны 2 м и 70 см. При настройке надо стремиться к симметричному расположению закорачивающих перемычек. Поскольку четыре элемента антенны связаны один с другим, смещение отдельной перемычки влияет не только на состояние «своего» элемента, но и других. Диаграмму направленности можно несколько изменить путем перемещения перемычек.

Четвертьволновые линии необходимы для вращения фазы на  $180^\circ$ . Усиление этой антенны составляет около 1,5 dBd.

«Мальтийский крест» питается через одну из четвертьволновых линий, причем на ней надо найти точки, между которыми импеданс соответствует волновому сопротивлению используемого симметричного фидера. Для 240-омного кабеля эта точка находится в 100 мм от перемычки в излучателе диапазона 70 мм, тогда как у излучателя двухметрового диапазона она должна быть примерно посредине четвертьволновой линии. За перемычкой эти линии протягивают вплоть до трубы мачты и припаивают к ней. В качестве материала для элементов и шлейфов рекомендуется медный прутوك диаметром 6 мм. Для антенны двухметрового диапазона пригоден также алюминиевый пруток диаметром 8–12 мм.

Из антенн типа «мальтийский крест» целесообразно строить многэтажные решетки. Два этажа на расстоянии  $0,7\lambda$  обеспечивают максимальное усиление около 1,5 dBd. Двухэтажный «мальтийский крест» для диапазона 432 МГц представлен на рис. 25.24. Соединительная линия длиной 500 мм выполнена из пары медных проводов диаметром 3 мм с расстоянием между ними 20 мм и обладает волновым сопротивлением 300 Ом (рис. 5.4). Эта линия является не настроенной, а согласованной, и потому ее длина не важна. В геометрическом центре линии к ней подключен тупииковый шлейф, прикрепленный к несущей мачте. Сюда же подключается коаксиальный кабель для питания всего устройства. Все сказанное в равной мере относится и к антенне типа «клеверный лист», поскольку она не имеет принципиальных отличий от «мальтийского креста».

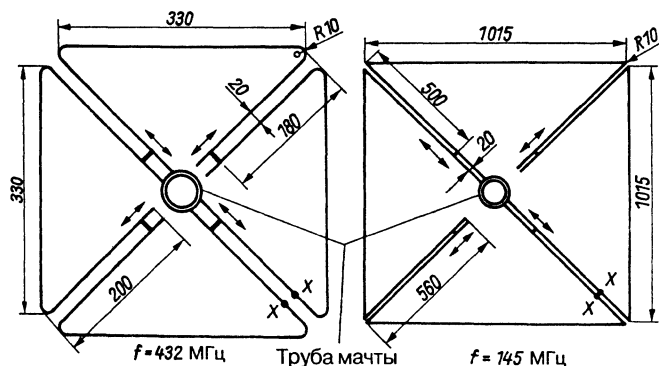


Рис. 25.23. Размеры антенн «мальтийский крест» на 432 и 145 МГц

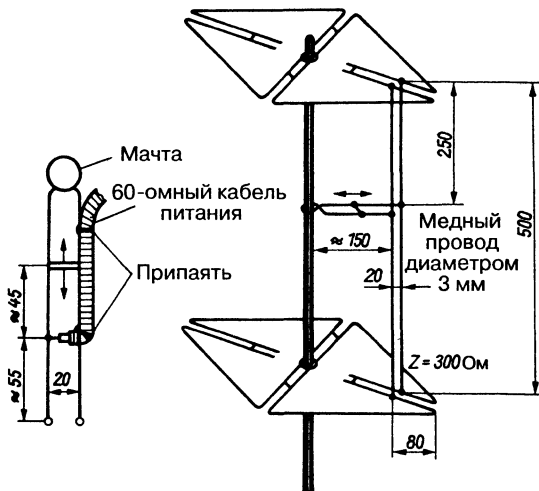


Рис. 25.24. Двухэтажная антенна «мальтийский крест» на 432 МГц

### 25.2.6. Антенна Big Wheel

Радиолюбители, работающие на УКВ, в двухметровом диапазоне чаще всего применяют направленные антенны с острофокусированным излучением. С помощью таких антенн им удастся многократно усилить мощность излучения в определенном направлении. Кроме того, направленность антенны позволяет ослаблять мешающие сигналы с других направлений, поднимая уровень полезного сигнала при приеме.

Однако эти положительные качества направленных антенн иногда вовсе не дают преимуществ. По опыту известно, что обмен в двухметровом диапазоне почти всегда происходит в вечерние часы. Это весьма короткий период повышенной активности, в течение которого почти невозможно обследовать все направления в поисках чужих сигналов или передать свой множеству потенциальных партнеров. На практике направленная антенна «привязывает» радиолюбителя к направлению с максимальным количеством партнерских станций, а возможность связи по другим направлениям остается нереализованной. Очень часто спустя некоторое время становится известно, что в каком-то определенном направлении были прекрасные условия для дальнего обмена, но ими никто не воспользовался, так как не догадался сориентировать туда свою антенну.

В таких ситуациях наряду с направленной антенной идеально подошел бы имеющийся под рукой круговой излучатель горизонтальной поляризации с большим усилением. Подобный излучатель дал бы уверенность в том, что тебя слышали все и ты слышал всех.

W1IJD и W1FVY разработали такое устройство и назвали его The Big Wheel – Большое колесо. Оно было испытано в виде одноэтажной конструкции как автомобильная антенна, и в этом режиме развило усиление 5,7 дБ относительно простой турникетной антенны, приведенное к полуволновому вибратору, составляет –3 дБ (фактически – ослабление на 3 дБ), антенна Big Wheel оказывается на 2,7 дБ лучше полуволнового излучателя [24]. Однако фирма CUSH CRAFT оценивает усиление антенны величиной 1 dBd, что вполне реально при ее практическом применении.

Схема антенны Big Wheel приведена на рис. 25.25. Она очень похожа на «мальтийский крест» или «клеверный лист», но образована не четырьмя, а тремя петлями. Основное различие между ними кроется в способе питания. Если у «креста» и «листа» излучающие элементы включены последовательно, то в антенне Big Wheel они параллельны. Отсюда еще одна особенность –

низкое входное сопротивление этой антенны. Чтобы не загромождать схему, на рис. 25.25 не показано, как соединены и возбуждаются элементы Big Wheel. Это сделано на рис. 25.26.

На схеме видно, что периметр отдельной петли равен  $1\lambda$  и для двухметрового диапазона составляет 2050 мм. Каждая петля выгнута так, что свободные плечи у точек А и Е служат сторонами угла  $110^\circ$ . Радиус

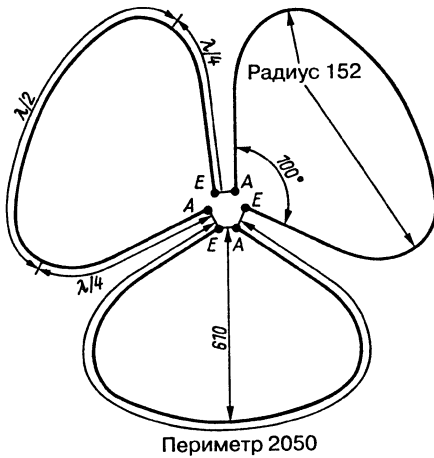


Рис. 25.25. Антенна Big Wheel

кривизны на сгибах петель – 152 мм. Плечи А и Е соседних петель взаимно параллельны на отрезке длиной  $\lambda/4$ . По ним текут разнонаправленные токи, и поэтому четвертьволновые отрезки не излучают (рис. 25.26а). Все концы петель, помеченные литерой А, соединены между собой. Точно так же соединены концы с литерой Е. Тем самым петли включены параллельно друг другу, причем так, что все излучающие полуволновые отрезки возбуждаются синфазно (стрелки на рис. 25.26а). Из-за параллельности петель входное сопротивление антенны составляет всего лишь около 10 Ом. Чтобы питать систему через стандартный коаксиальный кабель, волновые петли слегка укорочены; в результате появляется емкостная реактивная составляющая, которая компенсируется индуктивным шлейфом на входе антенны. Это позволяет питать ее по произвольно длинному кабелю. Длина развернутого шлейфа равна 127 мм в расчете на резонанс в диапазоне 2 м. Если антенну Big Wheel предполагается эксплуатировать на небольшой высоте над крышей автомобиля, целесообразно довести длину развернутого шлейфа до 153 мм. Он изготавливается из алюминиевой ленты шириной 20 мм и толщиной 1,5 мм.

Выбор материала для изготовления волновых петель целиком определяется

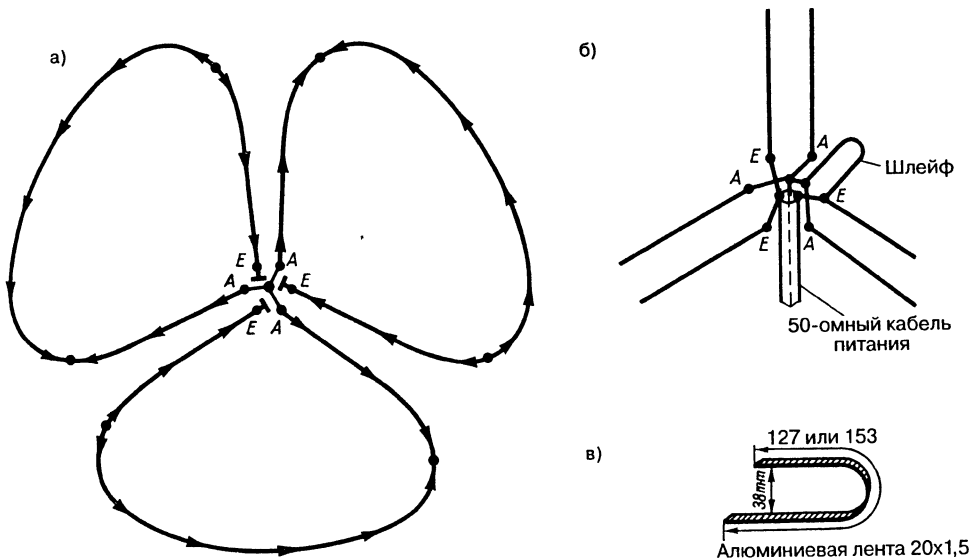


Рис. 25.26. Схема возбуждения и питания антенны Big Wheel: а – распределение тока; б – питание; в – шлейф



механическими требованиями, ведь внешние обводы антенны достигают 600 мм. В прототипной антенне применена дюралюминиевая трубка диаметром 9,5 мм, в торцы которой вставлялись деревянные или алюминиевые заглушки на глубину не менее 50 мм. Сплошная проволока гнется легче трубки. Трубчатый проводник заполняют сухим песком и вставляют плотные пробки, после чего он поддается сгибанию без изломов и других дефектов. Для громотвода вполне подойдет алюминиевая проволока диаметром 8–10 мм.

Механическое крепление петель и их правильное включение требуют некоторых пояснений. Вариант конструкции показан на рис. 25.27. Держатель антенны состоит из прямоугольной металлической плиты-основания Е размером 130×70 мм (рис. 25.27а), которая сгибается под прямым углом на расстоянии 40 мм от края (пунктирная линия). Отогнутая часть плиты крепится к мачте скобой с винтом и заземляется. К плите-основанию Е надежно привинчиваются концы Е всех петель и короткое плечо шлейфа. К плите же припаивается экран коаксиального фидера. Вторую пластину А из пластика монтируют на небольшой высоте над пластиной Е. На пластине А крепятся и соединяются концы А всех петель, длинное плечо шлейфа и внутренняя жила кабеля.

Антенна Big Wheel отличается широким частотным диапазоном. Двухметровый вариант антенны характеризуется величиной КСВ ниже 1,5 в частотном интервале 142–150 МГц. Следовательно, размеры антенны не критичны. На диаграмме направленности одноэтажной версии антенны в направлении четвертьволновых отрезков имеются «вогнутости» величиной до 3 дБ (рис. 25.28).

В двухэтажном варианте этой антенны ее достоинства проявляются особенно остро. При оптимальном межэтажном расстоянии  $5\lambda/8$  усиление, приведенное к одиночной антенне, возрастает на 2,5 дБ, а горизонтальная диаграмма направленности остается неизменной, так что прирост усиления вызывается сужением вертикальной диаграммы. Благодаря этому существенно ослабляются помехи от систем зажигания двигателей.

Входное сопротивление отдельного этажа равно 50 Ом, но соединение двух этажей приводит к падению сопротивления на их общем входе до 25 Ом. И потому соединительная линия должна обеспечить преобразование, способное восстановить импеданс общего входа до 50 Ом. Обычно это делается с помощью четвертьволнового трансформатора. Подобные трансформаторы, будучи включены на каждом этаже, должны преобразовывать входное сопротивление этажа с 50 до 100 Ом, в результате чего при параллельном включении импедансов сопротивление их общего входа оказывается равным 50 Ом. Для этого, согласно формуле (5.30), волновое сопротивление четвертьволновой линии  $Z$  должно быть

$$Z = \sqrt{50 \times 100} \approx 70 \text{ Ом.}$$

В качестве трансформирующей линии можно применить 75-омный кабель. Тогда входной импеданс преобразуется с 50 до 120 Ом, а сопротивление общего входа антенны получается равным 60 Ом.

На практике для соединительных и трансформирующих линий используют коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 70 или 75 Ом, строго равный  $1\lambda$  по длине. Тогда, с учетом обычного коэффициента укорочения 0,66, геометрическая длина

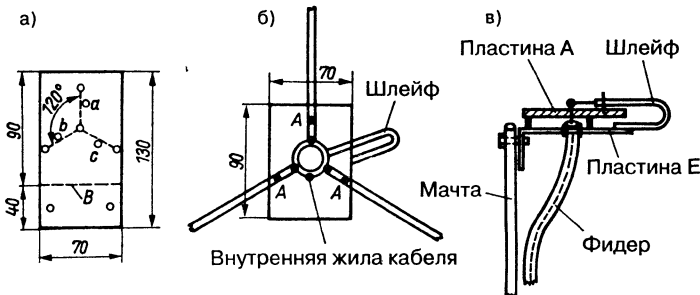


Рис. 25.27. Крепление антенны Big Wheel (размеры в миллиметрах)



Рис. 25.28. Диаграмма направленности одиночной антенны Big Wheel

равна  $2070 \times 0,66 = 1365$  мм. Оптимальное межэтажное расстояние  $5\lambda/8$  в двухметровом диапазоне составляет 1300 мм, что вполне приемлемо. Однако линия длиной  $1\lambda$  не обладает свойствами трансформатора. Они присущи только четвертьволновым линиям или линиям, длина которых кратна нечетному числу четвертьволновых отрезков ( $3\lambda/4$ ,  $5\lambda/4$  и т.д.). На этот случай есть простая уловка: волновую линию делят на два отрезка по  $\lambda/4$  и  $3\lambda/4$  (рис. 25.29). Ввод питания всей системы делается на расстоянии  $\lambda/4$  от нижнего этажа. Но здесь надо учитывать следующее обстоятельство: нижний этаж питается через четвертьволновую трансформирующую линию, тогда как верхний – через аналогичную, но втрое более длинную. А это значит, что этажи будут возбуждаться в противофазе со сдвигом  $180^\circ$ . Чтобы восстановить необходимую синфазность, оба этажа надо взаимно сдвинуть по фазе на  $180^\circ$ . Сделать это несложно, если на верхнем этаже переключить концы



Рис. 25.29. Возбуждение двухэтажной антенны Big Wheel (размеры для резонансной частоты 145 МГц)

петель Е так, чтобы они подключались подобно концам петель А на нижнем этаже антенны.

Полностью симметричное возбуждение обоих этажей обеспечивается с помощью соединительной линии с электрической длиной  $1,5\lambda$ , в геометрическом центре которой устроен общий вход антенны. Тем самым каждому этажу отводится по отрезку кабеля электрической длиной  $3\lambda/4$ , действующему как четвертьволновый трансформатор, и оба этажа возбуждаются синфазно. С учетом коэффициента укорочения  $0,66$  длина полутораволновой линии в двухметровом диапазоне составляет  $3100 \times 0,66 = 2046$  мм. Поскольку межэтажное расстояние должно быть равно только 1300 мм, соединительная линия прокладывается не по прямой, а с отклонением к мачте, и появляется возможность улучшить механическую прочность конструкции антенного входа.

Как выяснилось, вследствие взаимосвязи этажей антенны частота ее резонанса смещается к верхнему пределу. Для компенсации этого эффекта длина каждого шлейфа увеличивается до 152 мм. Вполне реально расширить антенну Big Wheel до 4 этажей, но прирост усиления относительно двухэтажной антенны составит только 2 дБ, что не окупает лишние затраты.

В заключение стоит отметить, что одиночная антенна Big Wheel представляет собой отличный, хотя и несколько громоздкий излучатель для работы в мобильном режиме в диапазоне 2 м. Два этажа такой антенны образуют очень хороший круговой излучатель горизонтальной поляризации с приличным усилением для работы в стационарных условиях. Антенну возможно изготовить в обычных условиях, а допуски на ее размеры не слишком строги, благодаря большой ширине частотного диапазона. При соблюдении указанных размеров специальная настройка антенны не требуется. Антенна типа Big Wheel для диапазона 70 см описана в [25].

### 25.2.7. Антенна Batwing и супертурникетная антенна

(R. W. Masters – патент США № 2480153-155, 1945 г.)

Антенной Batwing (англ. – крыло летучей мыши) называют плоскую широкополосную антенну, плечи которой образуют фигуру, напоминающую крыло летучей мыши.

Этапы формирования такой антенны представлены на рис. 25.30. Если исходить из разрезного полуволнового вибратора и стараться придать ему широкий частотный диапазон, надо превратить его в «толстый» вибратор. Для этого плечо вибратора выполняется в виде треугольной плоскости (рис. 25.30а). Такие вибраторы известны в области УКВ как широкополосные излучатели. Можно еще больше расширить полосу частот вибратора, если добавить два взаимно параллельных короткозамкнутых четвертьволновых проводника (рис. 25.30б). Следующий шаг приводит к фигурам на рис. 25.30в, где треугольники дополнены до прямоугольников, а оба проводника образуют полуволновую щель между ними. Возбуждение осуществляется в геометрической середине щели. В принципе это щелевой излучатель (раздел 26.4), отличающийся тем, что вертикальная щель дает горизонтальную поляризацию. Стрелки показывают направление тока в плоскостях вибратора. Чтобы улучшить распределение тока и

частотную характеристику, плечо вибратора прогибают, и его контур начинает напоминать крыло летучей мыши при взмахе (рис. 25.30г). Наконец, плечо вибратора вместо сплошного делается решетчатым, и антенна принимает свой окончательный вид (рис. 25.30д).

Полагая, что механизм действия этой антенны аналогичен действию щелевого излучателя, можно воспользоваться принципом Бобине для объяснения ее работы.

Антенна Batwing обладает весьма широким частотным диапазоном. Ее входное сопротивление составляет 70 Ом и зависит от ширины щели. Чтобы обеспечить всенаправленность излучения, сооружают конструкцию по типу турникетной антенны из двух взаимно перпендикулярных антенн Batwing и питают их со взаимным смещением фазы на  $90^\circ$ . Для коммерческих щелей строятся многоярусные антенны Batwing (их называют супертурникетными), которые часто используются в качестве передающих антенн широкоэшелетных УКВ станций и телевизионных антенн, однако они не представляют особого интереса для радиолюбителей.

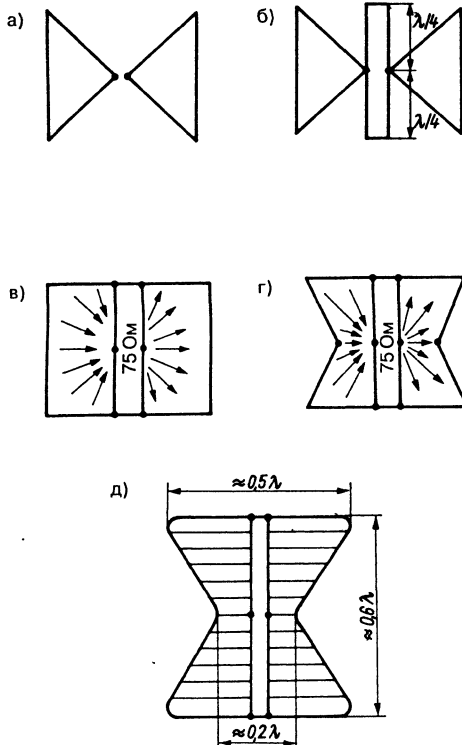


Рис. 25.30. Формирование антенны Batwing

### 25.2.8. Антенна кругового излучения с парной спиралью

Антенна с парной спиралью относится к классу спиральных антенн. Установленная вертикально, она служит весьма эффективным круговым излучателем горизонтальной поляризации с острой фокусировкой в вертикальной плоскости. К тому же устройство этой антенны имеет ряд преимуществ перед конструкциями других круговых излучателей, поэтому она и ее комбинации часто применяются в качестве излучателей в телевизионных и УКВ передатчиках.

Схема антенны приведена на рис. 25.31. Длина витка спирали равна  $2\lambda$ , что соответствует диаметру спирали  $D = 0,63\lambda$ . Шаг витков  $S$  должен быть равен  $0,5\lambda$ . Вход питания устроен посредине между спиралями. От него витки спиралей накручиваются вверх и вниз вокруг мачты в противоположных направлениях. Как правило, делаются спирали из пяти, максимум из десяти витков. Радиоволны излучаются перпендикулярно оси спиралей. Рефлектор вдоль оси поддерживает поперечное излучение и подавляет остаточное излучение вдоль оси. Рефлектор выполняется в виде коаксиального металлического цилиндра и одновременно служит несущей трубой антенны.

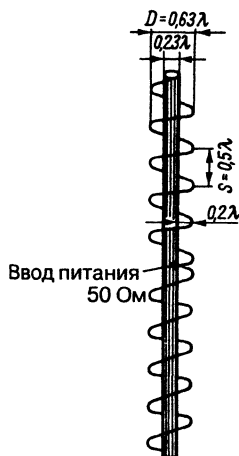


Рис. 25.31. Антенна кругового излучения с парной спиралью

С ростом количества витков быстро сужается полезный диапазон частот, и потому антенны с числом витков больше пяти на одну спираль достаточно редки. Антенне с бифилярной намоткой  $2 \times 5$  витков нужна труба рефлектора внешним диаметром  $0,23 \lambda$ . Строительная высота такой версии составляет  $5 \lambda$  при усилении 7 дБ. Кабель питания прокладывается внутри рефлектора вплоть до центрального входа антенны. Входное сопротивление антенны составляет 50–100 Ом.

### 25.2.9. Круговой излучатель с двойной рамкой DL7QZ

Двойной квадратно-рамочный элемент DL7KM (рис. 24.376) по своему электрическому устройству представляет собой четверку поэтажно расположенных синфазно возбуждаемых полуволновых полноразмерных вибраторов с центральным питанием. Теория двойного квадратно-рамочного элемента подробно изложена в разделах 24.2.5 и 27.3.4. Неоспоримы электрические и механические достоинства такого излучателя: многоэтажная система обходится без соединительных линий с присущими им потерями и мест паяк с пониженной коррозионной стойкостью. Она образована только излучающими сегментами проводников с единственным местом пайки на входе антенны.

DL7QZ воспользовался четырьмя двойными квадратно-рамочными элементами

для создания кругового излучателя горизонтальной поляризации (рис. 25.32). Если посмотреть на систему сверху, увидим квадрат, стороны которого длиной по  $850 \text{ мм}$  ( $0,41 \lambda$ ) образованы указанными элементами, расположенными вертикально. Усиление отдельного элемента формируется исключительно за счет фокусировки по вертикали в плоскости Н. Ширина горизонтальной диаграммы соответствует ширине диаграммы полуволнового вибратора и равна  $80^\circ$ . Поэтому от четырех таких элементов можно ожидать приблизительно круговое излучение в плоскости Е при ширине вертикальной диаграммы до  $60^\circ$ .

Чтобы понять принцип действия этого кругового излучателя, рассмотрим процесс его возбуждения. На рис. 25.33 показана горизонтальная проекция четырех двойных квадратно-рамочных элементов А, В С и D вместе с их линиями возбуждения. Начиная с центрального входа антенны  $X_a - X_b$ , все четыре элемента возбуждаются через отдельные двойные линии одинаковой длины. Это значит, что входные сопротивления А, В С и D величиной по 300 Ом на входе антенны  $X_a - X_b$  включены параллельно, в

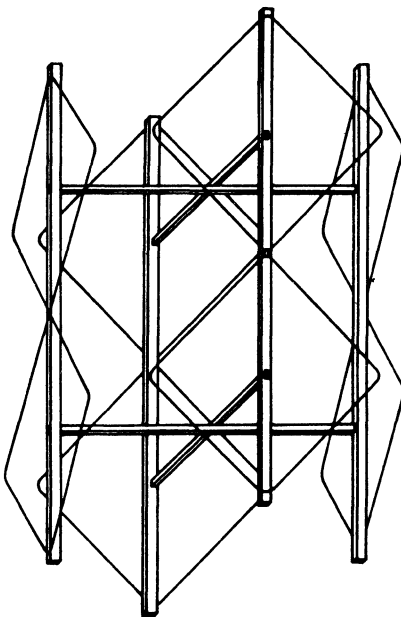


Рис. 25.32. Двойная квадратно-рамочная антенна кругового излучения и ее несущий каркас

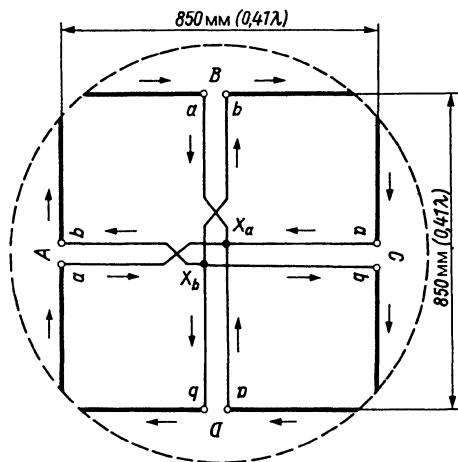


Рис. 25.33. Возбуждение двойного квадратно-рамочного кругового излучателя

силу чего входной симметричный импеданс антенны равен 75 Ом.

На рис. 25.33 видно, что левые клеммы у всех элементов обозначены буквами а, тогда как правые – буквами b. Проследив за ходом линий возбуждения, нетрудно заметить, что все клеммы а соединены с  $X_a$ , а все b – с  $X_b$ . При этом надо учесть, что линии от А к  $X_a$ - $X_b$  и от В к  $X_a$ - $X_b$  перекрещены, то есть должны быть развернуты вокруг оси на  $180^\circ$ . В таких условиях в линиях возбуждения и элементах формируется распределение тока, показанное на схеме стрелками. Здесь попарно параллельные рамки (А–С или В–D) возбуждаются в противофазе.

К сожалению, надежды на величину усиления двойного квадратно-рамочного кругового излучателя не оправдались. DL2RSX исследовал эту антенну на специальном стенде. В отличие от DL7QZ, в изучаемом образце были выбраны оптимальные расстояния между элементами  $\lambda/2 = 1$  м. Линиями связи служили отрезки симметричного 300-омного плоского кабеля равной длины, проложенные к центральным клеммам  $X_a$ - $X_b$  в соответствии с рис. 25.33, куда непосредственно подключался 75-омный кабель. Как выяснилось, для питания квадратно-рамочных элементов симметрирования не требуется. После обеспечения хорошего широкополосного согласования с 75-омным кабелем по всему двухметровому диапазону величина КСВ не превышала 1,1.

Горизонтальная диаграмма направленности в плоскости Е в области от  $142,5$  до  $146,5$  МГц выглядит как скругленный квадрат с плавными углублениями максимум до 3 дБ. Ширина вертикальной диаграммы зависела от частоты и в некоторой степени – от положения антенны в пространстве, составляя от  $50^\circ$  до  $65^\circ$ . Усиление антенны рассчитывалось по этой диаграмме с помощью формулы Крауса (3.18), и была получена чрезвычайно низкая величина 1 dBd. DL2SRX объяснил это следующим образом.

При создании турникетного излучателя в виде пары взаимно встроенных и перпендикулярных систем (раздел 25.2.3) почти тот же результат достигается всего с двумя излучающими элементами. Для радиолюбителя рамочные излучатели недостаточно выгодны по усилению. В антенне турникетного типа необходимо совместить под прямым углом пару двойных квадратно-рамочных элементов и запитать их с фазовым сдвигом  $90^\circ$ . Недостаток турникетной антенны по сравнению с рамочным излучателем в том, что она излучает линейно поляризованный сигнал только в горизонтальной плоскости. При угле возвышения больше  $0^\circ$  имеет место эллиптическая поляризация, а при угле  $90^\circ$  (то есть вверх и вниз) она становится круговой. Для этого есть все условия – конструкция и способ питания. Рамка не излучает вверх или вниз: излучение гасится благодаря противофазному возбуждению взаимно противоположных элементов излучателя, что дает выигрыш по усилению на 1 дБ относительно турникетной антенны. Это происходит из-за отсутствия излучения вверх и вниз (сужение диаграммы по вертикали и появление нулевой точки). Если взять теперь рамку в форме двойного квадратно-рамочного элемента, который сам характеризуется суженной вертикальной диаграммой, отпадет и прирост на 1 дБ, и заметных различий усиления не будет. В случае пары двойных квадратно-рамочных элементов на расстоянии  $\lambda/2$ , питаемых в противофазе, обратное излучение не гасится и нет заметных изменений диаграммы направленности. Измерения не позволяют установить реальные существенные различия между двусторонним излучателем с двойными квадратно-рамочными элементами относительно излучателя с одним таким элементом, за исключением нулевых точек под  $90^\circ$  и  $270^\circ$ , где измерения фиксируют сужение вертикальной диаграммы.

DL2RSX не исследовал турникетную конструкцию, однако при правильной запитке на нее стоит обратить внимание. Оставив пару двойных квадратно-рамочных элементов на каркасе антенны, правильно установив и запитав их, можно получить прирост усиления на 2,5 дБ за счет этажности. Иногда ради большего скругления диаграммы направленности этажи разворачивают на 45° и питают их с фазовым сдвигом 45°.

Общие размеры двойного квадратно-рамочного элемента приведены на рис. 27.11а, а его размеры в расчете на двухметровый диапазон – на рис. 27.11б. Детали конструкции деревянного каркаса антенны показаны на рис. 25.32. Каркас собирается из бруса с пропиткой сечением 25×25 мм. Мачтой может служить подходящая стальная труба, ее влияние на свойства излучения антенны горизонтальной поляризации несущественно. Прототип антенны кругового излучения с двойными квадратно-рамочными элементами изображен на фотографии (рис. 25.34).

Сопоставимыми излучателями горизонтальной поляризации являются многоэтажные варианты антенн «мальтийский

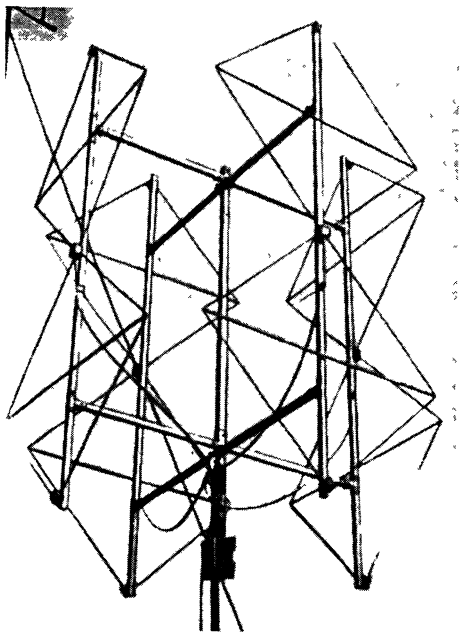


Рис. 25.34. Антенна кругового излучения с двойными квадратно-рамочными элементами DL7QZ (фото О. Оберрэндера, DL2RSX)

крест» (раздел 25.2.5) и Big Wheel (раздел 25.2.6). По свойствам излучения и усилению они подобны круговому излучателю с двойными квадратно-рамочными элементами, но сложнее его по устройству и питанию.

### Литература к главе 25

- [1] Gerle, H.: Vertikal polarisierte 2-m-Antenne mit Rundstrahlcharakteristik. DL-QTC 6/1971, S. 349–351.
- [2] Judd, F. C.: Slim-Jim 2-Metre Aerial. Practical Wireless, April 1978, pp. 899–901.
- [3] Demacopoulos, E.; Zimourtopoulos, P.; Sahalos, J. N.: On The Design of a «MSJ» Antenna. IEEE Trans. BC-32, No. 1, March 1986, pp. 11–14.
- [4] Hille, K. H.: Verbesserte Anpassung für J-Antennen. Funk 3/84, S. 43.
- [5] Judd, F. C.: Low-cost Indoor Antenna For 144 MHz. Practical Wireless, August 1988, pp. 44–46.
- [6] Bensch, H.: J- und Sperrtopf-Antennen: Altes Prinzip, aber neue Ideen. Funkschau 13/1984, S. 39–40.
- [7] Davis, H.: Loop Coupling for J-Antennas. QST, March 1990.
- [8] Rapsch, G.: Eine einfache J-Antenne für 144 MHz. CQ-DL 8/86, S. 460.
- [9] Beirose, J. S.: The 300-Ohm-Ribbon J Antenna for 2 Meters: A Critical Analysis. QST, April 1982), pp. 43–46.
- [10] Reynante, J.: An Easy Dual-Band VHF/UHF Antenna. QST, September 1994, pp. 61–62.
- [11] Oberrender, O.: Einfache Empfangsantennen für das VHF-Amateurfunkband. Elektron. Jahrbuch, Berlin, 1986.
- [12] Fliegner, D. P.: Halbwellen-Vertikalantenne für 2 m. CQ-DL 5/86, S. 278.
- [13] Ronstedt, D.: Gestockte Bandleitungs-J-Antenne für 145 MHz. Funkamateur 6/84, S. 295.
- [14] Beirose, J. S.: Gain of vertical collinear antennas. QST, October 1982, pp. 40–41.
- [15] McDonald, J.: An End-Fed Extended Double Zepp for 2 Meters. QST, June 1982, pp. 34–35.
- [16] Kruschke, A.: ISOPOLE – Eine neue VHF-Antenne. Beam, 5/1982, S. 24–25.
- [17] Scheidorf, M. W.: FM Circular Antenna. General Electric Review, March 1943, pp. 163–170.
- [18] Lickfeld, K. G.: Ein «Halo» für das 2-m-Band. DL-QTC 2/64, S. 82–84.
- [19] Brown, G. H.: The «Tumstile» Antenna. Electronics, April 1936, pp. 14–17, 48.
- [20] Alford, A.; KANDOIAN, A. G.: Ultrahigh-Frequency Loop Antennas. Trans. AIEE, Vol. 59 (1940), pp. 843–848.
- [21] Krank, W.: Untersuchung einer Rundstrahlantenne mit horizontaler Polarisationsrichtung. Rundfunktechnische Mitteilungen, I (1957), S. 196–204.
- [22] Taylor, J. P.: A Square-Loop F-M Antenna. Electronics, March 1945, pp. 96–100.
- [23] Smith, P. H.: Cloverleaf Antenna for F. M. Broadcasting. Proc. IRE, December 1947, pp. 1556–1563.
- [24] Meilen, R. H.; Millner, C. T.: The Big Wheel on Two. QST, September 1961, pp. 42–45.
- [25] Berberich, E.: Big Wheel Antenne für das 70-cm-Band. UKW-Berichte 2/94, S. 90–93.

## 26. Особые типы антенн для УКВ и ДМВ диапазонов

Наряду с директорными и многовibratorными антеннами широкого назначения в диапазонах УКВ и ДМВ применяется ряд других антенн, рассчитанных на работу именно в этих частотных интервалах. В первую очередь к ним относятся широкополосные направленные антенны, продольные излучатели особой формы и щелевые антенны. Иногда их используют и радиолюбители.

### 26.1. Плоские вибраторы и их комбинации

У вибраторов, образованных плоскостями, входное сопротивление слабо зависит от частоты в широком частотном интервале (раздел 4.3). Такие вибраторы нетрудно изготовить для УКВ и особенно ДМВ диапазонов, благодаря чему они входят в состав множества широкополосных систем дециметрового диапазона.

#### 26.1.1. Плоский вибратор

(P. S. Carter – патент США № 2175253, 1938 г.)

В англоязычной литературе этот волновой вибратор с плоскими элементами и расширенной полосой частот называют «мотыльком» (butterfly) за его форму (рис. 26.1). Выбор треугольных элементов экономит материал и позволяет четко задавать вход антенны в виде вершин треугольников, расположенных

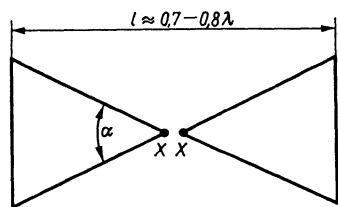


Рис. 26.1. Широкополосный вибратор

рядом. Повышенный емкостный краевой эффект вызывает значительное укорочение вибратора. Входное сопротивление, коэффициент укорочения и частотный интервал этого волнового вибратора определяются углом раскрыва  $\alpha$ .

По конструктивным соображениям в области УКВ угол раскрыва  $\alpha$  выбирают близким  $30^\circ$ , но в ДМВ диапазоне предпочитают углы от  $60^\circ$  до  $80^\circ$ , обеспечивающие большую ширину полосы частот.

При  $\alpha = 30^\circ$  входное сопротивление вибратора составляет около 350 Ом, а его длина достигает  $0,8 \lambda$  (рис. 26.2). В этих условиях относительная ширина интервала частот  $b = 0,65 f_m$ . Чтобы снизить вес и парусность, треугольники делают из перфорированной жести или мелкой металлической сетки. Используют также решетчатые конструкции из прутка.

Изменение входного сопротивления в зависимости от угла раскрыва происходит лишь в узком интервале изменений последнего, а само сопротивление почти постоянно в относительно широком интервале частот. Углы от  $60^\circ$  до  $80^\circ$  являются оптимальными. Им соответствует входное сопротивление 160–200 Ом и коэффициент укорочения около 0,73. Реактивная составляющая входного импеданса и ее частотный ход пренебрежимо малы, а длина  $l$  благодаря широкополосности излучателя слабо влияет на основные параметры.

Как известно, «узкий» волновой вибратор дает усиление 1,8 дБ относительно настроенного полуволнового вибратора. Достаточно широкополосный плоский вибратор работает на значительно более высоких частотах, чему способствует частотная зависимость его импеданса. В высокочастотной области вибратор окажется, естественно, электрически длиннее  $1 \lambda$ . Поэтому усиление растет с частотой и способно достигать 4 дБд. Для примера на рис. 26.3 показаны результаты измерений усиления плоского вибратора с углом раскрыва  $\alpha = 70^\circ$  и длиной 400 мм в интервале частот от 500 до

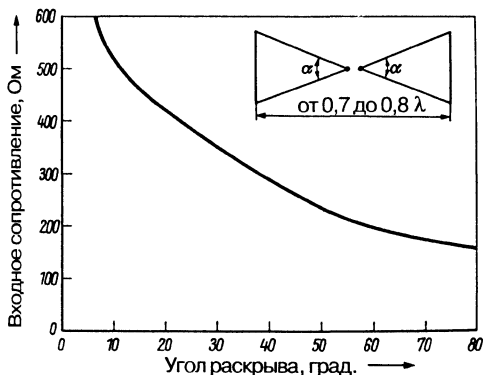


Рис. 26.2. Ориентировочные значения входного сопротивления плоского вибратора в зависимости от угла раскрытия  $\alpha$

900 МГц. График на рисунке убедительно свидетельствует, что частотный диапазон вибратора с указанным углом раскрытия намного шире телевизионных частотных диапазонов IV и V [1].

### 26.1.2. Веерный вибратор

Веероподобный вибратор, построенный из отдельных стержней (рис. 26.4), также обладает характерными свойствами «толстого» вибратора. При этом «веер» может состоять из двух и более стержней. Подобные конструкции требуют меньше материалов, соответственно в них ниже вес и парусность.

Веерный вибратор с размерами, представленными на рис. 26.4, приблизительно эквивалентен цилиндрическому вибратору толщиной 70 мм. В случае использования такого вибратора в телевизионном диапазоне III его электрическая длина была бы заведомо больше  $1\lambda$ . Но тогда не может быть и речи о знаменитой диаграмме вибратора в форме

восьмерки, поскольку горизонтальная диаграмма при избыточной длине расщепляется на множество боковых лепестков точно так же, как это происходит у длиннопроводной антенны. При этом на каналах с седьмого по двенадцатый все еще можно рассчитывать на усиление около 3 dBd, но не по нормали к продольной оси излучателя, а по другим направлениям.

Простая возможность заставить «сверхдлинный» веерный вибратор направлять свой главный луч в определенном и единственном направлении заключается в том, чтобы придать ему форму V-образного вибратора. Оптимальный угол раскрытия  $\alpha$  V-образной конфигурации зависит от длины плеча вибратора, приведенной к длине волны  $\lambda$  (раздел 11.4).

Для веерного вибратора на рис. 26.4 такой угол составляет  $114^\circ$ , ибо при таком угле диаграмма в плоскости E на каналах диапазона III обладает единственным главным лепестком, что и показано на рис. 26.5.

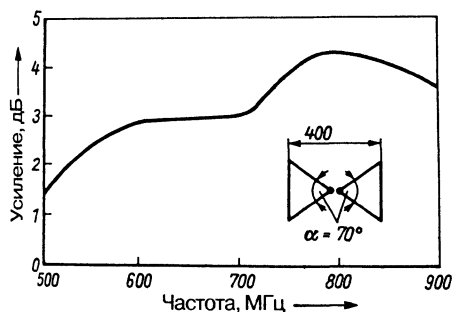


Рис. 26.3. Зависимость усиления плоского вибратора ( $\alpha = 70^\circ$ ,  $l = 400$  мм) от частоты



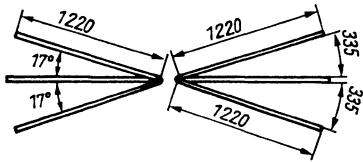


Рис. 26.4. Веерный вибратор (вид спереди)

Подобный V-образный веерный вибратор широко применяется в качестве приемной антенны на всех каналах метровых диапазонов I, II и III. Однако он служит скорее вспомогательной антенной, потому что его входное сопротивление меняется с частотой от 60 до 600 Ом и отягощено реактивной составляющей. На телевизионных каналах частотного диапазона III всегда можно рассчитывать на усиление антенны величиной от 3,5 dBd (пятый канал) до 5 dBd (восьмой и девятый каналы)<sup>1</sup>. Размеры, указанные на рисунке, обеспечивают на восьмом и девятом каналах входное сопротивление антенны величиной 240–300 Ом почти без реактивной составляющей. В частотных полосах I и II следует ожидать диаграмму направленности, сходную с диаграммой полуволнового вибратора, но без четко выраженных нулевых точек.

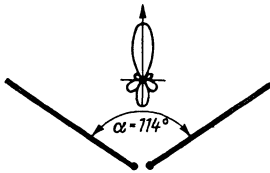


Рис. 26.5. V-образный веерный вибратор (вид сверху)

### 26.1.3. Угловой плоский вибратор

Угловой плоский вибратор, будучи широкополосной антенной, особенно подходит для приема всего УКВ спектра с хорошим усилением. Это подлинно широкополосная антенна, перекрывающая интервал частот от 50 МГц до дециметровой области без всяких пробелов, что проявляется в непрерывном росте усиления с возрастанием частоты. Антенна и ее параметры представлены на рис. 26.6.

<sup>1</sup> Западноевропейский пятый телевизионный канал соответствует шестому российскому, а восьмой и девятый – приблизительно девятому и десятому. – *Прим. ред.*

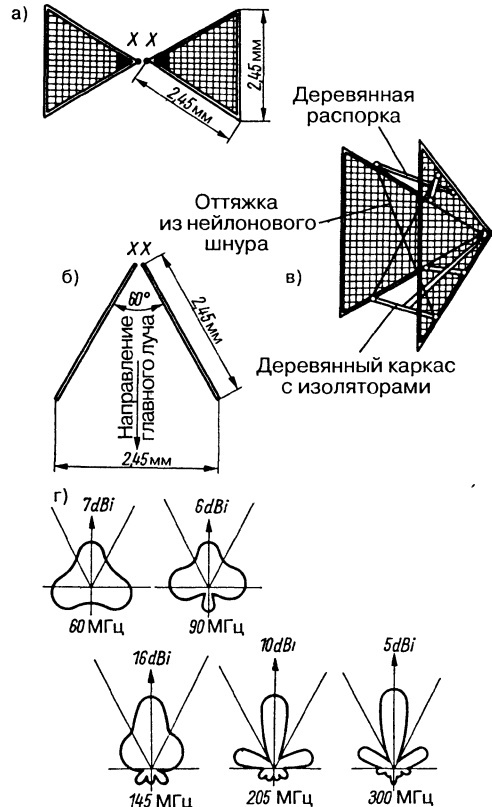


Рис. 26.6. Угловой плоский вибратор: а – вид спереди; б – вид сверху; в – возможный вариант устройства (вид сбоку); г – диаграммы направленности на разных частотах (согласно DL1FQ), усиление в дБ

Речь идет о двух равносторонних треугольничках с длиной стороны по 2,45 м. Угол раскрыва плоского вибратора равен 60°. Вершины треугольников сближаются в точках XX. А поскольку это угловой плоский вибратор, то из рис. 26.6б ясно, что угол между треугольничками также составляет 60°. Основное излучение (или принимаемый сигнал) распространяется вдоль биссектрисы этого угла.

В одном из вариантов исполнения антенны, исследованных DL1FQ, плечи вибратора были изготовлены в виде треугольной рамки из стальной трубки, на которую натянули стальную оцинкованную сетку с размером ячейки 20 мм. На рис. 26.6в показана конструкция этого достаточно большого

сооружения. Здесь не мешают диагональные оттяжки из синтетического или стекловолоконного шнура.

Горизонтальные диаграммы направленности вместе с оценками усиления (рис. 26.6г) были измерены DL1FQ [2]. На частоте 60 МГц имеет место почти круговая диаграмма, причем в максимумах трех лепестков усиление оказывается довольно высоким. В области УКВ радиовещания (90 МГц) хороший прием может быть обеспечен в интервале азимутальных углов минимум  $300^\circ$ . Для работы в двухметровом диапазоне (145 МГц) приводится невероятно высокое усиление 16 dB; оно возвращается к привычным значениям в телевизионном частотном диапазоне III. Безусловно, эти оценки усиления окажутся не столь высокими при тщательной перепроверке. Однако пользователи подобных угловых плоских вибраторов всегда настаивают на их замечательной широкополосности.

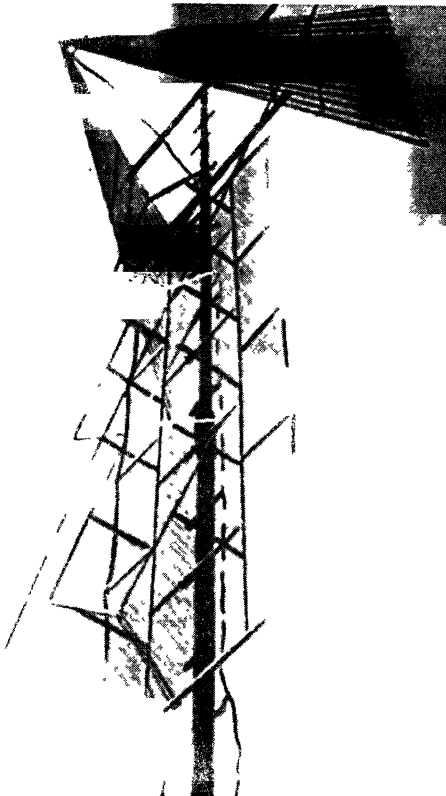


Рис 26.7. Угловой плоский вибратор DL6MH (внизу – рамочная антенна перед отражателем)

Образец одной из таких антенн, испытанный DL6MH, демонстрируется на рис. 26.7. Он применит треугольник из трубок легкого сплава со сторонами длиной 3 м. Из вершин с клеммами питания веерообразно исходят 15 алюминиевых трубок диаметром по 8 мм. Антенна прекрасно принимает вещательные УКВ станции, а так же телевизионные передачи в частотном диапазоне I. В двухметровом диапазоне она эквивалентна 12-элементной многовибраторной антенне, но совершенно непригодна для работы в любительском диапазоне 70 см.

Само собой разумеется, размеры можно произвольно увеличивать или уменьшать. Если, например, требуется почти круговая диаграмма в радиовещательном УКВ диапазоне, уменьшают длину ребра до 1,65 м. Тогда в двухметровом диапазоне усиление остается достаточно высоким и вместе с тем получаются вполне приемлемые результаты во всем телевизионном частотном диапазоне III.

У плоского вибратора с углом раскрытия  $60^\circ$  длина стороны треугольной плоскости и максимальная рабочая длина волны относятся в пропорции 1:2; иначе говоря, рабочая область, например, при длине стороны 3 м начинается с длины волны 6 м, соответствующей 50 МГц. Усиление непрерывно растет с частотой до тех пор, пока не начнется существенное расщепление диаграммы направленности.

На нижней частотной границе импеданс на входе антенны ХХ равен 300 Ом, возрастая с рабочей частотой вплоть до 380 Ом. Это позволяет питать антенну через стандартный 300-омный фидер. В таком случае имеет смысл самостоятельно строить двухпроводную линию с воздушной изоляцией и волновым сопротивлением 350 Ом, отличающуюся минимальными потерями и максимальной стойкостью.

Используя антенну в качестве передающей, необходимо иметь в виду, что в силу ее широкополосности излучается и даже усиливается не только полезный сигнал, но и все высшие и побочные гармоники выходного каскада передатчика. Поэтому там надо подавить нежелательные частоты, приняв соответствующие меры.

## 26.2. Антенны с отражателем

Отражатель представляет собой довольно крупную плоскую металлическую конструкцию, от которой отражаются радиоволны,

подобно свету от зеркала, причем по известному закону: угол падения равен углу отражения. В идеале отражающей поверхностью должен служить большой лист жести с хорошо проводящей поверхностью (теоретический идеал – это бесконечно большая плоскость с бесконечно высокой проводимостью).

Плоская проволочная сетка отражает радиоволны почти так же, как и сплошная металлическая поверхность, если размер ячейки сетки не превышает  $\lambda/200$ . Исследования показали [3], что компактное отражающее полотно по своим свойствам адекватно сети из параллельных проводников, если с изменением длины волны соблюдается определенное соотношение радиуса проводов и расстояния между ними. График этой зависимости приведен на рис. 26.8. Одновременно было доказано, что диаметр проволоки может быть намного меньше полученного из данной зависимости без заметного ухудшения отражательных свойств полотна. У отражателей из стержней они устанавливаются с расстоянием  $\lambda/20$ , что снижает расходы и парусность полотна. Довольно часто радиолюбители делают отражатели из мелкоячеистой проволочной сетки типа той, что защищает вентиляционные вытяжки кухонных помещений. Сетку надо натягивать так, чтобы проволока шла параллельно излучателю. Любители редко пользуются отражающими поверхностями из параллельных трубок: они дороже и не дают преимуществ перед сетчатыми отражателями.

Относительно размеров отражающего полотна эмпирическое правило гласит: по любому направлению оно должно выступать за габариты антенны на  $\lambda/2$ . Полуволновый

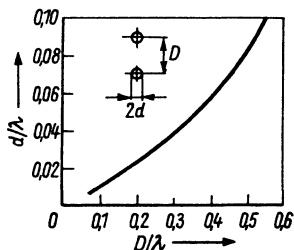


Рис. 26.8. Зависимость между диаметром провода  $d$  и расстоянием между проводами  $D$ , приведенными к длине волны  $\lambda$ , для электрически плотного отражателя (по данным Moullin)

вibrator на расстоянии  $\lambda/4$  перед отражателем характеризуется отношением прямого излучения к обратному величиной 25 дБ, если высота полотна составляет  $0,82 \lambda$ ; при высоте полотна  $2 \lambda$  оно возрастает до 32 дБ и до 45 дБ при высоте  $4 \lambda$ .

Теоретически максимальное усиление (больше 7 дБ) имеет место, когда полуволновый vibrator установлен непосредственно перед отражателем на расстоянии меньше  $0,05 \lambda$ . Однако при этом предполагается бесконечно большое и идеально проводящее полотно. На практике столь малые расстояния между vibratorом и отражателем не устанавливаются, так как чрезмерное сближение вызывает повышенные омические потери в самом отражателе. К тому же сильно уменьшается входной импеданс, и vibrator становится узкополосным.

По усилению наиболее благоприятны промежутки от  $0,1 \lambda$  до  $0,35 \lambda$ . Следует избегать значения  $\lambda/2$ , потому что при нем главный луч расщепляется на два сильных побочных лепестка. Далее вновь идет интервал благоприятных промежутков  $0,65$ – $0,85 \lambda$ . Здесь фактически достигается усиление  $5 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ , если применять достаточно большое и электрически плотное отражающее полотно. Оба максимума усиления, зависящие от величины расстояния vibrator–отражатель, весьма благоприятны для применений, требующих широкополосности антенны. Уголковые или рельефные отражающие полотна позволяют получать еще более высокое усиление (раздел 26.2.3).

### 26.2.1. Широкополосные антенны с отражателем

Отражатели в виде сплошных плоскостей великоваты для УКВ диапазона, и потому чаще применяются в области дециметровых волн. Плоские отражающие поверхности удобны для работы совместно с широкополосными vibratorами, так как плоский отражатель, в отличие от настроенного стержневого рефлектора, не является резонансной структурой и, следовательно, не ограничивает частотный интервал.

Антенны с плоским vibratorом и отражающим полотном особенно ценны в IV и V дециметровых диапазонах телевизионного вещания, поскольку позволяют принимать все ДМВ каналы с приличным усилением. В этом случае угол раскрыва  $\alpha$  стараются сделать как можно большим ( $60^\circ$ – $70^\circ$ )

с тем, чтобы избежать сильной зависимости входного сопротивления антенны от частоты (раздел 26.1.1).

На рис. 26.9 приведена схема плоского вибратора перед отражающим полотном, предназначенного для приема на частотах 450–900 МГц. Частотный ход усиления, приведенного к настроенному полуволновому вибратору, свидетельствует о возрастании усиления с 5 дБ на канале 21 до 10 дБ на канале 60 (рис. 26.10). Расстояние между плоским вибратором и плоским отражателем равнялось 120 мм. Благодаря углу раскрытия  $70^\circ$ , входное сопротивление достигало 170 Ом. При питании антенны через 240-омную линию величина КСВ не превышает 2 во всей частотной области. Можно также питать ее и по коаксиальному кабелю с полуволновым коленом, но это приведет к некоторому сужению частотного интервала [1].

Если требуется входное сопротивление величиной 240 Ом, угол раскрытия надо уменьшить до  $45^\circ$ . При этом область частот несколько сузится, а частотная зависимость входного импеданса усилится.

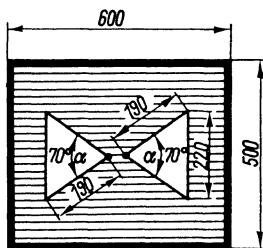


Рис. 26.9. Простая широкополосная антенна с отражателем и углом раскрытия вибратора  $70^\circ$  (расстояние вибратор–отражатель равно 120 мм)

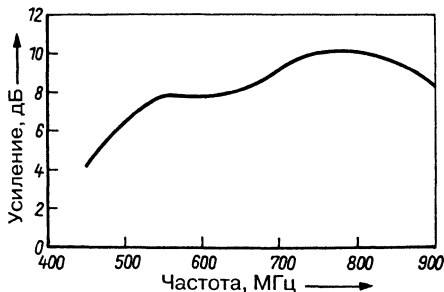


Рис. 26.10. Измеренная частотная зависимость усиления плоского вибратора перед плоским отражателем по рис. 26.9

### 26.2.2. Многоэтажные широкополосные вибраторы с отражателями

Есть смысл воспользоваться преимуществами поэтажного расположения вибраторов, сочетая отражающие поверхности с плоскими волновыми вибраторами. При подобном расположении широкополосных вибраторов основные трудности связаны с питанием, так как возбуждение отдельных этажей не должно отрицательно влиять на ширину полосы системы. Поэтому следует избегать применения трансформирующих элементов и стремиться к согласованию импедансов.

При размещении пары плоских волновых вибраторов в два этажа предпочтительно входное сопротивление отдельного вибратора величиной 480 Ом: вследствие параллельного включения подобных вибраторов импеданс на центральных клеммах питания составит 240 Ом. Однако в этом случае угол раскрытия плоского вибратора должен быть равен всего лишь  $15^\circ$  (рис. 26.2), в силу чего область частот станет сравнительно узкой из-за частотной зависимости входного импеданса. Поэтому при малых углах раскрытия невозможно найти благоприятное решение.

Если ограничиться двумя этажами, целесообразно выбрать угол раскрытия  $\alpha = 50^\circ$ , при котором входной импеданс отдельного вибратора составляет 240 Ом (рис. 26.2), а импеданс на центральных клеммах питания пары параллельно включенных вибраторов понизится до 120 Ом. При подключении к центральному входу 240-омной линии КСВ достигнет величины 2 из-за недостаточного согласования антенны с фидером. С таким КСВ можно смириться как с компромиссным, по крайней мере в режиме приема радиоволн, так как преимущества подобного решения намного превосходят то, что обеспечивает малый угол раскрытия. Это решение иллюстрируется схемами, представленными на рис. 26.11а для плоского двухэтажного вибратора с углом раскрытия  $50^\circ$ . Этажи соединяются 240-омной линией произвольной длины, а центральный вход питания находится в геометрическом центре этой линии. Вибраторы располагаются перед отражателем на расстоянии  $0,2 \lambda$ , приведенном к рабочей длине волны и не вызывающем заметного снижения входного импеданса.

Более рациональное решение представлено на рис. 26.11б. В этом случае выбирается

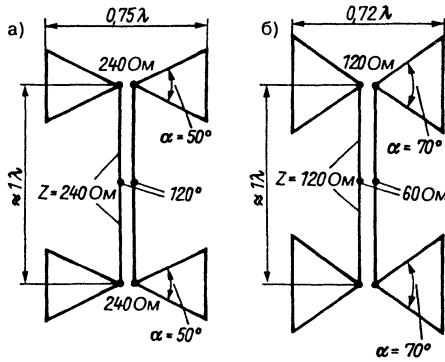


Рис. 26.11. Возбуждение плоского двухэтажного вибратора перед отражателем: а – угол раскрыва  $\alpha = 50^\circ$ , расстояние до отражателя  $0,2 \lambda$ ; б – угол раскрыва  $\alpha = 70^\circ$ , расстояние до отражателя  $0,1 \lambda$  (последний не показан)

угол раскрыва  $70^\circ$ , при котором входное сопротивление отдельного вибратора составляет около  $170 \text{ Ом}$  (рис. 26.2). С приближением вибратора к отражателю на расстоянии  $0,15 \lambda$ , приведенное к максимальной рабочей длине волны, его входной импеданс, будучи частотно-зависимым, упадет до  $120 \text{ Ом}$ . Это позволяет соединить вибраторы друг с другом посредством  $120\text{-омной}$  линии произвольной длины. Тогда на центральных клеммах питания посредине линии симметричный входной импеданс равен  $60 \text{ Ом}$ . Сюда через широкополосный симметрирующий трансформатор может быть подключен стандартный кабель (глава 7). Нередко этим пренебрегают и напрямую подключают коаксиальный кабель к антенному входу.

Если расстояние между двумя этажами плоских волновых вибраторов выбрано равным  $1 \lambda$ , то в зависимости от частоты следует ожидать усиления от  $9$  до  $12 \text{ dBd}$ . Для этого необходимо, чтобы плоский двухэтажный вибратор располагался перед достаточно большим отражателем. В данном случае он должен быть не менее  $2 \lambda$  высотой и  $1 \lambda$  шириной [1].

### 26.2.3. Угловой отражатель

(J. D. Kraus – патент США № 2270314, 1940 г.)

Высокое усиление антенны достижимо даже с простым вибратором, если установить его на биссектрисе угла, сторонами которого служит полотно углового отражателя. В силу равенства углов отражения и падения негрудно показать, что в этой конфигурации к вибратору вернется большая часть излучения, падающего на полотно. В отличие от отражателя с параболическими поверхностями угловой отражатель из плоских поверхностей не имеет определенной точки фокуса. Однако даже при таком примитивном способе концентрации излучения достигается значительный выигрыш по усилению [4].

Схема вибратора в сочетании с угловым отражателем представлена на рис. 26.12. Судя по виду сбоку (рис. 26.12а), вибратор занимает определенное положение на биссектрисе угла между плоскостями отражателя, ограничивающими угол раскрыва  $\alpha$ , и находится на расстоянии  $D$  от его вершины. Обычно угол выбирают равным  $90^\circ$ , реже –  $60^\circ$  и в исключительных случаях –  $45^\circ$ . Оптимальное расстояние  $D$  зависит от угла раскрыва  $\alpha$ . Длина плеча  $S$

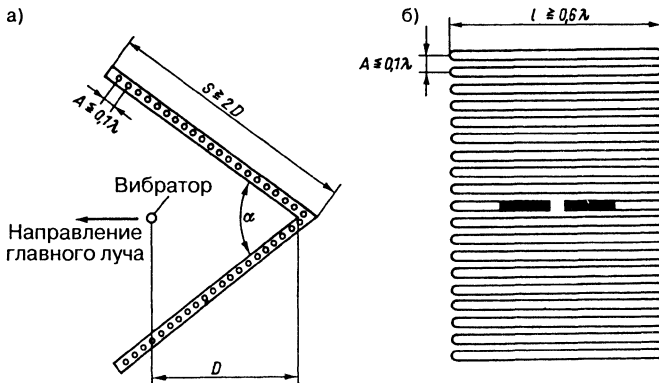


Рис. 26.12 Вибратор с угловым отражателем: а – вид сбоку; б – вид спереди

должна быть не меньше  $2D$ , усиление растет одновременно с длиной плеча.

Если нет особых требований к частотному диапазону, в качестве активного элемента используется полуволновый разрезной или петлевой вибратор. Тогда ширина уголкового отражателя  $l$  (рис. 26.12б) должна быть не менее  $0,6\lambda$ . Естественно, чем длиннее вибратор, тем более широким должно быть полотно отражателя.

Когда оно выполнено из прутка или проволоки, необходимо выбрать шаг элементов отражателя  $A \leq 0,1\lambda$ , но на практике встречаются и более широкие промежутки между элементами. Вместо прутка используют также медную проволоку диаметром 1–2 мм. В боковых рейках уголкового отражателя сверлятся отверстия с нужным шагом, и сквозь них протягивается проволока, как бы образуя узор удлинненного меандра. В дециметровом диапазоне лучше затянуть стороны отражателя мелкоячеистой металлической сеткой (рис. 26.13). В этом случае используется широкополосный вибратор, согнутый по продольной оси аналогично полотну рефлектора. На рис. 26.14 показан промышленный образец широкополосной антенны с уголковым отражателем для телевизионных частотных диапазонов IV и V. В области 470–790 МГц антенна характеризуется усилением от 10 (канал 21) до 12,4

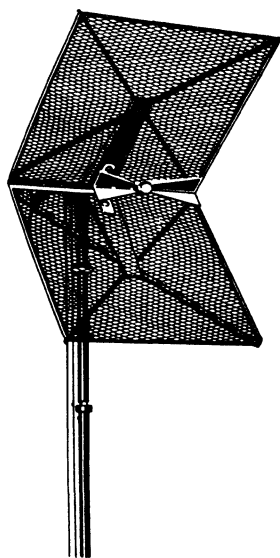


Рис. 26.13. Широкополосная антенна с уголковым отражателем из проволочной сетки

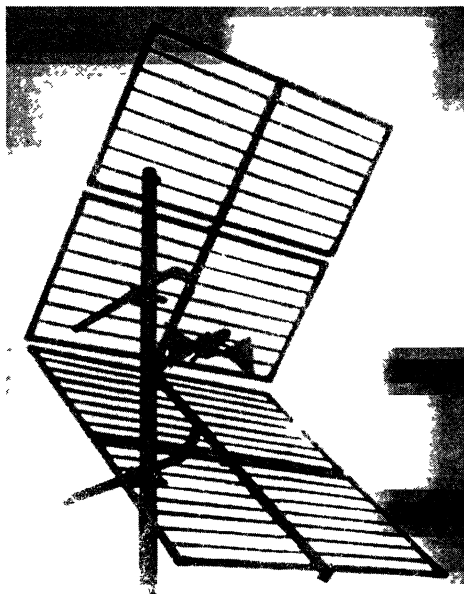


Рис. 26.14. Угловая антенна для частотных диапазонов IV и V (изготовитель VEB Antennenwerke Bad Blankenburg)

(канал 55). Несмотря на относительно крупную ячею сетки отражателя, достигнуто подавление обратного излучения более чем на 25 дБ [5, 6].

По графикам на рис. 26.15 можно судить о зависимости усиления и сопротивления излучения антенн с уголковым отражателем от расстояния  $D$  между вибратором и вершиной угла раскрыва. Для сравнения на рис. 26.15а показаны такие же графики для вибратора с плоским отражающим полотном, которое соответствует углу раскрыва  $180^\circ$ . Видно, что в этом случае максимум усиления 7,5 дБи появляется при  $D = 0,1\lambda$ . Однако малое сопротивление излучения (всего 25 Ом) и близость вибратора к отражателю приводят к столь значительным потерям, что такое усиление не может быть реализовано на практике. Более благоприятным представляется расстояние величиной  $0,2\lambda$ , при котором усиление достигает 6 дБи. Кривая сопротивления излучения подтверждает ранее высказанное утверждение о том, что входное сопротивление вибратора перед плоским отражателем не меняется, когда расстояние между ними составляет  $0,2\lambda$ .

Согласно кривым для уголкового отражателя с углом раскрыва  $90^\circ$  (рис. 26.15б),

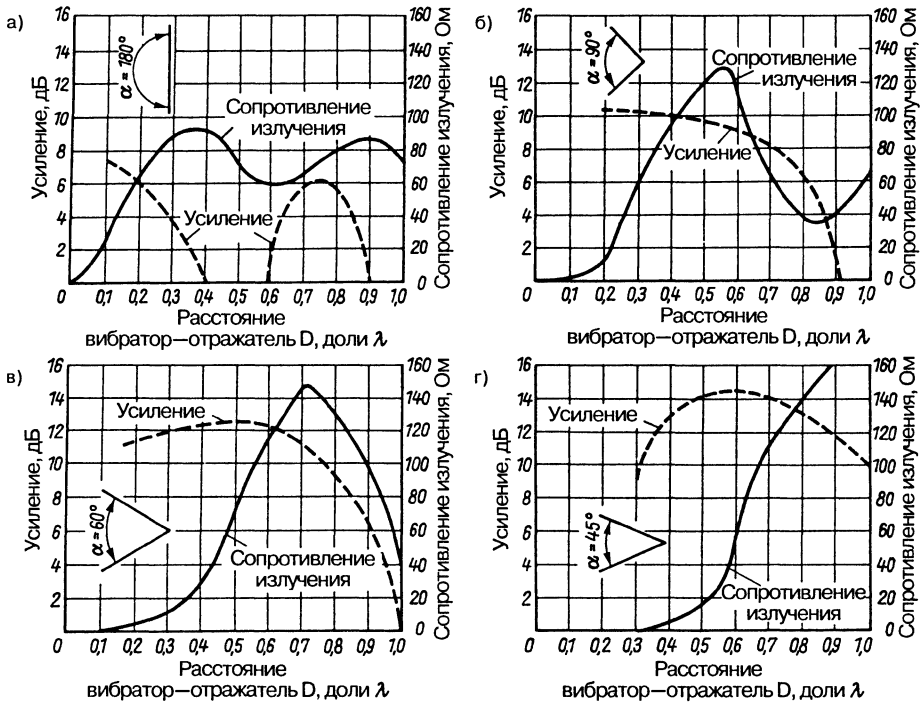


Рис. 26.15. Зависимость усиления и сопротивления излучения полуволнового вибратора с уголковым отражателем от расстояния  $D$ . а – угол раскрыва  $180^\circ$ ; б –  $90^\circ$ ; в –  $60^\circ$ ; г –  $45^\circ$  (усиление приведено к изотропному излучателю) [5]

наилучшие условия реализуются при  $D = 0,33 \lambda$ , когда усиление составляет 10 дВi, а сопротивление излучения – около 60 Ом. При угле  $60^\circ$  (рис. 26.15в) благоприятно расстояние  $D = 0,5 \lambda$ , и ему отвечает усиление величиной 12,5 дВi и сопротивление излучения 75 Ом. Еще более высокое усиление имеет место при угле раскрыва  $45^\circ$  (рис. 26.15г). Здесь максимальное усиление 14,5 дВi соответствует промежутку величиной 0,6  $\lambda$ , при котором сопротивление излучения составляет 50 Ом и остается достаточно удобным для согласований.

Для питания выгодно иметь входные сопротивления в интервале волновых сопротивлений стандартных коаксиальных кабелей. Питание всех перечисленных конфигураций можно осуществлять по коаксиальному кабелю в сочетании с четвертьволновым загорающим объемным контуром или другими симметрирующими устройствами. В случае необходимости применения 240-омного фидера надо заменить разрезной полуволновый вибратор петлевым.

В табл. 26.1 приведены параметры антенн с уголковым отражателем для диапазонов 2 м и 70 см. Часть параметров соотносится с данными на рис. 26.12.

Хотя антенны с уголковыми отражателями неоднократно описывались в литературе, их полезность для радиолюбителей неочевидна, так как получаемое усиление меньше, чем указанное. DC9NL [7] приводит экспериментально обоснованные данные по усилению, сопровождая их полезными советами по созданию антенн.

### 26.3. Особые типы продольных излучателей

Директорная антенна – самый известный и распространенный тип продольного излучателя. Кроме того, имеется ряд вариантов структур продольного излучения, отчасти связанных с директорными антеннами, но в основном сконструированных на иных

Таблица 26.1. Параметры антенн с уголковым отражателем

Полоса частот, МГц	145	145	435	435	435
Угол раскрытия, град.	90	60	90	60	45
Длина плеч S, мм	≥1370	≥2060	≥460	≥700	≥830
Ширина отражателя L, мм	≥1250	≥1250	≥420	≥420	≥420
Позиция вибратора D, мм	683	1035	228	345	414
Длина вибратора, мм	~885	~885	~290	~290	~290
Промежуток A, мм	≤125	≤125	≤40	≤40	≤40
Усиление, dBi	10,0	12,5	10,0	12,5	14,5
Входное сопротивление, Ом	60	75	60	75	50

принципах. Далее будут рассмотрены популярные типы антенн, представляющие определенный интерес для радиолюбителей.

### 26.3.1. Двухзеркальная антенна

(H. W. Ehrenspeck – патент США № 3122745, 1959 г.; № 3218646, 1964 г.)

Двухзеркальная антенна (Backfire Antenna) была сконструирована и описана Эреншпекком [8] в 1960 г. Она существует в двух вариантах: «длинном» и «коротком». Продольный размер «длинной» двухзеркальной антенны составляет несколько длин волны, а ее усиление определяется большой площадью отражателя и длиной самой антенны [9]. Она обеспечивает усиление до 25 dBi и отношения прямого излучения к обратному 30 дБ.

Публикуемые данные обычно характеризуют оба типа антенн, то есть «длинную» и «короткую». Параметры таких антенн приведены в конце раздела 26.3.2.

Двухзеркальную антенну можно рассматривать как комбинацию директорной антенны с отражателем. Принцип ее действия в режиме передачи прост: излучение активного элемента S направляется тройным рефлектором R вдоль волноводной директорной системы к отражателю большой площади. После отражения излучение пробегает директорную структуру в обратном направлении и затем распространяется в виде сфокусированного пучка в свободном пространстве. Благодаря двукратному прохождению волн вдоль директорной структуры двухзеркальная антенна характеризуется приблизительно теми же параметрами, что и директорная антенна удвоенной длины. Если, например, директорный сегмент двухзеркальной антенны

на рис. 26.16 имеет длину  $1,5\lambda$ , то по характеристикам излучения она соответствует директорной антенне длиной  $3\lambda$  с удвоенным количеством элементов.

Теоретически при удвоении длины антенны и количества элементов усиление директорной антенны может возрасти максимум на 3 дБ, но неизбежные потери ограничивают его величиной 2,5 дБ. Аналогичный вывод можно сделать из рис. 23.5: удвоение длины директорной антенны с  $1,5$  до  $3\lambda$  дает прирост усиления на 2,3 дБ. Однако, по-видимому, в теории о возможном приросте усиления недостаточно учитывается влияние крупного отражателя двухзеркальной антенны, потому что в публикациях (см. список литературы) сообщаются согласующиеся друг с другом оценки такого прироста величиной от 4 до 6 дБ, приведенные к директорной антенне той же конструкции, что и в двухзеркальном излучателе. Выяснилось также, что размеры отражателя существенно влияют на усиление. В результате было выведено правило: отражатель двухзеркальной антенны должен быть тем больше, чем длиннее используемая в ней директорная структура.

Новейшие теоретические изыскания показали, что прежние представления о работе двухзеркальной антенны не дают полной ясности в вопросе о достижимом приросте усиления. Это проявилось, например, при разработке «короткой» двухзеркальной антенны (раздел 26.3.2), когда при длине антенны всего лишь  $0,6\lambda$  удалось добиться усиления 13 dBd. Эреншпекк заключил, что действие двухзеркальной антенны связано с возникновением колебаний в объемном резонаторе, который образуется между ее отражателем и рефлектором аналогично объемному резонатору лазера [11].



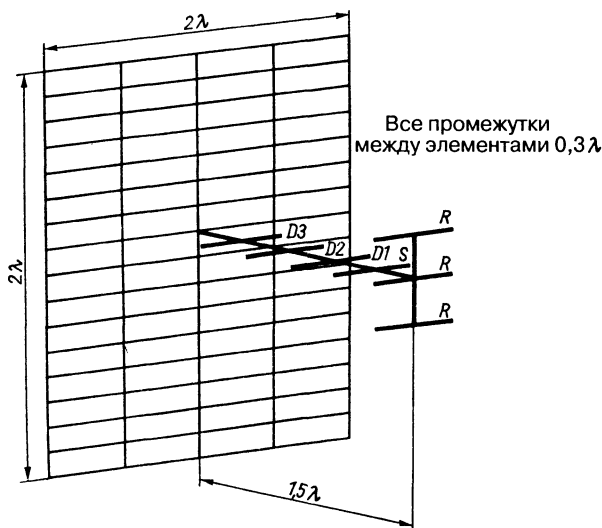


Рис. 26.16. Двухзеркальная антенна

Длина стороны отражателя  $l$  двухзеркальной антенны рассчитывается через длину антенны  $D$  по приближенной формуле

$$l = \sqrt{1,5D} \quad (26.1)$$

где  $l$  – длина стороны квадратного отражателя двухзеркальной антенны и  $D$  – длина директорной структуры, приведенные к длине волны  $\lambda$ .

Двухзеркальная антенна на рис. 26.16 характеризуется усилением 14,5 дБ, шириной горизонтальной и вертикальной диаграмм направленности  $28^\circ$  и  $35^\circ$  соответственно. При этом надо иметь в виду, что длина стороны отражателя равна  $2\lambda$ , а директорная структура длиной  $1,5\lambda$  была настроена на максимальное усиление. Такая структура, будучи оптимально настроенной без отражателя, сильно изменяется по своим резонансным свойствам при появлении связи с отражателем двухзеркальной антенны. Чтобы вернуть максимальное усиление, можно изменить длину всех элементов, не меняя расстояний между ними. Здесь действует правило: активный элемент и рефлекторы надо удлинять, а директоры – укорачивать.

Оптимальная настройка двухзеркальной антенны едва ли доступна радиолюбителю. Уже по чисто конструктивным соображениям он смог бы воспользоваться ею только в диапазоне 70 см. Длинная директорная антенна способна обеспечить тот же результат

при меньших затратах. Если есть возможность строить крупные отражатели, многоэтажные антенны с отражателем легче изготовить самостоятельно. При равном усилении они более широкополосны и потому менее чувствительны к неточностям изготовления и сборки.

Двухзеркальные антенны создавались промышленностью для приема телевизионных передач в частотных диапазонах IV и V. Образец такой антенны демонстрируется на рис. 26.17.

### 26.3.2. Короткая двухзеркальная антенна

(Н. W. Ehrenspeck – патент США № 3438043, 1968 г.; № 3508278, 1968 г.)

Короткая двухзеркальная антенна (КДА) – самая короткая среди антенн такого типа: ее длина составляет около  $0,5\lambda$ . Антенна имеет два плоских круговых отражателя диаметром  $2\lambda$  и  $0,5\lambda$  [10–12] и обеспечивает усиление величиной 15 дБ при подавлении обратного излучения относительно прямого на 30 дБ.

Размеры и устройство антенны представлены на рис. 26.18. Ее образуют главный отражатель  $R_1$ , активный элемент  $S$  и вспомогательный отражатель  $R_2$ . Отражатели могут иметь форму круга, а также многоугольников (например, шести- или восьмиугольника). Краевой выступ  $K$  у главного отражателя способствует подавлению

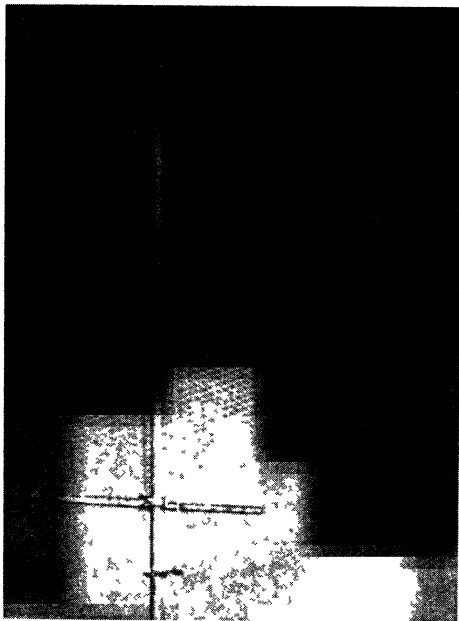


Рис. 26.17. Двухзеркальная антенна фирмы Kathrein для приема телевизионных передач

обратного излучения. Оба отражателя выполняются из мелкоячеистой металлической сетки (размер ячеек до  $0,1 \lambda$ ) или из параллельных стержней. Вспомогательный отражатель рекомендуется делать из жести с мелкой просечкой. Не существует четких предписаний относительно конструкции активного элемента. На его месте может быть возбудитель горизонтальной или вертикальной поляризации и даже турникетная антенна круговой поляризации.

В данном случае антенна имеет длину  $d_1 + d_2 = 0,59 \lambda$ . В публикации Эреншпека приведены меньшие значения:

$$R_1 = 2,0 \lambda; R_2 = 0,5 \lambda; K = 0,2 \lambda; \\ d_1 = d_2 = 0,25 \lambda.$$

Короткая двухзеркальная антенна обеспечивает усиление 13 dBd при подавлении обратного излучения не менее чем на 30 дБ, а боковых лепестков – более чем на 20 дБ. Эреншпек подчеркивает, что при излучателе горизонтальной поляризации высокое усиление достигается прежде всего за счет фокусировки главного луча в вертикальной плоскости. При этом свойства излучения оказываются такими же, как у двухэтажной директорной антенны.

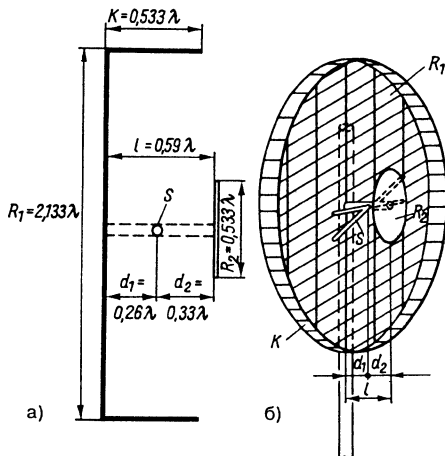


Рис. 26.18. Короткая двухзеркальная антенна: а – эскиз антенны; б – компоновка антенны и ее параметры

Короткая двухзеркальная антенна работает как широкополосная при использовании соответствующего широкополосного возбудителя, если параметры системы рассчитаны на максимальную рабочую частоту. В таком случае антенна дает и максимальное усиление, убывающее почти пропорционально понижению частоты. На низких частотах, когда вспомогательный отражатель  $R_2$  становится меньше  $\lambda/2$ , эффект «двухзеркальности» исчезает и короткая двухзеркальная антенна действует как обычная антенна с отражателем, если частотная область возбудителя была выбрана достаточно широкой.

Возможно групповое включение антенн, в том числе и с общим главным отражателем соответствующих габаритов. Короткая двухзеркальная антенна особенно хороша в качестве телевизионной антенны дециметрового диапазона. По своему принципу действия она могла бы быть качественной антенной круговой поляризации. Для этого достаточно заменить активный элемент  $S$  турникетной антенной. К примеру, чтобы добиться круговой поляризации от длинной директорной антенны, требуется удвоить количество элементов, тогда как в случае короткой двухзеркальной антенны дополнительные затраты вообще не нужны, не считая турникетного возбудителя. Оба типа антенн описаны в [13–15]. Список более чем 80 публикаций по этим вопросам приводится в [15]. Есть множество вариантов, где

используется двухзеркальный принцип возбуждения антенн в сочетании с различными возбудителями от вибратора до микрополоскового излучателя. В США налажено промышленное производство таких антенн.

Двухзеркальные антенны почти не рассматриваются в любительской литературе. КДА для диапазона 23 см описаны DCOMT [16] и DL8ZX [17]. Антенну радиолюбителя DL8ZX прозвали «сковородкой» за соотношение ее диаметра и краевого выступа ( $2\lambda$  и  $\lambda/2$  соответственно). Излучателем в ней служит двойная рамка, описанная DL7KM, ее усиление составляет 11,8 дБ.

## 26.4. Щелевые антенны

(A. D. Blumlein – британский патент № 515684, 1938 г.)

Если в большой металлической плите вырезать полосу (рис. 26.19), возникшая щель может служить излучателем. Подобная щель, ширина которой должна быть мала по сравнению с длиной, возбуждается в центре в точках ХХ [18–21].

Свойства излучения у щели те же, что и у полуволнового вибратора, но с обратным распределением магнитной и электрической составляющих напряженности поля, из-за чего плоскости поляризации также меняются местами. Вертикальная щель излучает аналогично горизонтальному вибратору, а горизонтальная щель дает вертикальную поляризацию. При очень узкой щели импеданс в точках ХХ составляет 485 Ом. С расширением щели входное сопротивление убывает. Это явление имеет противоположную направленность относительно

поведения стержневого вибратора. Напротив, для настройки в резонанс щель, как и вибратор, должна быть несколько короче  $\lambda/2$ . Более широкой щели требуется большее укорочение.

Ввод питания щелевого излучателя размещается симметрично посередине щели. Согласно рис. 26.19 и в соответствии с величиной входного сопротивления к клеммам питания ХХ можно подключать симметричную двухпроводную линию с волновым сопротивлением 500 Ом. Однако такой фидер крайне неудобен, так как пришлось бы соблюдать отношение расстояния между проводами к их диаметру, равное 30:1 (рис. 5.4).

Но поскольку сопротивление убывает к концам щели, ее используют для преобразования импеданса. Смещая клеммы питания ХХ из центра к одному из концов щели, добиваются более низкого входного сопротивления без существенных изменений диаграммы направленности. Как и в случае вибратора, полоса частот щелевого излучателя может быть раздвинута путем расширения щели, особенно к ее концам.

Если щель выполнить в форме петлевого вибратора (рис. 26.20), входной импеданс понизится в пропорции 4:1 и 75-омный коаксиальный кабель подойдет для возбуждения щели. В этом случае щелевая антенна также ведет себя противоположным образом относительно вибратора: у петлевого вибратора импеданс возрастает в пропорции 1:4 по сравнению с разрезным.

В практике антенн важную роль играет трубчато-щелевой излучатель (A. Alford – патент США № 2600179, 1946 г.). Для его изготовления из металлической пластины делают трубку и на ее стенке вдоль образующих

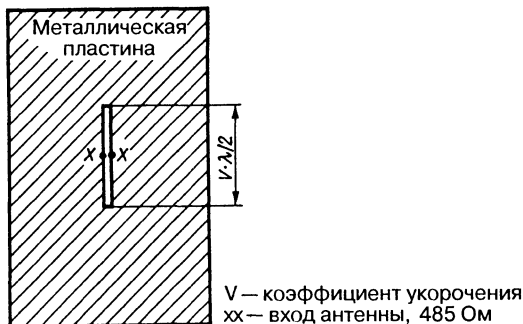


Рис. 26.19. Плоский щелевой излучатель

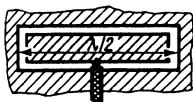


Рис. 26.20. Излучатель с петлевой щелью

цилиндра вырезают щель (рис. 26.21). Вертикальный трубчато-щелевой излучатель характеризуется круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости и сфокусированным лучом в вертикальной. С переходом от плоской конструкции к щели на трубке входное сопротивление возрастает с 600 до 1000 Ом. При поэтажном расположении нескольких трубчато-щелевых антенн излучение остается круговым в горизонтальной плоскости, но сужается в вертикальной. Фидер прокладывается к клеммам питания внутри трубок. Трубчато-щелевая модель обеспечивает стабильность большинства самонесущих конструкций антенны. Парусность антенны незначительна и сводится к минимуму, когда на щель наложено покрытие из синтетического материала. Свойства излучения настолько хорошо отвечают требованиям разных служб, связанных с радиопередачами, что трубчато-щелевые антенны УКВ и ДМВ диапазонов получили самое широкое распространение.

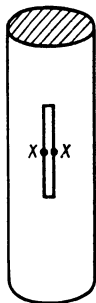


Рис. 26.21. Трубчато-щелевая антенна

При последовательном уменьшении площади металлического листа со щелью в конечном счете наступает момент, когда вокруг нее остается лишь узкая полоска, но сама она сохраняет все свойства, характерные для плоского щелевого излучателя. На рис. 26.22 показана такая контурная щель (J. F. Ramsay – патент США № 2755465, с приоритетом Британии от 1949 г.). Понятное стремление заполнить весьма эффективную



Рис. 26.22. Контурно-щелевая антенна

антенну, которая по компактности и расходу материалов намного выгоднее обычных моделей, способствовало распространению контурно-щелевых излучателей. Согласно измерениям Зеефрида, свойства излучения контурной щели и разрезного полуволнового вибратора вполне сравнимы, но усиление щелевой антенны относительно вибратора не определялось [22]. Входное сопротивление контурной щелевой антенны, будучи высокоомным, составляет 500 Ом, что затрудняет ее согласование с фидером. В этом, вероятно, кроется причина неудач, связанных с антеннами такого типа.

Когда контурной щели приписывают свойства, которые не могут быть ей присущи по физическим причинам, это вовсе не значит, что речь идет о неприменимой разновидности излучателей. Имеются совсем недавние примеры их успешного использования в качестве элементов возбуждения многоэтажных директорных антенн (раздел 24.2.5).

## 26.5. Антенны круговой поляризации

Круговая поляризация выгодна, когда надо одинаково хорошо принимать волны вертикальной, горизонтальной или наклонной поляризации (раздел 22.1). Естественно, приемная антенна круговой поляризации лучше всего подходит для приема также поляризованных по кругу волн, но вместе с тем ее применяемость универсальна, поскольку она принимает волны произвольной линейной поляризации.

Вот как ведут себя УКВ и ДМВ радиоприемники одинаковой и разной поляризации.

Поляризация приемной антенны	Поляризация передающей антенны	Ослабление, дБ
Линейная горизонтальная	Линейная горизонтальная	0
Линейная горизонтальная	Линейная вертикальная	Около 20
Круговая	Круговая	0
Круговая	Линейная горизонтальная или вертикальная	3

Ослабление на 3 дБ между круговой и линейной поляризацией упрощенно объясняется тем, что при круговой поляризации мощность передатчика как бы раскладывается пополам между вертикальной и горизонтальной плоскостями. Поэтому приемная антенна линейной поляризации воспринимает вертикальную или горизонтальную «половинку» в зависимости от типа собственной поляризации. Половинная мощность и соответствует ослаблению на 3 дБ. Поэтому приемная антенна линейной поляризации «усваивает» 7/10 напряжения, генерируемого полем круговой поляризации. Напротив, взаимное ослабление линейных вертикальной и горизонтальной поляризаций достигает 20 дБ, так что «усваивается» только 1/10 напряжения, поступающего на вход приемной системы. Обратная ситуация аналогична: приемная антенна круговой поляризации воспринимает сигнал передатчика линейной поляризации с ослаблением на 3 дБ независимо от направления линейно поляризованного сигнала.

Еще одно преимущество было экспериментально установлено в двухметровом любительском диапазоне [23]: при круговой поляризации становятся доступными удаленные зоны вне прямой видимости, радиосвязь с которыми была невозможна, если пользоваться волнами линейной поляризации. Очевидно, в подобной ситуации возрастает роль многократных отражений, и круговая поляризация дает выигрыш по сравнению с линейной. Немаловажно и то, что круговая поляризация существенно улучшает мобильную радиосвязь. Смена окружающей обстановки при движении приводит к непрерывной смене отражений

радиоволн, а штыревая антенна вертикальной поляризации гнется и колеблется в потоке воздуха. В результате совместного действия этих факторов происходит постоянное изменение амплитуды, фазы и состояния поляризации принимаемых волн, что и приводит к нестабильности приема. Эти изменения особенно заметны у мобильных антенн вертикальной поляризации, так как у большинства окружающих объектов имеется много вертикальных кромок. Значительная часть затуханий такого рода исчезает с переходом на антенну круговой поляризации. Было доказано опытным путем, что на трассе длиной 4 км в густом смешанном лесу радиосигнал вертикальной поляризации ослабляется на 40 дБ, горизонтальной – на 12 дБ, а круговой – только на 3 дБ. Этот результат подтверждает мнение, что преимущества круговой поляризации тем значительнее, чем хуже условия распространения радиоволн.

В качестве направленных антенн круговой поляризации применяются в первую очередь спиральные или директорные турникетные антенны. Построить спиральную антенну сравнительно трудно, зато питать ее легко. Турникетная директорная антенна проще по устройству, но требует больших затрат на подключение к источнику сигнала.

### 26.5.1. Спиральная антенна

В зарубежной литературе этот направленный излучатель известен под разными названиями [24–26], но чаще фигурирует под именем Helix Beam, восходящем к H. Chireix (1930 г.).

Круговая поляризация возникает в том случае, когда проводник антенны уложен в виде цилиндрической спирали, а длина витка составляет 1  $\lambda$ . С учетом коэффициента укорочения диаметр витка получается равным 0,31  $\lambda$ . Еще одно условие состоит в том, чтобы витков было не менее трех: чем больше витков, тем правильнее круговая поляризация. Простая проволочная обмотка с указанными параметрами излучает по двум направлениям вдоль ее продольной оси. При наличии диска-отражателя излучение становится однонаправленным и, следовательно, усиливается.

Схема спиральной антенны с вышеуказанными параметрами приведена на рис. 26.23, витки обмотки показаны в упрощенном виде. Диаметр обмотки  $D = 0,31 \lambda$ ,

приведенный к частоте, рассчитывается по приближенной формуле

$$D_{\text{мм}} = \frac{93000}{f_{\text{МГц}}} \quad (26.2)$$

Для длины окружности витка имеем

$$U = \pi D \quad (26.3)$$

Следующий важный параметр спиральной антенны – угол подъема спирали, по которому находят ее междувитковое расстояние (шаг)  $S$ . Допустимы углы подъема от  $6^\circ$  до  $24^\circ$ , но чаще других используют угол  $14^\circ$ , при котором достигаются наиболее благоприятные свойства антенны. Углу  $14^\circ$  соответствует шаг спирали  $S = 0,24 \lambda$ . Он рассчитывается по формуле

$$S_{\text{мм}} = \frac{72000}{f_{\text{МГц}}} \quad (26.4)$$

Диаметр отражателя может быть малым, но должен превышать  $0,5 \lambda$ : только при этом условии входное сопротивление системы перестает от него зависеть. Обратное излучение подавляется тем сильнее, чем больше площадь отражателя. Разумная средняя величина диаметра отражателя равна удвоенному диаметру спирали ( $2D = 0,62 \lambda$ ). Наряду с дисковым отражателем используют квадратные металлические поверхности. В диапазоне ДМВ почти всегда применяются компактные плоские диски, но на УКВ отражателями часто служат более легкие устройства, требующие меньших затрат (рис. 26.24 или 26.27). Оптимальное расстояние между отражателем и началом спирали составляет  $0,13 \lambda$  (около  $S/2$ ) и рассчитывается по формуле

$$A_{\text{мм}} = \frac{39000}{f_{\text{МГц}}} \quad (26.5)$$

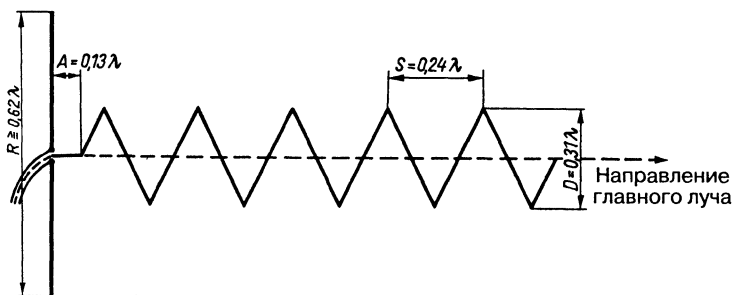


Рис 26.23. Схема спирального направленного излучателя

Диаметр проводника спирали должен быть равен  $0,02 \lambda$ . Если длина витка соответствует длине волны, входное сопротивление составляет  $136 \text{ Ом}$  и остается почти постоянным в широком интервале частот. При уменьшении длины витка входное сопротивление падает, причем оно становится сильно зависимым от частоты. В интервале длины витка  $0,75 \lambda \leq U \leq 1,35 \lambda$  входное сопротивление  $Z$  рассчитывается по приближенной формуле

$$Z_{\text{Ом}} = 136 U_{\lambda} \quad (26.6)$$

Вход антенны несимметричен, и потому она питается по коаксиальному кабелю.

Слабая зависимость входного сопротивления спиральной антенны от частоты позволяет отнести ее к широкополосным излучателям. При шаге витков  $S = 0,24 \lambda$  величина КСВ не превышает  $1,35$  в пределах частотной области  $1:1,6$ .

Усиление и сфокусированность луча спиральной антенны зависят от количества витков  $n$ , длины витка  $U$  и шага витков  $S$ . Усиление приблизительно пропорционально количеству витков спирали  $n$ . Краус предложил приближенные формулы для расчета усиления  $G$ , справедливые для углов подъема спирали  $12^\circ$ – $15^\circ$  и количества витков не менее трех. Оценка усиления проводится к изотропному излучателю круговой поляризации:

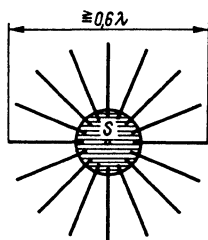
$$G = 15 (U_{\lambda})^2 n S_{\lambda} \quad (26.7)$$

где  $G$  – численное выражение усиления.

Усиление в логарифмических единицах  $\text{dBi}$  определяется по формуле

$$G_{\text{дБ}} = 10 \lg [15 (U_{\lambda})^2 n S_{\lambda}] \quad (26.8)$$

Краус вывел также формулу для расчета ширины главного лепестка диаграммы направленности по половинной мощности



S – плоский диск произвольного диаметра с отверстием в центре для кабеля

Рис. 26.24. Упрощенный отражатель для спиральной антенны

$$\alpha^\circ = \frac{52}{U_\lambda \sqrt{nS_\lambda}} \quad (26.9)$$

Эта формула выполняется также только при углах подъема  $12^\circ$ – $15^\circ$  и количестве витков  $p$  больше трех.

Поляризация спиральной антенны считается круговой, хотя в действительности она является эллиптической. Однако отношение большой оси эллипса к малой очень близко к единице, и при большом количестве витков оси можно считать одинаковыми. Отношение осей  $\Gamma_A$  описывается следующим выражением:

$$\Gamma_A = \frac{2n+1}{2n} \quad (26.10)$$

Это значит, например, что отношение большой и малой осей при минимальном количестве витков  $n = 3$  составит 7:6, тогда как при  $n = 7$  будет жить 15:14.

В табл. 26.2 представлена зависимость предполагаемого усиления и ширины диаграммы направленности от количества витков  $p$  при обычных значениях параметров  $S = 0,24 \lambda$  (угол подъема  $14^\circ$ ) и  $D = 0,31 \lambda$  (длина витка  $1 \lambda$ ). Результат, полученный из формулы (26.8), приводится к усилению изотропного излучателя; чтобы упростить сравнение, в табл. 26.2 оценки усиления приведены, как обычно, к настроенному полуволновому вибратору.

Излучатель можно питать непосредственно по 75-омному коаксиальному кабелю не слишком большой длины (рис. 26.23) при КСВ не более 2. Однако лучше добиться более строгого согласования, применив коаксиальный четвертьволновый трансформатор.

Q-согласование (рис. 6.8) можно устроить столь же успешно, пользуясь системой

Таблица 26.2. Зависимость усиления и ширины диаграммы направленности спиральной антенны от количества витков спирали

Количество витков, $p$	Усиление, dBd	Ширина диаграммы, град
3	7,9	61
4	9,1	53
5	10,2	47
6	11,0	43
7	11,7	40
8	12,3	37
9	12,8	35
10	13,2	33
11	13,6	31,5
12	14,0	30

коаксиальных проводников. Надо лишь рассчитать требуемое волновое сопротивление  $Z$  концентрической линии по формуле (5.30). Если при входном сопротивлении спиральной антенны  $Z_A = 125$  Ом необходимо согласовать с ней 60-омный коаксиальный кабель, для расчета волнового сопротивления  $Z$  концентрического четвертьволнового трансформатора используется соотношение

$$Z = \sqrt{Z_A + Z_E} = \sqrt{125 \times 60} = 86,6 \text{ Ом.}$$

Согласно рис. 5.5, у концентрической линии с воздушной изоляцией волновое сопротивление близко к требуемой величине 87 Ом, если диаметр внутренней жилы относится к внутреннему диаметру внешнего проводника как 1:4,25. Ради простоты внутренней жилы коаксиального кабеля, например диаметром 1,6 мм, может служить также внутренним проводником четвертьволнового трансформатора. Тогда внутренний диаметр наружной трубки Q-согласователя составит  $1,64,25 = 6,8$  мм.

На рис. 26.25 показан вариант концентрического согласующего трансформатора. С учетом коэффициента укорочения общая длина этой линии равна  $0,24 \lambda$ . Если внутренний диаметр трубки слишком мал и порождает лишние трудности при сборке, можно воспользоваться трубкой большего диаметра. Однако для реализации волнового сопротивления трансформатора величиной 87 Ом необходимо соблюдать отношение диаметров 4,25:1. При самостоятельном изготовлении такой концентрической линии бывает проще применить внешний

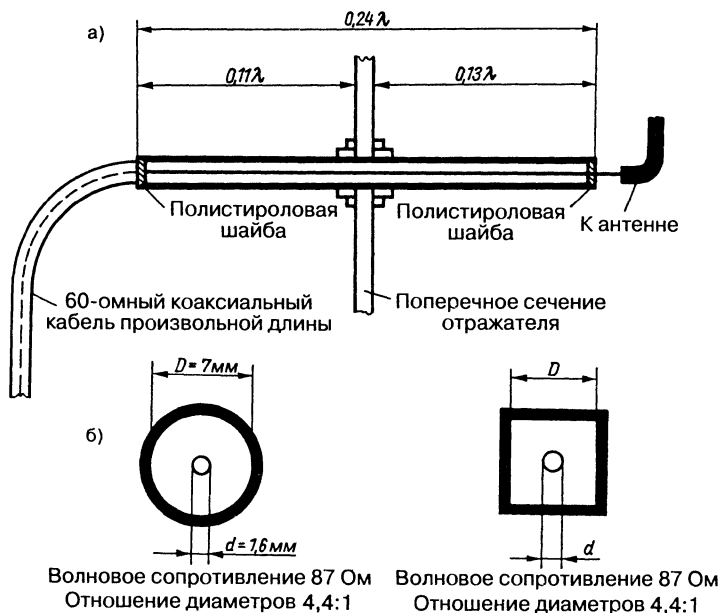


Рис. 26.25. Коаксиальный четвертьволновый согласующий трансформатор для спиральной антенны: а – продольный разрез; б – поперечный разрез

проводник в виде трубки квадратного сечения. В этом случае в соответствии с рис. 5.7 надо выдержать пропорцию  $D:d = 3,8:1$ , чтобы волновое сопротивление равнялось 87 Ом.

Схема согласования входа спиральной антенны с коаксиальным кабелем посредством четвертьволнового трансформатора представлена на рис. 26.26. При указанных размерах резонансная частота излучателя соответствует двухметровому диапазону (в скобках – данные для диапазона 70 см). В представленном варианте антенны использован отражатель диаметром  $1\lambda$ . Разумеется, он может быть уменьшен до  $0,63\lambda$  без изменения остальных параметров антенны. Согласно табл. 26.2, с этой антенной достигнимо усиление до 11,7 dBd при ширине диаграммы направленности  $40^\circ$ .

Лучшим материалом для изготовления спирали служит алюминиевая проволока диаметром 10 мм, аналогичная применяемой для громоотвода. Она легко режется и принимает нужную форму. Витки укладывают на подходящем деревянном каркасе. Металлическую мачту следует крепить только на тыльной стороне отражателя, хотя при этом возникает сильный дифферент на нос. Поэтому бывает выгоднее

воспользоваться деревянной мачтой и установить на ней антенну с опорой в центре тяжести.

Спиральная антенна, построенная и испытанная DL6MH, показана на рис. 26.27. В ней использован проволочный отражатель, напоминающий паутину. Разработчик в первую очередь добивался острой направленности антенны. Другой ее вариант для любительского диапазона 70 см, оснащенный восьмиугольным отражателем из перфорированной жести, показан на рис. 26.28.

Когда излучение с круговой поляризацией принимается антенной линейной поляризации (и наоборот), из поля извлекается только половина энергии, которую можно было бы получить при тождественности поляризации. Это равносильно потерям 3 дБ. Однако есть способ излучать и принимать линейно поляризованные волны спиральной антенной без указанных потерь, включив две однотипные спиральные антенны, у которых спирали уложены в противоположных направлениях, в общую схему.

При однотипной укладке спиралей поляризация остается эллиптической. Если противоположно намотанные спирали разместить рядом в горизонтальной плоскости,



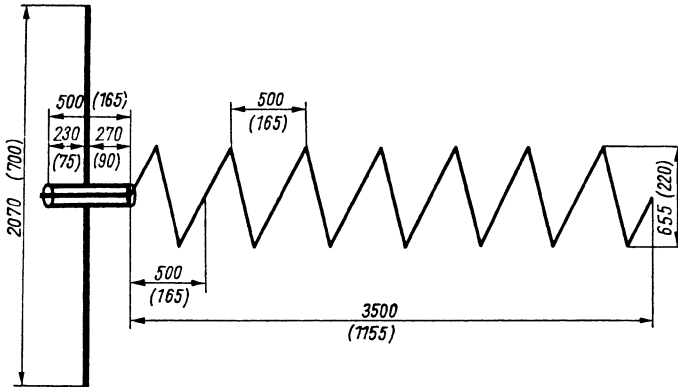


Рис 26 26 Спиральная антенна для диапазона 2 м, отражатель и согласующий трансформатор представлены на рис 26 24 и 26 25

антенна будет принимать волны горизонтальной поляризации. Установив те же спирали вертикально – одну над другой, получают антенну вертикальной поляризации. Линейная поляризация наблюдается и в том случае, когда две однотипных, но противоположно уложенных спиралей располагаются вдоль общей оси (рис 26 29), правда, эта конфигурация не имеет практической ценности из-за механических и электрических трудностей.

Вариант антенны на рис 26 29 представляет особый интерес для работы в диапазоне

70 см. При параллельном включении пары спиралей возникает наилучшее входное сопротивление антенны 65–70 Ом, что позволяет питать антенну прямо по стандартному коаксиальному кабелю без всяких

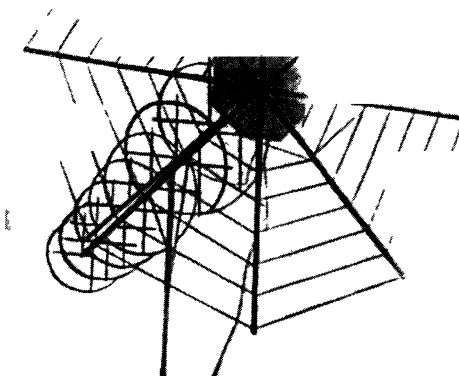


Рис 26 27 Спиральная антенна DL6MN

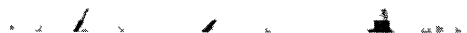


Рис 26 28 Спиральная антенна для диапазона 70 см (фото Штарица, DL3CS)

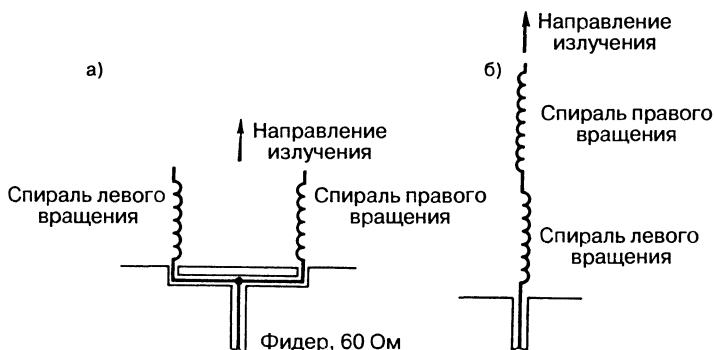


Рис. 26.29. Получение линейной поляризации двумя спиральными антеннами противоположной намотки: а – при параллельном включении; б – при последовательном включении

промежуточных устройств. Для спиралей по 6 витков на каждой при угле подъема  $14^\circ$  рекомендуемое расстояние между их осями составляет  $1,5 \lambda$ . Тогда усиление, приведенное к полуволновому вибратору, достигает 14 дБ.

У спиральных антенн легко определяется направление вращения круговой поляризации. Если смотреть на спираль со стороны рефлектора<sup>1</sup>, то при правовращательной круговой поляризации спираль должна быть уложена по часовой стрелке. При укладке спирали против часовой стрелки имеет место левовращательная круговая поляризация<sup>2</sup>. В коммерческом радиовещании работают почти исключительно с правовращательной круговой поляризацией<sup>3</sup>. Ею надо пользоваться и радиолюбителям, хотя бы ради совместимости.

### 26.5.2. Директорные антенны круговой поляризации

Когда пара конструктивно и электрически тождественных директорных антенн расположена в пространстве так, что разница их плоскостей поляризации составляет  $90^\circ$  (например, у одной системы поляризация горизонтальная, а у другой – вертикальная), причем обе системы возбуждаются при взаимном сдвиге фаз на  $90^\circ$ , то у директорных

систем возникает круговая поляризация. При таких условиях образуется поле, вращающееся по часовой стрелке или против нее в зависимости от возбуждения. Направление вращения круговой поляризации не имеет значения при приеме волн линейной поляризации.

Обычно обе директорные системы собирают на общей траверсе при взаимно перпендикулярном расположении элементов (рис. 26.30). Суммарное входное сопротивление антенны вдвое ниже сопротивления каждой из систем вследствие параллельного включения их активных элементов. К тому же мощность передатчика распределяется поровну между системами. Это значит, что при приеме поляризованного по кругу излучения антенной линейной поляризации неизбежны потери величиной 3 дБ. Фазовый сдвиг на  $90^\circ$  между директорными системами, необходимый для круговой поляризации, обеспечивается возбуждением одной из них через звено в виде четвертьволнового элемента. При этом необходимо свести к минимуму связь по излучению между директорными системами, так чтобы они были связаны практически только через данное звено. Взаимовлияние директорных систем минимизируется, когда одна из них характеризуется горизонтальной поляризацией, а другая – вертикальной (рис. 26.30а). Часто бывает выгодно развернуть элементы так, чтобы с торца антенны они выглядели как лежащий крест, обладая наклонной поляризацией (рис. 26.30б). При той же электрической эффективности эта компоновка позволяет лучше развязывать элементы относительно вертикальной мачты антенны.

<sup>1</sup> Не обязательно, поскольку винтовая линия выглядит одинаково, с какой бы стороны оси на нее ни смотрели. – *Прим. ред.*

<sup>2</sup> Проще определять направление поляризации по направлению резьбы винта. – *Прим. ред.*

<sup>3</sup> В настоящее время спутниковое телевидение использует и правовращательную, и левовращательную поляризацию. – *Прим. ред.*

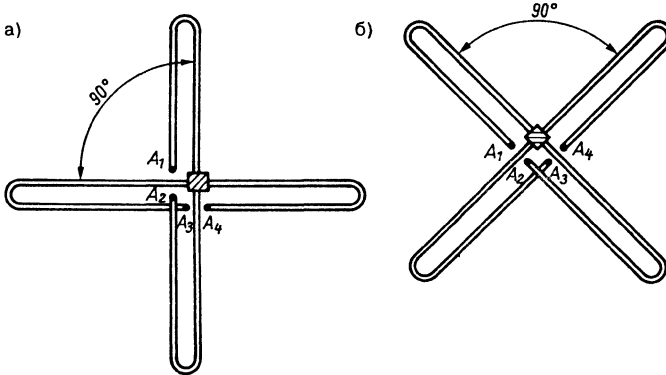


Рис. 26.30. Крестообразная компоновка активных элементов директорной антенны круговой поляризации: а – крест из вертикальной и горизонтальной систем; б – системы под углом  $45^\circ$  к вертикали

При использовании директорных систем с петлевыми вибраторами в качестве активных элементов с обычным симметричным входным сопротивлением по 240 Ом имеет смысл перенастроить их импеданс на несимметричные 60 Ом. Этого можно добиться при минимальных потерях с помощью полуволновых шлейфов А и В (рис. 26.31): надо соединить точки  $A_2$  и  $A_3$  через четвертьволновое колено С из коаксиального кабеля, что и создаст требуемый фазовый сдвиг на  $90^\circ$ . Теперь можно подключить коаксиальный кабель Е непосредственно к точке  $A_2$  или  $A_3$ , но тогда придется смириться с величиной КСВ не менее 2, поскольку из-за параллельного включения обеих директорных систем входное сопротивление составляет всего 30 Ом. Поэтому желательно преобразовать его в величину, соответствующую волновому сопротивлению подключаемого кабеля, например в 75 Ом. Согласно формуле (5.30), волновое сопротивление такого четвертьволнового трансформатора D составляет 48 Ом. За неимением 48-омного кабеля воспользуемся 50-омным, пренебрегая незначительной рассогласованностью. Теперь 75-омный кабель Е произвольной длины может быть подключен к концу четвертьволнового трансформатора D с соблюдением требований по импедансу. Описанный подход был реализован в виде пятиэлементной крестовидной директорной антенны, названной ее создателем G3JYQ-Twister [23]. Она показана на рис. 26.32 со всеми размерами в расчете на двухметровый любительский диапазон. При относительной

длине антенны  $0,7 \lambda$  ее усиление достигает 7,5 dBd. Можно возбуждать и другие директорные антенны с входным сопротивлением 240 Ом как крестообразные комбинации согласно конфигурации на рис. 26.31, соблюдая согласованность сопротивлений и применяя, например, трех-, шести- и девятиэлементные директорные системы (раздел 23.3.1).

Трансформирующие цепочки в линиях питания нежелательны, так как стыки кабелей разного волнового сопротивления требуют дополнительных затрат и безупречной защиты от проникновения влаги.

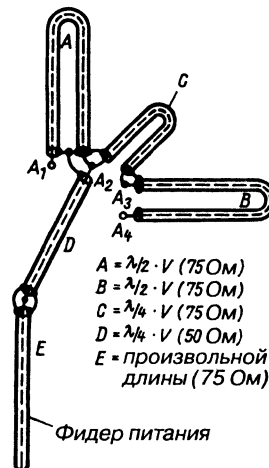


Рис. 26.31. Система питания крестовидной директорной антенны круговой поляризации

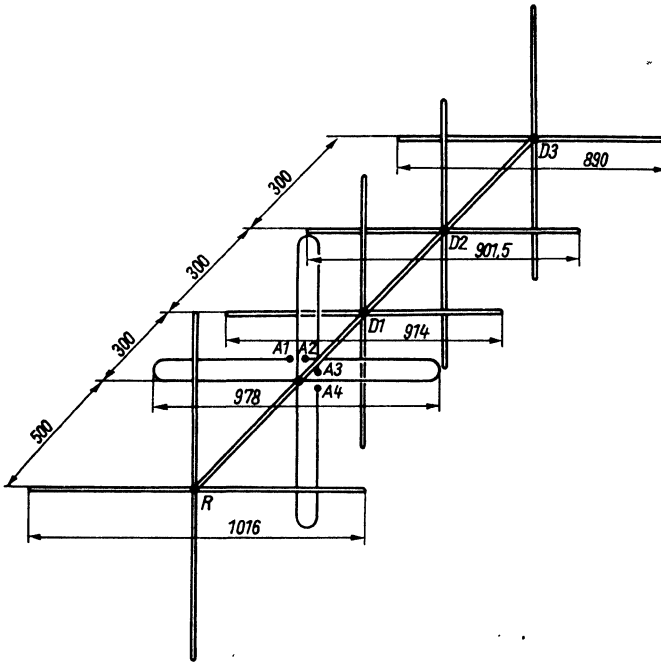


Рис. 26.32. Антенна G3JVQ-Twister с системой возбуждения на рис. 26.31

К тому же не всегда под рукой есть кабель с волновым сопротивлением, необходимым для четвертьволнового трансформатора D. На этот случай существует простое решение: воспользоваться двойными петлевыми вибраторами (рис. 3.24) вместо обычных и благодаря этому исключить четвертьволновый отрезок D. Тогда входное сопротивление каждой из систем увеличится с 240 до 540 Ом, а шлейфы А и В (рис. 26.31) преобразуют его к несимметричным 130 Ом. Поскольку директорные системы включены параллельно друг другу через четвертьволновый отрезок С, входной импеданс антенны упадет почти вдвое до величины 68 Ом, что и позволит подключать 70-омный фидер прямо к точкам А2 и А3. Рассогласованность с кабелями, имеющими волновое сопротивление 60 и 75 Ом, также невелика. На рис. 26.33 представлена семиэлементная директорная крестовидная антенна с использованием двойных петлевых вибраторов, все элементы которой выполнены из полосы легкого сплава шириной 20 мм. Полая траверса квадратного сечения 22×22 мм позволила привинчивать непосредственно к ней согнутые части элементов. Другие особенности

конструкции антенны показаны на рис. 26.34. При относительной длине  $0,85 \lambda$  антенна обеспечивает усиление около 8,5 dBd.

Такой упрощенный способ питания применим в любых крестовидных директорных антеннах, если положенные в их основу директорные системы с простыми петлевыми вибраторами характеризуются входным сопротивлением 240 Ом. Надо лишь заменить последние двойными петлевыми вибраторами и тем самым повысить входной импеданс системы до 540 Ом, не изменяя остальные электрические параметры.

Иногда строят крестовидные директорные антенны с разрезными вибраторами, которые возбуждаются через гамма-образные согласователи [27]. Подобная «экономия» на полуволновых шлейфах оборачивается значительными затратами на создание регулируемых гамма-согласующих цепочек. Их оптимальная настройка отнимает много времени, а в ветвях вибратора нередко течет ток разной силы вследствие асимметрии условий возбуждения.

Имеются и другие возможности добиться круговой поляризации излучения директорных антенн. Простое компромиссное

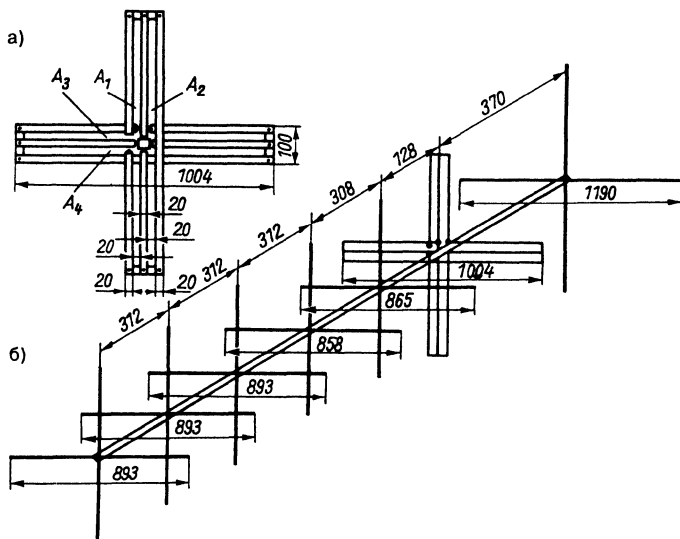


Рис. 26.33. Семизлементная крестовидная директорная антенна с двойными петлевыми вибраторами: а – эскиз с размерами; б – крестовидный петлевой вибратор

решение заключается в том, чтобы смонтировать две одинаковые директорные системы крестом на одной траверсе, сместив вдоль нее горизонтальные элементы относительно вертикальных на четверть длины волны (рис. 26.35). Такая задержка по времени соответствует сдвигу фазы на  $90^\circ$ , что и приводит к круговой поляризации без применения специальных фазосдвигающих цепочек между входами систем. При этом петлевые вибраторы включаются параллельно друг другу через отрезки кабеля одинаковой длины, чем и обеспечивается синфазность их питания, а фазовый сдвиг происходит исключительно

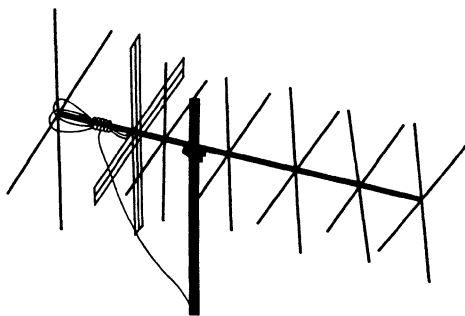


Рис. 26.34. Практическая реализация семизлементной крестовидной директорной антенны

благодаря пространственному смещению полей излучения.

Взаимное поперечное смещение двух директорных антенн также используется для получения круговой поляризации [28]. В этом случае требуются две траверсы и горизонтальная поперечина между ними, выполненная, по возможности, из синтетического материала (рис. 26.36). Поскольку радиоволны излучаются элементами, находящимися в одной плоскости, при такой компоновке фазовый сдвиг сам по себе не возникает и необходимо добиться его появления с помощью четвертьволнового шлейфа, включенного между обеими системами. Этому требованию удовлетворяет система возбуждения, показанная на рис. 26.37. В принципе она аналогична схеме на рис. 26.31, но входы питания  $A_1-A_2$  и  $A_3-A_4$  разнесены на расстояние  $d$ , поэтому необходимо ввести линию связи длиной не меньше  $d = l_1 + l_2$ . Кроме того, одна из систем должна возбуждаться относительно другой через четвертьволновую линию, соответствующую фазовому сдвигу  $90^\circ$ . Иначе говоря, линия  $l_2$  должна быть электрически длиннее линии  $l_1$  на  $\lambda/4$ . Из этих соображений местом подключения кабеля  $E$  выбирается точка  $X$ . Если нужен согласующий элемент, его включают как четвертьволновый трансформатор  $D$  (рис. 26.31) между точкой  $X$  и фидером  $E$ .

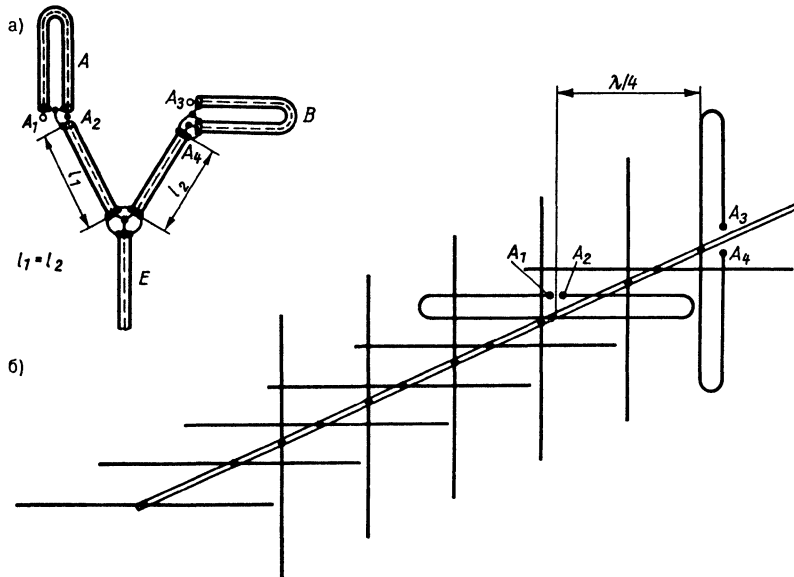


Рис. 26.35. Директорная антенна с продольным смещением элементов: а – устройство антенны; б – система возбуждения для создания круговой поляризации

Такая конструкция особенно удобна для спутникового приема, поскольку для перевода антенны в вертикальное положение достаточно повернуть ее вокруг горизонтальной поперечины между траверсами. Поперечное смещение  $d$  необходимо сделать минимальным. Чтобы антенна в вертикальном положении не касалась мачты, расстояние  $d$  должно превышать  $\lambda/2$ . Еще большая свобода обеспечивается у директорных систем с наклонной поляризацией под углом  $45^\circ$ . В этом случае элементы занимают положение, показанное на рис. 26.38, а в качестве системы возбуждения по-прежнему используется устройство на рис. 26.37.

В любой из версий директорных антенн круговой поляризации нетрудно предусмотреть дистанционное переключение между линейной и круговой поляризацией оператором из помещения станции. Для этого от каждой системы нужно проложить отрезок фидера до переключателя, обеспечив равенство длины таких отрезков. Тогда каждая из систем в отдельности может служить излучателем радиоволн линейной поляризации (горизонтальной, вертикальной или наклонной). Если один из отрезков электрически удлинить на  $\lambda/4$  и включить линии параллельно, образуется круговая

поляризация. Фактическая длина обоих отрезков фидера не играет роли. Для получения круговой поляризации надо лишь проследить за тем, чтобы один из них был длиннее другого ровно на  $\lambda/4$ .

По сравнению с обычными директорными антеннами линейной поляризации крестовидные директорные антенны круговой поляризации требуют вдвое больших затрат, поэтому надо заранее продумать, насколько они целесообразны. Вращающиеся и поворотные директорные антенны хорошо приспособлены для приема радиосигналов со спутников, для связи на метеорных следах и неоднородностях ионосферы, а также для работы на передвижных станциях, в том числе с источниками линейной поляризации. Если же радиосвязь осуществляется, скажем, через радиорелейные ЧМ станции, применение крестовидных директорных антенн, как правило, не окупается: в этом случае простая директорная антенна вертикальной поляризации даст результат на 3 дБ более высокий при вдвое меньших затратах. Если желательна антенна универсального применения и не пугает повышенный расход материалов, надо оснастить каждую из систем крестовидной директорной антенны отдельным фидером, предусмотрев переключение с горизонтальной

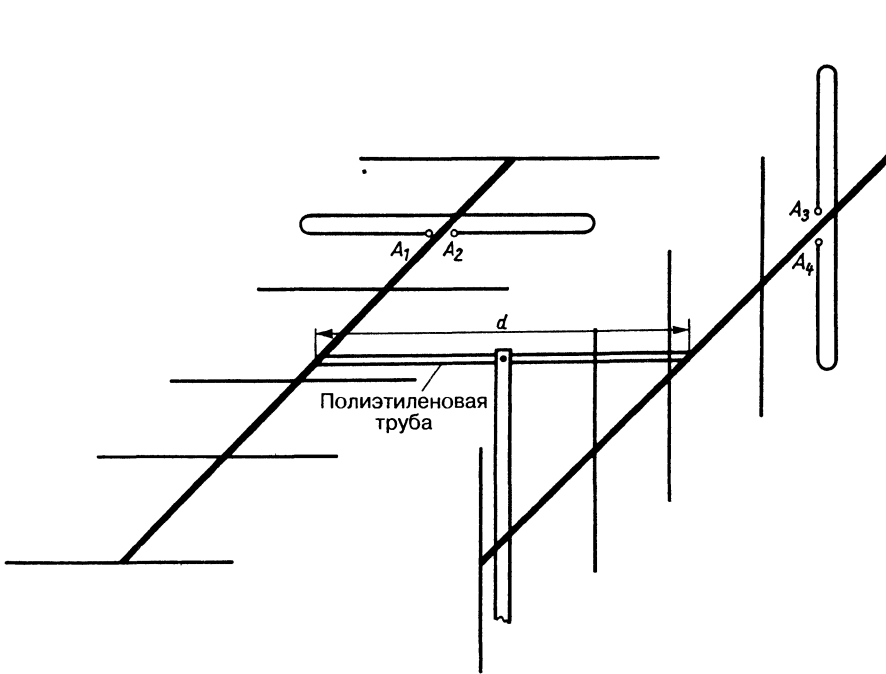


Рис. 26.36. Директорная антенна круговой поляризации с поперечным смещением систем

на вертикальную поляризацию и переход к круговой.

Направление вращения плоскости поляризации всегда определяют, глядя на антенну со стороны рефлектора в направлении главного луча. Если вибратор, к которому подается питание через четвертьволновую линию, находится справа от вибратора, возбуждаемого напрямую, возникает круговая поляризация с вращением ее плоскости вправо. Круговая поляризация с вращением плоскости влево имеет место, когда вибратор, питаемый через четвертьволновую линию, размещен слева от непосредственно возбуждаемого

вибратора. Это правило иллюстрирует рис. 26.39. Пусть вибратор с клеммами  $A_1-A_2$  связан с передатчиком напрямую по фидеру произвольной длины. Если включить четвертьволновую линию между клеммами  $A_1-A_3$  и  $A_2-A_4$ , возникает правовращательная поляризация. Поместив ту же линию между клеммами  $A_1-A_4$  и  $A_2-A_3$  (пунктир), получим левовращательную поляризацию.

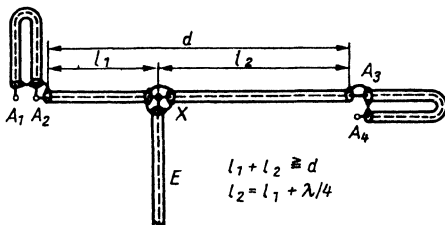


Рис. 26.37. Система возбуждения директорной антенны круговой поляризации (см. рис. 26.36)

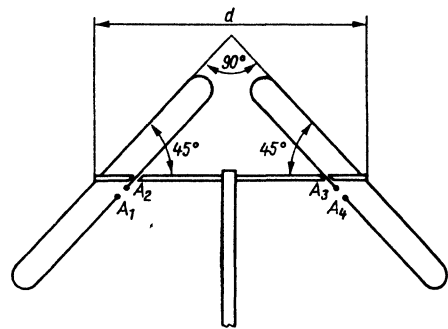


Рис. 26.38. Вариант расположения элементов директорной системы круговой поляризации (показаны только активные элементы)

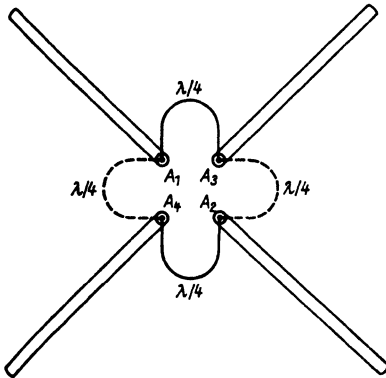


Рис. 26.39. Определение направления вращения плоскости круговой поляризации

Следуя этому правилу, можно определить, что система возбуждения на рис. 26.37, будучи частью устройства на рис. 26.36, порождает правовращательную поляризацию.

Крестовидные директорные антенны делают возможным переключение режимов работы на поляризацию разных типов: горизонтальную, вертикальную, круговую правовращательную или левовращательную. Для переключений непосредственно на антенне требуются соответствующие реле, а для переключений в помещении станции надо протянуть к антенне два фидера одинаковой длины. Устройство и способы переключения поляризации описал Биттан в [29].

### 26.6. Логопериодические антенны для УКВ и ДМВ диапазонов

Принцип действия логопериодических антенн (ЛПА) подробно описан в разделе 18.12. Приведенные там пояснения, расчетные формулы, графики и таблицы применимы также к УКВ и ДМВ вариантам антенн. Однако в диапазоне УКВ появляется возможность воспользоваться оптимальными параметрами, что в области коротких волн было нереально из-за слишком больших габаритов создаваемых ЛПА. В их основу положена схема, показанная на рис. 18.66.

ЛПА для УКВ и ДМВ почти всегда строят в виде свободонесущей трубчатой конструкции, в которой линия возбуждения из

параллельных трубок одновременно служит траверсой для размещения элементов антенны (рис. 26.40)

В подобной конструкции антенна состоит из двух одинаковых частей. У каждой имеется собственный носитель для элементов, которые должны быть непосредственно соединены друг с другом. Носитель второй части системы, будучи изолированным от первой, монтируется таким образом, чтобы при взгляде сверху половинки вибраторов составляли целый элемент с равновеликими плечами. Это позволяет избавиться от переполюсовки линии возбуждения, сохраняет электрическую эффективность антенны, упрощает и делает более жесткой ее конструкцию. При этом оба носителя элементов выполняют функцию собирательной линии, требуемое входное сопротивление

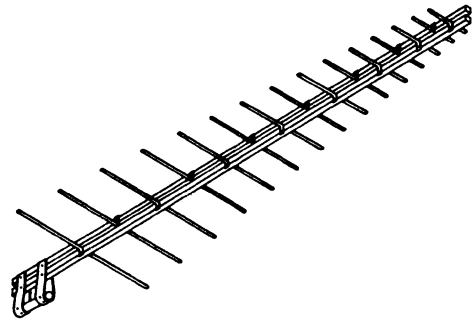


Рис. 26.40. Пример конструкции логопериодической антенны для диапазонов УКВ и ДМВ

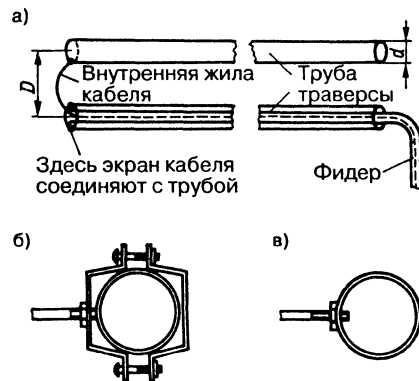


Рис. 26.41. Узлы ЛПА: а – подключение фидера; б – крепление элементов зажимной скобой для труб; в – крепление элементов на резьбе



которой  $Z_0$  рассчитывается по формуле (18.25).

Половинки вибраторов крепятся к траверсе с помощью надежного гальванического контакта. Для этого служат зажимные скобы для труб (рис. 26.41б), либо, если позволяет толщина стенок траверсы, элементы крепятся в ней на резьбе и фиксируются контргайкой (рис. 26.41в). Траверсы на рис. 26.40 имеют квадратное сечение. Это существенно облегчает крепление элементов и повышает механическую прочность антенны. Волновое сопротивление линий определяется по графику (рис. 26.42), представленному в [30]. Такая конструкция линий позволяет механическими средствами обеспечить получение волнового сопротивления  $Z < 150$  Ом, что едва ли осуществимо посредством труб круглого сечения (ср. рис. 5.4). Расстояние между параллельными трубами фиксируется колодками из диэлектрика. Гальваническая связь между трубами допускается только на концах рядом с самым длинным из вибраторов, где образуется шлейф  $Z_c$  (рис. 18.66). Концы антенны крепятся к мачте с помощью зажимной скобы.

Поскольку волновое сопротивление  $R_c$  меньше 100 Ом, антенну можно питать непосредственно по коаксиальному кабелю. Он прокладывается внутри траверсы до открытого конца рядом с самым коротким элементом. Там экран кабеля припаивается к вмещающей его трубе, а внутренняя жила —

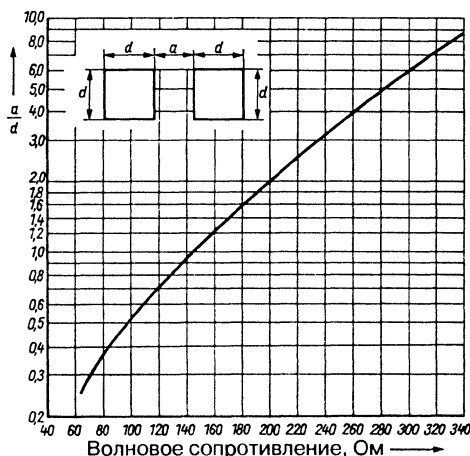


Рис. 26.42. Волновое сопротивление  $Z$  линии из параллельных труб квадратного сечения с воздушной изоляцией в зависимости от расстояния  $a$  и длины стороны квадрата  $d$  ( $a/d$ )

к концу соседней трубы. При этом одновременно создаются условия симметрирования.

Однако прямое подключение коаксиального кабеля бывает затруднительным: нужно, чтобы входное сопротивление  $R_c$  было близким к 50 Ом и, следовательно, чтобы волновое сопротивление  $Z_0$  линий из параллельных труб составляло не более 100 Ом. Но такая величина волнового сопротивления этих линий получается лишь при ничтожно малом расстоянии между трубами (рис. 5.4 и 26.42). Выход в том, чтобы при расчете ЛПА задать значение  $R_c = 200$  Ом. Тогда полуволновая петля (рис. 7.13) позволит подключить 50-омный коаксиальный кабель с соблюдением требований симметрирования и согласования импедансов. Полуволновая петля рассчитывается на минимальную частоту; ее частотный интервал в УКВ и ДМВ диапазонах сравнительно широк. При столь высоких частотах уже невозможно воспользоваться симметрирующим трансформатором на кольцевом сердечнике.

Следующий пример показывает, насколько вообще конкурентоспособна оптимально рассчитанная ЛПА с директорной антенной равной длины (за основу взяты размеры, приведенные на рис. 18.66).

#### Пример

Рассчитаем параметры ЛПА для интервала частот 140–148 МГц. Исходные данные:  $\tau = 0,963$ ,  $\sigma = 0,178$  и  $R_c = 200$  Ом. Согласно рис. 18.68, предполагаемое усиление составит  $\approx 9,5$  dBd.

По этим данным можно найти длину вибраторов  $l$  по формуле (18.9) и расстояния между элементами  $S$  по формуле (18.15):

$l_1 = 1072$ мм,	$S_1 = 381$ мм,
$l_2 = 1032$ мм,	$S_2 = 367$ мм,
$l_3 = 994$ мм,	$S_3 = 353$ мм,
$l_4 = 956$ мм,	$S_4 = 340$ мм,
$l_5 = 922$ мм,	$S_5 = 328$ мм,
$l_6 = 888$ мм,	$S_6 = 316$ мм,
$l_7 = 854$ мм,	$S_7 = 304$ мм,
$l_8 = 822$ мм.	

Длину антенны находим путем суммирования отрезков  $S$ , в результате которого получаем 2,389 м (соответствует  $1,12 \lambda_{\max}$ ). На рис. 26.43 показана половина антенны вместе с рассчитанными размерами.

По отношению длин  $l_1/l_8$  находим структурную ширину  $B_s = 1,303$ . Чтобы определить волновое сопротивление  $Z_0$  линии из

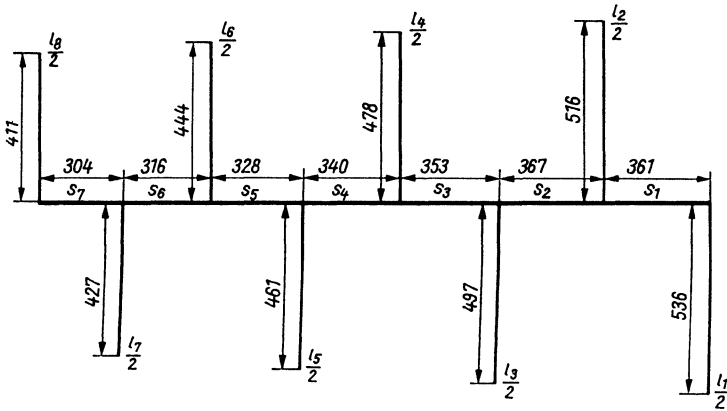


Рис. 26.43. Размеры элементов ЛПА, состоящей из двух одинаковых частей, для диапазона частот 140–148 МГц (показана только одна часть)

параллельных трубок для  $R_c = 200$  Ом, найдем сначала среднее волновое сопротивление вибратора  $Z_a$  по формуле (18.24). Диаметр элемента принимается равным 10 мм; тогда  $Z_a = 288$  Ом и отношение  $Z_a/R_c = = 288/200 = 1,44$ .

В соответствии с формулой (18.26) средний коэффициент расстояния  $s'$  равен 0,1814. Теперь, пользуясь формулой (18.25), рассчитываем отношение  $Z_o/R_c$

$$\frac{Z_o}{R_c} = \frac{1}{8\sigma' \frac{Z_a}{R_c}} + \sqrt{\frac{1}{\left(8\sigma' \frac{Z_a}{R_c}\right)^2} + 1} \quad (26.11)$$

$$\frac{Z_o}{R_c} = 1,587.$$

Поскольку  $R_c = 200$  Ом, получаем  $Z_o = = 200 \times 1,587 = 317$  Ом. Нетрудно изготовить линию такого волнового сопротивления из параллельных труб (рис. 5.4 или 26.42). Для труб круглого сечения отношение  $D/d = 7,5$  (рис. 5.4), а для труб квадратного сечения отношение расстояния  $a$  к длине стороны квадрата  $d$  составляет 7 (рис. 26.42). Антенну можно запитать по 50-омному коаксиальному кабелю через полуволновый трансформатор 4:1 (рис. 7.13).

Положив входное сопротивление  $R_c = = 75$  Ом, при прочих равных условиях получим  $Z_o = 90$  Ом. Это волновое сопротивление еще можно реализовать механическими средствами, используя трубы квадратного

сечения, если отношение  $a/d = 0,45$  (например, сторона квадрата  $d = 16$  мм при расстоянии  $a = 7$  мм или сторона  $d = 22$  мм при расстоянии  $a = 10$  мм).

В соответствии с разделом 18.12.2 ЛПА может быть расширена до логопериодической директорной антенны с выигрышем по усилению. Кроме того, ее можно переделать в логопериодическую угловую антенну (раздел 18.12.3), получив в результате двухдиапазонную антенну на 145 и 435 МГц. Образец такой антенны с различимыми деталями конструкции представлен на рис. 26.44.

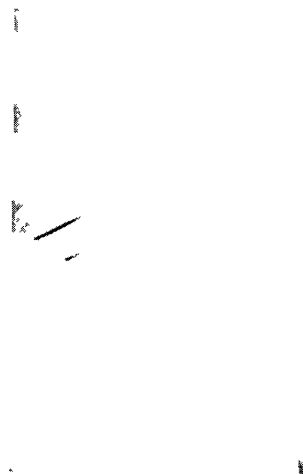


Рис. 26.44. Пример логопериодической угловой антенны (фото Р Штарица)

Шольц и Смит в [31] опубликовали таблицу с параметрами различных ЛПА оптимальных размеров. Часть этих данных приведена в табл. 26.3.

Если в качестве активного элемента длиной директорной антенны применить логопериодический ряд петлевых вибраторов и правильно выбрать размеры директоров, получим сверхширокополосную антенну с высоким усилением для диапазонов телевизионного вещания.

ЛПА строятся в самых разнообразных вариантах. Так называемые зубцы одной из таких антенн (рис. 26.45) частично образованы компактными структурами из жести. В УКВ и ДМВ диапазонах их обычно делают в виде проволочного каркаса треугольной формы или меандра. В таких случаях речь идет о продольных излучателях с поляризацией, которая соответствует положению этих фигур. Например, антенна

горизонтального простирания излучает волны горизонтальной поляризации.

Чтобы повысить усиление и обеспечить большое входное сопротивление, применяется V-образная компоновка пары ЛПА, выполненных по схеме на рис. 26.45. В такой конфигурации предпочтительнее антенны с зубцами в форме меандра или треугольников. В подобных V-образных устройствах используются только тождественные структуры с определенным углом  $\psi$  между их плоскостями (рис. 26.46). Отсюда ясно, что одна из плоскостей должна быть повернута на  $180^\circ$  относительно своей продольной оси. Чаще всего выбирают  $\psi = 45^\circ$ . При меньшем угле антенна становится компактнее, но ее усиление падает. Увеличение угла дает выигрыш по усилению, но делает систему слишком большой.

На рис. 26.45 показано полотно антенны с зубцами в форме меандра, построенное по

Таблица 26.3. Параметры оптимизированных логопериодических антенн

В = 1,05 (однополосный режим)					
$E_n$	A	$\tau$	$\sigma$	$B_s$	Усиление, dBd
4	0,34	0,79	0,142	2,02	5,9
5	0,52	0,880	0,155	1,67	7,0
6	0,73	0,920	0,170	1,52	8,0
8	1,12	0,963	0,178	1,30	9,7
10	1,48	0,978	0,181	1,22	10,6
В = 1,5					
6	0,49	0,810	0,142	2,90	6,1
8	0,77	0,875	0,158	2,56	7,0
12	1,35	0,930	0,172	2,21	8,2
15	1,79	0,950	0,175	2,05	9,0
В = 2					
7	0,52	0,795	0,142	4,00	5,9
10	0,87	0,875	0,155	3,39	7,0
14	1,37	0,917	0,170	3,07	8,0
19	1,97	0,943	0,175	2,80	8,9
В = 3					
9	0,59	0,800	0,142	5,93	5,9
15	1,18	0,895	0,155	4,80	7,0
22	1,90	0,932	0,170	4,38	8,0
В – отношение пределов частотной полосы ( $f_n / f_n$ );					
$E_n$ – количество вибраторов;					
A – длина антенны, приведенная к $\lambda_{max}$ ;					
$\tau$ – коэффициент разбиения;					
$\sigma$ – фактор расстояния, приведенный к $\lambda_{max}$ ;					
$B_s$ – структурная ширина как отношение длин наибольшего и наименьшего вибраторов.					

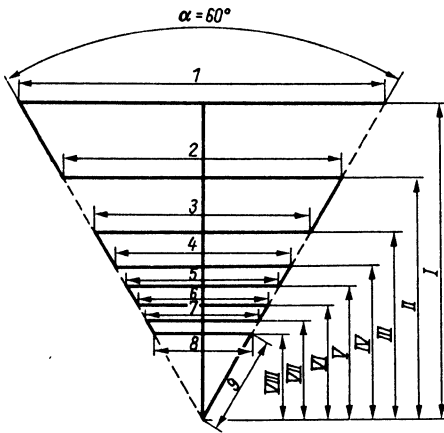


Рис. 26.45. Логопериодическая половина излучателя в форме меандра.  
 $\tau = 0,707$ ;  $\sigma = 0,1216$ ;  $\alpha = 60^\circ$ ;  $\psi = 45^\circ$

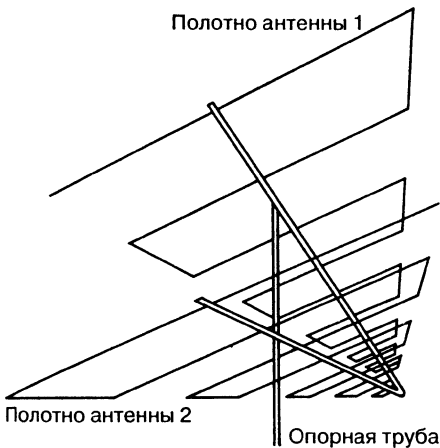


Рис. 26.46. Компонка излучателей логопериодической V-образной антенны, выполненных по рис. 26.45; угол между плоскостями равен  $45^\circ$

размерам, приведенным в табл. 26.4 для диапазона от 48 до 230 МГц. Для V-образной компоновки на рис. 26.46 требуются два таких полотна. При построении антенны в форме меандра, благодаря линиям связи между концами плеч элементов, фаза и амплитуда тока антенны таковы, что лепестки излучения направлены к вершине угла между плоскостями системы. Вариант исполнения такой системы представлен на рис. 26.47.

Таблица 26.4. Размеры логопериодической антенны (рис. 26.45)

Элемент 1 – 3000 мм	Расстояние I – 2600 мм
Элемент 2 – 2120 мм	Расстояние II – 1840 мм
Элемент 3 – 1500 мм	Расстояние III – 1300 мм
Элемент 4 – 1060 мм	Расстояние IV – 920 мм
Элемент 5 – 750 мм	Расстояние V – 650 мм
Элемент 6 – 530 мм	Расстояние VI – 460 мм
Элемент 7 – 375 мм	Расстояние VII – 325 мм
Элемент 8 – 265 мм	Расстояние VIII – 230 мм
Элемент 9 – 265 мм	

Эта широкополосная V-образная антенна также излучает линейно поляризованные волны. Их поляризация горизонтальна, если плечи меандра также горизонтальны. Симметричное входное сопротивление составляет 120–130 Ом, что позволяет подключать 120-омный симметричный фидер непосредственно к клеммам питания в вершине угла между плоскостями антенны.

Материалом для изготовления антенны служит алюминиевый сплав. Элементы выполнены из трубки или прутка диаметром 8–10 мм. Соединительные линии между концами элементов выполняются из проволоки диаметром 1,5–3 мм. В качестве траверс используются трубы либо деревянный брус сечением 30×30 мм. Плечи меандра крепятся на траверсе гальваническим контактом. Для обеспечения такого контакта с деревянной траверсой на ней укладывается металлическая лента. Деревянные распорки изолируют плоскости друг от друга (рис. 26.47).

Упрощая антенну, показанную на рис. 26.45, получим логопериодическую антенну с треугольными зубцами приблизительно той же эффективности (рис. 26.48 и 26.49). Антенны такого типа особенно удобны для опытов с логопериодическими излучателями, так как при их создании можно обойтись медной проволокой, натянутой на соответствующем каркасе. В этом варианте также необходима гальваническая связь проволоки с траверсой в точке их пересечения. Как и в случае с меандром, плоскости с треугольными зубцами образуют угол  $45^\circ$ .

Антенна, выполненная по рис. 26.48, в сравнении с антенной, изображенной на рис. 26.49, характеризуется более высоким усилением, поскольку угол раскрытия  $\alpha$  у нее меньше, а элементы размещены плотнее

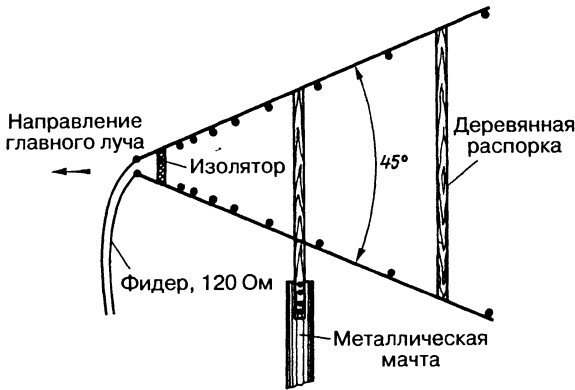


Рис. 26.47. Вид сбоку на ЛПА горизонтальной поляризации и V-образной компоновки

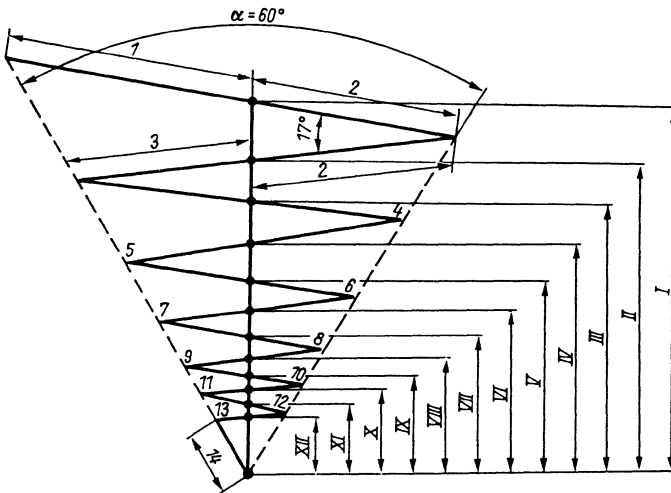


Рис. 26.48. Половина логопериодического излучателя с треугольными зубцами.  
 $\alpha = 60^\circ$ ;  $\tau = 0,84$ ;  $\psi = 45^\circ$

(коэффициент  $\tau = 0,84$ ). В зависимости от желательного интервала частот систему можно укорачивать, следя, однако, за тем, чтобы самое длинное из плеч было не меньше  $\lambda_{\text{max}}/2$ . Например, если в антенне на рис. 26.48 убрать плечи 1–2 и 2–3, самым большим элементом становится плечо 3–4 длиной 1980 мм, соответствующее половине длины волны. Тогда можно определить низшую частоту как 76 МГц, так что частотный диапазон укороченной версии составит 76–230 МГц. Применение той же процедуры к антенне на рис. 26.49 сузит ее диапазон до 100–230 МГц, так как длина ее плеча 3–4 равна всего 1500 мм.

В табл. 26.5 и 26.6 приведены размеры элементов и расстояния для полотен антенн, изображенных на рис. 26.48 и 26.49 соответственно.

Логопериодические антенны применяются особенно успешно там, где требуется непрерывно покрывать весьма широкий частотный диапазон при неизменности характеристик антенны во всей рабочей области. Такие требования предъявляются прежде всего к антенным устройствам промышленного и военного назначения. Радиолобитель также может столкнуться с ситуацией, когда использование логопериодической антенны окажется оптимальным решением.

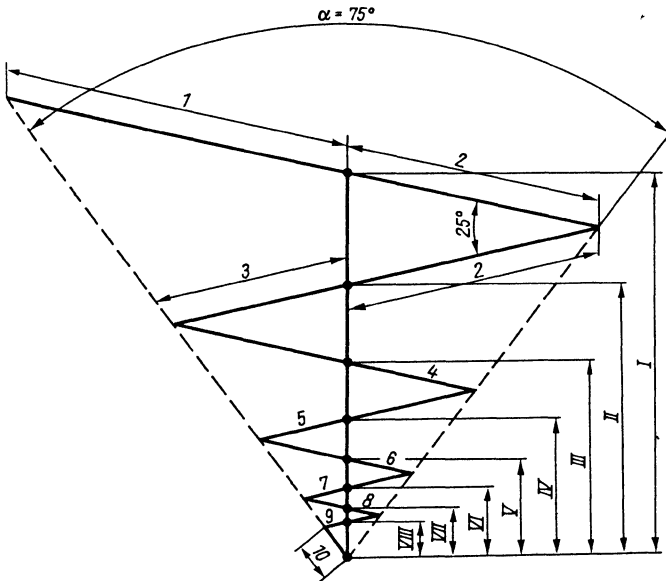


Рис. 26.49. Половина логопериодического излучателя с треугольными «зубьями».  $\alpha = 75^\circ$ ;  $\tau = 0,71$ ;  $\psi = 45^\circ$

Таблица 26.5. Размеры логопериодической антенны (рис. 26.48)

Элемент 1 – 1560 мм	Расстояние I – 2370 мм
Элемент 2 – 1280 мм	Расстояние II – 2000 мм
Элемент 3 – 1080 мм	Расстояние III – 1680 мм
Элемент 4 – 900 мм	Расстояние IV – 1400 мм
Элемент 5 – 760 мм	Расстояние V – 1185 мм
Элемент 6 – 640 мм	Расстояние VI – 1000 мм
Элемент 7 – 540 мм	Расстояние VII – 840 мм
Элемент 8 – 450 мм	Расстояние VIII – 707 мм
Элемент 9 – 380 мм	Расстояние IX – 600 мм
Элемент 10 – 320 мм	Расстояние X – 560 мм
Элемент 11 – 270 мм	Расстояние XI – 420 мм
Элемент 12 – 225 мм	Расстояние XII – 353 мм
Элемент 13 – 190 мм	
Элемент 14 – 375 мм	

Таблица 26.6. Размеры логопериодической антенны (рис. 26.49)

Элемент 1 – 1750 мм	Расстояние I – 1850 мм
Элемент 2 – 1240 мм	Расстояние II – 1310 мм
Элемент 3 – 880 мм	Расстояние III – 925 мм
Элемент 4 – 620 мм	Расстояние IV – 655 мм
Элемент 5 – 440 мм	Расстояние V – 462 мм
Элемент 6 – 310 мм	Расстояние VI – 327 мм
Элемент 7 – 220 мм	Расстояние VII – 231 мм
Элемент 8 – 155 мм	Расстояние VIII – 163 мм
Элемент 9 – 110 мм	
Элемент 10 – 176 мм	

воздействиям защитной оболочке из поливинилхлорида, специальной резины или армированного пластика.

Излучатель характеризуется линейной поляризацией, параллельной оси спирали, и перпендикулярной к ней диаграммой направленности.

Усиление антенны зависит от укорочения, проводимости спирали (голая, омедненная или посеребренная) и от качества диэлектрика и составляет от 1,5 до 6 дБ относительно четвертьволнового излучателя.

## 26.7. Спиральные антенны

Спиральные антенны УКВ и ДМВ диапазонов применяются в качестве сменных антенн переносных радиотелефонов [33-35].

Излучатель состоит из гибкой металлической спирали в стойкой к внешним

Спиральные антенны бывают с концевым питанием или с питанием через отвод (параллельное включение).

Обычная длина антенн для двухметрового диапазона (145 МГц) составляет 15 см. Несмотря на явные потери, спиральные антенны широко распространены благодаря своей практичности.

## 26.8. Двойная спиральная антенна

Двойная спиральная антенна; то есть спиральная антенна с питанием в средней части, обладает заметным преимуществом перед обычными спиральными антеннами и по своим свойствам вполне сравнима с четвертьволновым штырем [36].

У двойной спиральной антенны ее нижние витки, уложенные в сторону штепсельного разъема, действуют как противовес, ослабляя влияние окружающих объектов.

Наличие противовеса дает такой антенне несомненные преимущества перед четвертьволновым штырем даже в стационарных условиях.

### Как изготовить антенну для диапазона 70 см

1. Снять изоляцию с отрезка коаксиального кабеля RG-213<sup>1</sup> длиной 15 см (рис. 26.50) и соединить его с байонетным разъемом.
2. Две спирали по 30 витков диаметром 10 мм, выполненные из стальной проволоки диаметром 1 мм, растянуть на 11 см.

<sup>1</sup> Отечественный аналог – РК50-7-11. – Прим. ред.

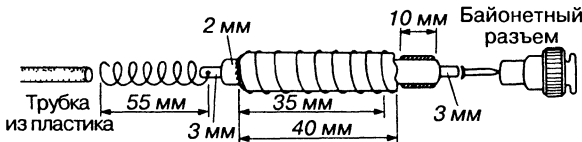


Рис. 26.50. Двухспиральная антенна для диапазона 70 см

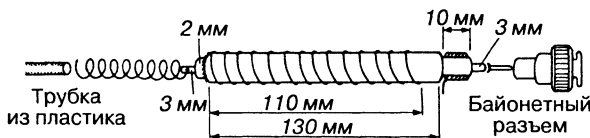


Рис. 26.51. Двухспиральная антенна для диапазона 2 м

3. Одну спираль натянуть на отрезок кабеля и у клеммы питания припаять к экрану кабеля (2 мм).
4. Конец второй спирали отогнуть от оси и припаять к центральной жиле кабеля на 3 мм.
5. Для защиты второй спирали ввести в нее трубку из пластика диаметром 9 мм и надежно приклеить к кабелю на стыке с ним.
6. Ввести обе спирали и разъем в наружный фиксирующий шланг.
7. Заглушить свободный конец шланга резиновым колпачком.

### Как изготовить антенну для диапазона 2 м

1. Подготовить отрезок коаксиального кабеля RG-213 длиной 50 см в соответствии с рис. 26.51.
2. Спираль из 8,5 витков растянуть на 35 см и припаять к экрану кабеля.
3. Вторую спираль из 9,5 витков растянуть на 55 см и припаять к внутренней жиле кабеля.
4. Ввести пластиковую трубку, приклеить, заключить антенну в наружный шланг и закрыть его колпачком.

## 26.9. Антенна Helikon

Антенна Helikon представляет собой дисконусную антенну (разделы 19.7.2 и 25.1.7) со спиральными элементами.

Таковыми элементами служат омедненные стальные пружины, иногда для большей стабильности их заполняют стекловолоконном. В качестве наружной защиты используются нейлон, специальная резина или армированные синтетические полимеры,

отличающиеся повышенной устойчивостью к воздействиям внешней среды. Все это делает антенну легкой, компактной и весьма стойкой. Поляризация данной антенны вертикальна. Усиление, приведенное к четвертьволновому излучателю, составляет около  $-3$  дБ.

Подобные антенны применяются только в диапазонах УКВ и ДМВ. Образец антенны Helikon для полосы частот 225–475 МГц показан на рис. 26.52.

#### Литература к главе 26

- [1] *Jasik, H.*: Antenna Engineering Handbook (Chapter 24.8.). Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1961.
- [2] *Suhl, E.*: Messungen und Betriebserfahrungen mit dem Homstrahler. DL-QTC 10/1954, S. 443–445.
- [3] *Moullin, E. B.*: Radio Aerials (Chapter 5, Chapter 11). Oxford University Press, New York, 1949.
- [4] *Kraus, J. D.*: The Corner-Reflektor Antenna. Proc. IRE, November 1940), pp. 513–519.
- [5] *Jasik, H.*: Antenna Engineering Handbook (Chapter 11, Corner Reflector). Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1961.
- [6] *Lentz, R.*: Winkelreflektor-Antennen. UKW-Berichte, 3/1976, S. 164–165.
- [7] *Weiner, K. (Hrsg)*: UHF-Unterlage I/II, E. 4.4. Die Cornerantenne (DC 9 NL), S. 340 bis 341, Weiner, Hof, 1980/1994.
- [8] *Ehrenspeck, H. W.*: The Backfire-Antenna, a New Type of Directional Line Source. Proc. IRE, January 1960, pp. 109–110.
- [9] *Zucker, F. J.*: The Backfire Antenna: A qualitative approach to its design. Proc. IRE, July 1965, pp. 746–747.
- [10] *Ehrenspeck, H. W.*: The Short-Backfire-Antenna. Proc. IEEE, August 1965, pp. 1138–1140.
- [11] *Ehrenspeck, H. W.*: Die «Short-Backfire» – Eine neuartige Empfangsantenne für das gesamte UHF-Fernsehband. Funk-Technik, Nr. 1, 1966, S. 21–23.
- [12] *Ehrenspeck, H. W.*: Short-Backfire-Antenne als UHF-Fernsehantenne. Funk-Technik, Nr. 16, 1966, S. 598–602.
- [13] *Ehrenspeck, H. W.*: Backfire-Antennen. NTZ, H. 5, 1969, S. 286–292.
- [14] *Nielsen, E. D.; Pontoppidan, K.*: Backfire Antennas with Dipole Elements. Trans. AP-18, May 1970, pp. 367–374.
- [15] *Kumar, A.*: Backfire Antennas Aim At Direct Broadcast TV. Microwaves, April 1978, pp. 106–108, 110–112.
- [16] *Hock, A.*: Die Short-Backfire-Antenne. CQ-DL 11/83, S. 540–542.
- [17] *Berberich, E.*: Einfach aufzubauende UHF-SHF-Antennen für den Funkamateur. Tagungsheft S. 85–89, 10. VHF-UHF Fachtagung, DARC Distrikt Bayern Süd, München, 1994.
- [18] *Booker, H. G.*: Slot aeriels and their relations to complementary wire aeriels (Babinet's Principle). Journal IEE, Pt. IIIA, Vol. 93, 1946, pp. 620–626.
- [19] *Jordan, E. G.; Miller, W. E.*: Slotted-Cylinder Antenna. Electronics, February 1947, pp. 90–93.
- [20] *Lindenblad, N. E.*: Slot Antennas. Proc. IRE, December 1947, pp. 1487–1493.

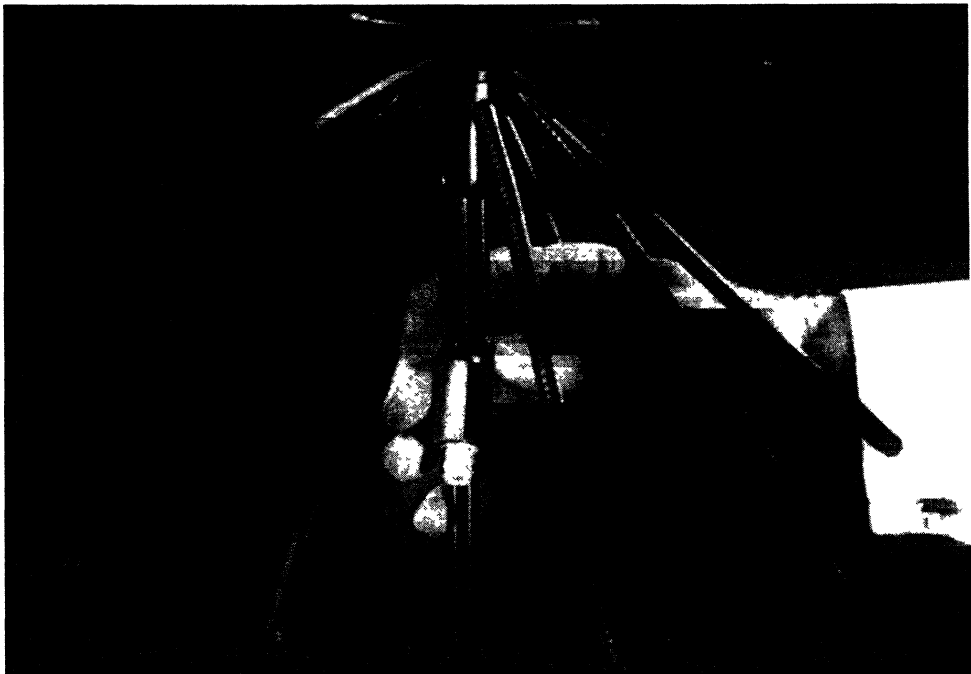


Рис. 26.52. Антенна Helikon (225–475 МГц, Racal)



- [21] *Jasik, H.*: Antenna Engineering Handbook (Chapter 8, Slot Antennas). McGraw Hill Book Company, New York, 1961.
- [22] *Dent, H. B.*: Skeleton Slot Aerial. Wireless World, Vol. 60, August 1954, pp. 399–401.
- [23] *Bittan, T.*: Zirkular-Polarisation im 2-m-Band. UKW-Berichte 3/1973, S. 148–153.
- [24] *Kraus, J. D.*: Helical Beam Antenna. Electronics, April 1947, pp. 109–111.
- [25] *Kraus, J. D.*: Helical Beam Antennas for Wideband Applications. Proc. IRE, October 1948, pp. 1236–1242.
- [26] *Kraus, J. D.*: Helical Antennas. Proc. IRE, March 1949, pp. 263–272.
- [27] *Nose, K.*: Crossed Yagi Antennas for Circular Polarisation. QST, January 1973, pp. 21–24.
- [28] *Nose, K.*: A simple Az-El Antenna System for OSCAR. QST June 1973, pp. 11–12.
- [29] *Bittan, T.*: Bemerkungen zur Zirkular-Polarisation. UKW-Technik Sonderheft Antennen-Masten-Zubehör, S. 44–48, Baidersdorf.
- [30] *Schweizer, H.*: Dezimeterwellen-Praxis (Teil III, Leitungstechnik, S. 46). Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1956.
- [31] *Scholz, P. A.; Smith, G. E.*: Log-periodic antenna design. Harn Radio, December 1979, pp. 34–39.
- [32] *Spindler, E.*: Antennen, Abschn. 4.1.15. und Abschn. 4.2.1.2.2. VEB Verlag Technik, Berlin, 1986.
- [33] *Tong, D. A.*: The «normal-mode» helical aerial. Radio Communication, July 1974, pp. 432–437.
- [34] *Grass, A.*: Mini-Stick-2-m-Antenne. CQ-DL 5/86, S. 278
- [35] *Kay-Hards, G.*: Junk-Box Rubber Duckie. Radio ZS 10/88, p. 29.
- [36] *Körte, H.*: Baubeschreibung einer Wendelantenne. CQ-DL 3/81, S. 125.
- Mavroides, W. G.; Dorr, L. S.*: The Backfire Antenna (Technical Correspondence). QST, October 1961, p. 50.

## 27. КВ антенны в диапазонах УКВ и ДМВ

Иногда полагают, что длинноволновые и другие типы антенн, успешно используемые в КВ диапазонах, не годятся для приема или передачи радиосигналов на частотах УКВ, поскольку они крайне редко применяются в этой области спектра. На самом деле по закону подобия характерные свойства антенны не зависят от того, на какой частотный интервал она рассчитана. Уже только по этой причине любые типы коротковолновых антенн могут успешно работать и в диапазоне УКВ.

В некоторых ситуациях целесообразно воспользоваться V-образными излучателями и ромбическими антеннами. Их преимущество заключается в широкополосности, а недостаток – в трудности создания поворотных конструкций. Поэтому такие антенны устанавливают для осуществления дальней связи на УКВ в узком интервале азимутальных углов. В определенных условиях приема они хорошо зарекомендовали себя как широкополосные телевизионные антенны. Среди поворотных коротковолновых антенн несомненный интерес для радилюбителей представляют антенны «двойной квадрат» и остронаправленная кольцевая антенна.

### 27.1. Двухъярусная V-образная УКВ антенна

Схема двухъярусной V-образной антенны для частот 400–800 МГц представлена на рис. 27.1. Она охватывает любительский диапазон 70 см и телевизионные частотные диапазоны IV и V<sup>1</sup>.

Для изготовления антенны потребуется два алюминиевых прутка диаметром 10 мм и длиной по 3550 мм. Их изгибают так, чтобы получились две П-образные антенны с плечами по 1600 мм, а затем монтируют с углом раскрытия между ними 50°. При этом

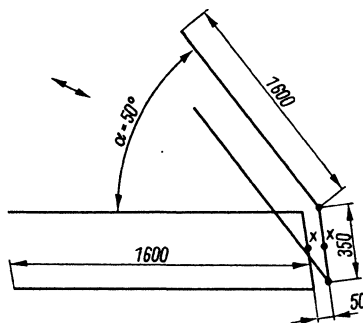


Рис. 27.1. Двухъярусная V-образная УКВ антенна для частот 400–800 МГц

вертикальные отрезки длиной по 350 мм должны быть разнесены на 50 мм. Вход питания XX соответствует геометрической середине этих параллельных отрезков, и к нему подключается симметричный фидер с волновым сопротивлением 240–300 Ом. Антенна крепится на подходящем деревянном каркасе.

По частотной зависимости усиления, приведенного к настроенному полуволновому вибратору (рис. 27.2), видно, что в любительском диапазоне 70 см усиление в среднем

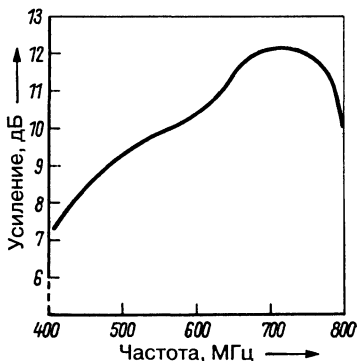


Рис. 27.2. Частотная зависимость усиления двухъярусной V-образной антенны

<sup>1</sup>Каналы с 21-го по 60-й. – Прим. ред.

достигает 8 дБ, а длина плеча составляет 2,3  $\lambda$ . На 21-м канале (диапазон IV) усиление приближается к 8,7 дБ. На 50-м канале (диапазон V) усиление выходит на максимум 12,2 дБ, а длина плеча близка к 3,8  $\lambda$ . К концу диапазона (60-й канал) усиление убывает до 10,4 дБ.

Выбранный угол раскрыва 50° при длине плеча 3,8  $\lambda$  является оптимальным (рис. 11.13), в силу чего усиление достигает максимума на частоте 700 МГц. В любительском диапазоне 70 см минимальное межэлектродное расстояние составляет  $\lambda/2$  (300 мм), а на высокочастотной границе полосы приближается к 0,8  $\lambda$ . Устройство данной V-образной антенны – результат компромисса в пользу широкополосности, и потому в пределах ее частотной полосы возможны колебания входного импеданса и появление боковых лепестков на диаграмме направленности.

## 27.2. Ромбические антенны УКВ и ДМВ диапазонов

Использование стационарной замкнутой ромбической антенны для приема в диапазоне УКВ позволяет избежать лишних расходов, так как, чтобы ее сделать, достаточно иметь простую медную проволоку. Необходимо также нагрузочное сопротивление антенны. В случае передающей антенны оно дорого и сравнительно трудоемко в изготовлении, но для приемной антенны подойдет обычный безындукционный резистор. Замкнутая ромбическая УКВ антенна отличается достаточно широкой частотной полосой: ее частотная характеристика простирается относительно расчетной на 40% в область высоких и на 30% в область низких частот.

Схема УКВ ромба, оптимизированного на частоту 185 МГц, показана на рис. 27.3. Его частотная полоса составляет 130–260 МГц, что делает возможным прием в двухметровом диапазоне и покрывает весь телевизионный диапазон III. Если длина стороны ромба  $l = 6 \lambda$ , оптимальный угол раскрыва  $\alpha$  составит 44°. Зависимость оптимальных по свойствам излучения углов  $\alpha$  и  $\beta$  от длины стороны ромба, выраженной в числе длин волны  $\lambda$ , приведена на рис. 27.4. Усиление антенны с размерами, приведенными на рис. 27.3, составляет 12 dBd на расчетной частоте. Благодаря наличию нагрузочного

сопротивления ромб излучает только в одном направлении (раздел 12.4). Нагрузочным сопротивлением служит стандартный угольный резистор без нарезанной канавки проводящего слоя сопротивлением 650 Ом любой рассеиваемой мощности (величина сопротивления не критична).

К сожалению, в зависимости от частоты и нагрузочного сопротивления входной импеданс XX подобной ромбической антенны составляет от 450 до 600 Ом. Поэтому ее приходится питать через самодельную двухпроводную линию соответствующего волнового сопротивления. При прямом подключении стандартного плоского кабеля фидер и антенна оказываются рассогласованными. Самый разумный способ согласовать симметричный 240-омный кабель с ромбической антенной состоит в использовании промежуточного широкополосного трансформатора. Для обеспечения необходимой широкополосности здесь уместно применить ступенчатое трансформирование с помощью нескольких четвертьволновых трансформаторов. Если входной импеданс ромба равен 600 Ом и нужно преобразовать его на 240 Ом, подойдет устройство четырехступенчатого преобразования (рис. 27.5) со ступенями 600–480, 480–380, 380–302 и 302–240 Ом. Благодаря этому

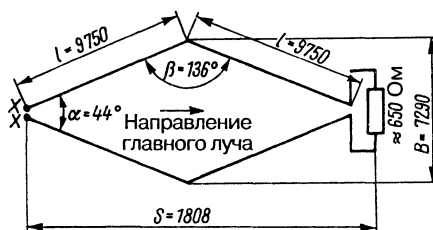


Рис. 27.3. Ромбическая антенна для УКВ диапазона 130–260 МГц

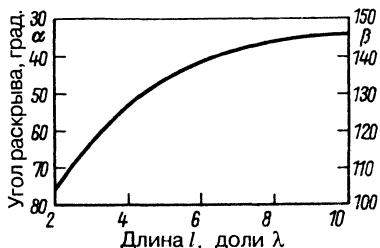


Рис. 27.4. Зависимость оптимальных углов  $\alpha$  и  $\beta$  ромбической антенны от длины стороны ромба

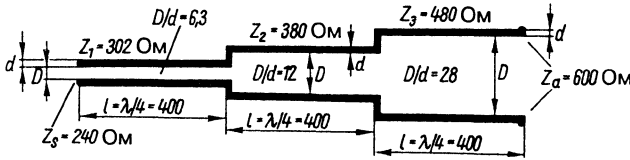


Рис. 27.5. Широкополосный согласующий трансформатор

ширина полосы составит 4:1. Отдельные секции  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  с различными волновыми сопротивлениями имеют длину по  $\lambda/4$ , приведенную к расчетной рабочей частоте антенны. В данном случае она составляет 185 МГц и соответствует длине волны 1,62 м, так что геометрическая длина каждой четвертьволновой секции равна 400 мм. Отношения расстояний  $D/d$ , определяющие волновые сопротивления ступеней, приведены на рис. 27.5. К концу  $Z_s$  этой трансформирующей линии 240-омный кабель подключается с соблюдением требований по импедансу.

Подобные широкополосные трансформаторы рассчитываются на любые условия по импедансу и частоте, если могут быть реализованы необходимые волновые сопротивления. Чем больше ступеней у трансформатора, тем шире его полоса. Коэффициент трансформации  $\gamma$  рассчитывается в зависимости от числа ступеней  $n$  по формуле:

$$\gamma = n \sqrt{\frac{Z_A}{Z_s}} \quad (27.1)$$

где  $n$  – количество ступеней трансформации,  $Z_A$  – входное сопротивление антенны,  $Z_s$  – требуемое волновое сопротивление на конце трансформирующей линии. К примеру, на рис. 27.5 получим

$$\gamma = 4 \sqrt{\frac{600}{240}} = \sqrt[4]{2,5} = 1,26.$$

Тогда волновые сопротивления для отдельных четвертьволновых отрезков рассчитываются следующим образом:

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_s \times \gamma = 240 \text{ Ом} \times 1,26 = 302 \text{ Ом}; \\ Z_2 &= Z_1 \times \gamma = 302 \text{ Ом} \times 1,26 = 380 \text{ Ом}; \\ Z_3 &= Z_2 \times \gamma = 380 \text{ Ом} \times 1,26 = 480 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

При  $Z_3 \times \gamma = 480 \times 1,26 = 604$  Ом на конце этой линии будет достигнут импеданс антенны величиной около 600 Ом.

Простая ромбическая антенна ДМВ диапазона (рис. 27.6) характеризуется углом раскрыва  $\alpha = 50^\circ$  и замкнута сопротивлением 470 Ом. Такое сопротивление, сравнительно низкое для ромбической антенны, выбрано, чтобы добиться предельно низкого входного сопротивления антенны величиной около 400 Ом. Это позволяет питать антенну через 300-омную симметричную линию при КСВ не выше 2 во всем частотном диапазоне антенны. Зависимость усиления антенны от принимаемой частоты показана на рис. 27.7.

Подобно V-образным излучателям (рис. 27.1), ромбические антенны могут устанавливаться в несколько этажей при том же

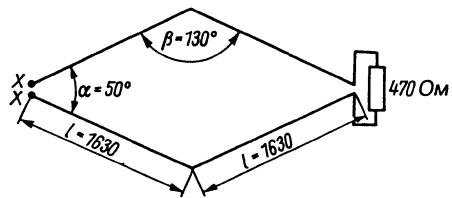


Рис. 27.6. Ромбическая ДМВ антенна для частот 400–800 МГц

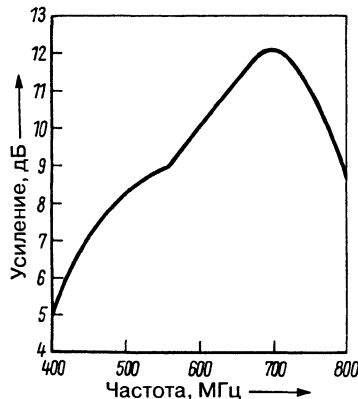


Рис. 27.7. Частотная зависимость усиления ромбической ДМВ антенны (рис. 27.6)

межэтажном расстоянии 350 мм. Увеличив нагрузочные сопротивления до 600 Ом, на входе антенны получают симметричный импеданс величиной 240–300 Ом.

Любые замкнутые ромбы способны служить передающими антеннами, если их нагрузочные сопротивления выдерживают хотя бы половину высокочастотной мощности, поступающей с выхода передатчика.

### 27.3. Двойной квадрат для УКВ

Главные преимущества двойного квадрата заключаются в компактности его конструкции, возможности применять при изготовлении элементы из проволоки вместо дорогих трубок, а также в том, что простенький двойной квадрат сам по себе является двухэтажной антенной системой с присущей ей сфокусированностью излучения в плоскости Н. К тому же в режиме приема двойной квадрат менее чувствителен к помехам, излучаемым системами зажигания двигателей внутреннего сгорания, по сравнению с директорной антенной, обладающей таким же усилением.

#### 27.3.1. Простой двойной квадрат

Простой двойной квадрат, изображенный на рис. 27.8, особенно эффективен в качестве антенны для переносной и мобильной аппаратуры. В противоположность общепринятой теории, новейшие исследования доказали, что резонанс излучателя возникает, когда периметр активного элемента на 1,5% больше длины волны. Следовательно, эти антенны можно настраивать на резонанс без настроечного шлейфа.

Периметр активного элемента двойного квадрата двухметрового диапазона (рис. 27.8) равен 2108 мм, что соответствует длине стороны квадрата 527 мм. При таких размерах резонанс возникает на частоте 144,5 МГц. Периметр рефлектора – 2312 мм, а его сторона – 578 мм. Излучатель и рефлектор разнесены на 178 мм, то есть на  $0,08 \lambda$ , благодаря чему входное сопротивление антенны близко к 70 Ом.

Усиление этой антенны составляет 5 dBd при отношении прямого излучения к обратному 13 дБ. Минимальная величина КСВ  $s = 1,04$  имеет место на резонансной частоте 144,5 МГц, а максимальная  $s = 1,23$

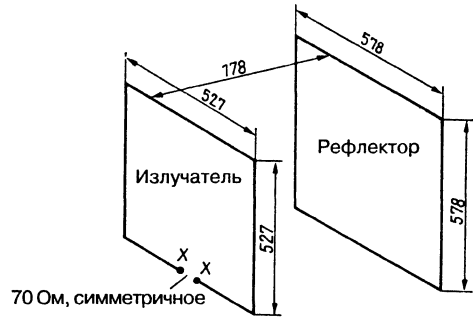


Рис. 27.8. Двойной квадрат для диапазона 2 м

приходится на высокочастотный конец полосы 146 МГц.

Питание антенны осуществляется по 75-омному кабелю произвольной длины при наличии симметрирующего устройства на входе. Таким устройством может служить симметрирующий элемент Позы (раздел 7.3.3). Допустимо питать антенну и по 60-омному кабелю, если смириться с несколько повышенным КСВ.

Для пересчета антенны на другие резонансные частоты в УКВ диапазоне используются следующие формулы.

Активный элемент:

$$\text{периметр } U_{\text{мм}} = \frac{304600}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.2)$$

$$\text{длина стороны } l_{\text{мм}} = \frac{76150}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.3)$$

Рефлектор:

$$\text{периметр } U_{\text{мм}} = \frac{334000}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.4)$$

$$\text{длина стороны } l_{\text{мм}} = \frac{83500}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.5)$$

Расстояние D между излучателем и рефлектором для входного сопротивления 75 Ом составляет

$$D_{\text{мм}} = \frac{25720}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.6)$$

Входное сопротивление и усиление антенны растут с увеличением расстояния D, достигая максимума при  $D = 0,12 \lambda$ . Подробные сведения о двойном квадрате приведены в разделе 15.1.

**27.3.2. Многоэтажный двойной квадрат**

Рассмотренный простой двойной квадрат служит базисным элементом для построения многоэтажных и многовибраторных рамочных антенн. При поэтажном расположении базисных элементов межэтажное расстояние должно составлять не менее половины длины волны, а оптимальным расстоянием между ними считается  $5\lambda/8$ . Питание многоэтажных и многовибраторных антенных систем с соблюдением требований по фазировке уже излагалось в разделе 24.1. На рис. 27.9 показан лишь один из возможных вариантов такого питания. В данном случае предусматривается возбуждение системы по входу XX через плоский 240-омный УКВ кабель произвольной длины. При необходимости к входу XX подключают также полуволновую симметрирующую петлю (раздел 7.3.2), что позволяет питать антенну по 75-омному кабелю произвольной длины. В отличие от схемы, приведенной на рис. 27.8, расстояние излучатель-рефлектор в обоих двойных квадратах

выбирается равным 230 мм, что соответствует  $0,11\lambda$ . При таком расстоянии справедлива следующая формула:

$$D_{\text{мм}} = \frac{33000}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.7)$$

Системы связаны между собой двухпроводной линией длиной 990 мм, обладающей волновым сопротивлением 180 Ом. Оно задается соотношением расстояния D к диаметру проводника d в пропорции 2,5/1 (рис. 5.4). Вход антенны XX расположен посередине двухпроводной линии и характеризуется симметричным импедансом величиной 240 Ом.

Усиление системы в целом, приведенное к полуволновому вибратору, составляет 7,5 дБ. Прирост усиления на 2,5 дБ возникает только благодаря фокусировке излучения в вертикальной плоскости, тогда как в горизонтальной плоскости ширина диаграммы направленности остается такой же, что и у простого двойного квадрата. Антенна рассчитана на резонансную частоту 144,5 МГц во всей полосе двухметрового диапазона при величине КСВ  $s \leq 1,2$ .

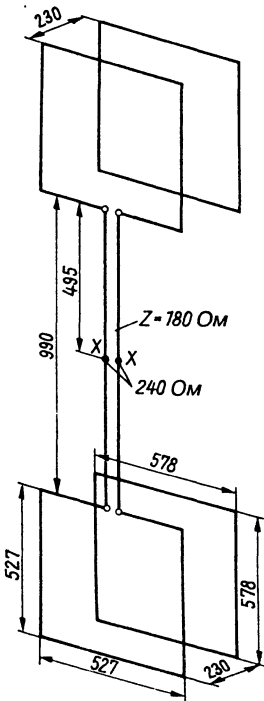


Рис. 27.9. Двухэтажная антенна двойной квадрат для диапазона 2 м

**27.3.3. Многовибраторная антенна из двойных квадратов диапазона 2 м**

Многовибраторная система из двойных квадратов, представленная на рис. 27.10, – это высокоэффективная система с усилением около 11 dBd. В данном случае групповая антенна образована из обычных двойных

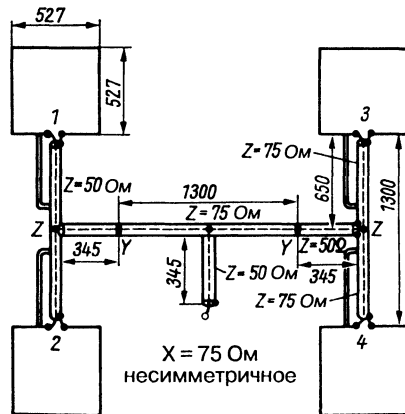


Рис. 27.10. Схема групповой антенны из двойных квадратов (рефлекторы не показаны)

квадратов Ради удобства изображения на рис. 27.10 не показаны рамки рефлекторов. Размеры последних и их расстояния до активных элементов соответствуют данным, приведенным на рис. 27.9.

Возбуждение антенны с использованием только коаксиального кабеля встречается довольно редко. Необходимость сочленять отрезки 75- и 50-омного кабелей вынуждает применять коаксиальные тройниковые резьбовые разъемы, что увеличивает стоимость антенны. Однако некоторым умельцам удается аккуратно и надежно соединять отрезки коаксиальных кабелей разного волнового сопротивления пайкой (без всяких тройников). При этом особое внимание уделяется защите сочленений от влаги и погодных условий.

Отдельный двойной квадрат антенны аналогичен образцу, изображенному на рис. 27.8, но расстояние излучатель–рефлектор составляет 230 мм. Входное сопротивление такой отдельной системы равно 75 Ом. Чтобы подключать несимметричный коаксиальный кабель, на каждом входе установлен симметрирующий трансформатор Поззи (раздел 7.3.3).

Отрезки 75-омного коаксиального кабеля длиной по 1300 мм связывают входы 1 и 2, а также 3 и 4. Длина таких отрезков определяет расстояние между этажами антенны и может быть любой, но не короче  $\lambda/2$ , так как они не являются настроенными линиями.

Посредине вертикальных соединительных линий сделаны отводы. Здесь входные сопротивления соединяемых систем параллельны друг другу, и импеданс в месте отвода снижается вдвое – до 37,5 Ом. Поэтому к отводу добавлен четвертьволновый трансформатор, на выходе которого восстанавливается импеданс 75 Ом. Волновое сопротивление четвертьволнового отрезка должно составлять 50 Ом. Трансформатор образован отрезком 50-омного коаксиального кабеля длиной 345 мм с учетом коэффициента укорочения ( $0,66 \times \lambda/4$ ).

Теперь в обеих точках Y импеданс вновь равен 75 Ом, что позволяет соединить их 75-омным кабелем произвольной длины. Этим обеспечивается свобода выбора расстояния между парами вертикально расположенных систем. В данном случае применен кабель длиной 1300 мм, так что поперечное расстояние равно длине волны. Центральный вход всей групповой антенны находится посредине линии связи. Здесь вновь включены параллельно один другому импедансы правого и левого секторов

величиной по 75 Ом, так что на центральных клеммах питания импеданс убывает до 37,5 Ом. Поскольку антенну в целом надо питать по 75-омному коаксиальному кабелю произвольной длины, то опять применяется четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением 50 Ом, аналогичный использованным в точках Y и Z, чем и обеспечивается импеданс величиной 75 Ом на выходе.

Для сборки антенны берутся три коаксиальных кабеля длиной по 1300 мм с волновым сопротивлением 75 Ом и три отрезка кабеля длиной по 345 мм с волновым сопротивлением 50 Ом.

Правильное функционирование антенны зависит от синфазности питания составляющих ее систем. Это значит, что центральные жилы кабелей необходимо соединять с одинаковыми клеммами входов 1, 2, 3 и 4 (например, только с левыми, как на рис. 27.10). Стыки отрезков кабелей должны быть безупречными по своим механическим и электрическим качествам, поэтому надо избегать разрывов экрана коаксиальных кабелей на стыках. По окончании пайки места стыков следует залить густым синтетическим клеем, обмотать лентой и нанести защитное покрытие от проникновения влаги. Коаксиальный кабель не подвержен влиянию погодных условий и крепится скобами к каркасу антенны.

Частотная полоса такой антенны, рассчитанной на 144,5 МГц, занимает около 3 МГц, и на всем протяжении двухметрового диапазона величина КСВ не превышает 1,5. Обратное излучение подавляется на 18 дБ.

### 27.3.4. Двойной квадрат и гибридный двойной квадрат DL7KM

Простой квадратно-рамочный элемент, ориентированный вершиной вверх, характеризуется усилением 1 dBd. Антенна с двумя такими элементами в два этажа (рис. 27.11а) обладает усилением 4 dBd. Так получается двунаправленный излучатель, ширина диаграммы направленности которого в вертикальной плоскости  $\alpha_H$  меньше, чем в горизонтальной  $\alpha_E$ . Его входное сопротивление X-X составляет 300 Ом, что позволяет возбуждать систему плоским УКВ кабелем произвольной длины. Для подключения 75-омного коаксиального кабеля с соблюдением требований по импедансу и симметрии необходимо применить полуволновый шлейф (раздел 7.3.2). В обоих случаях КСВ

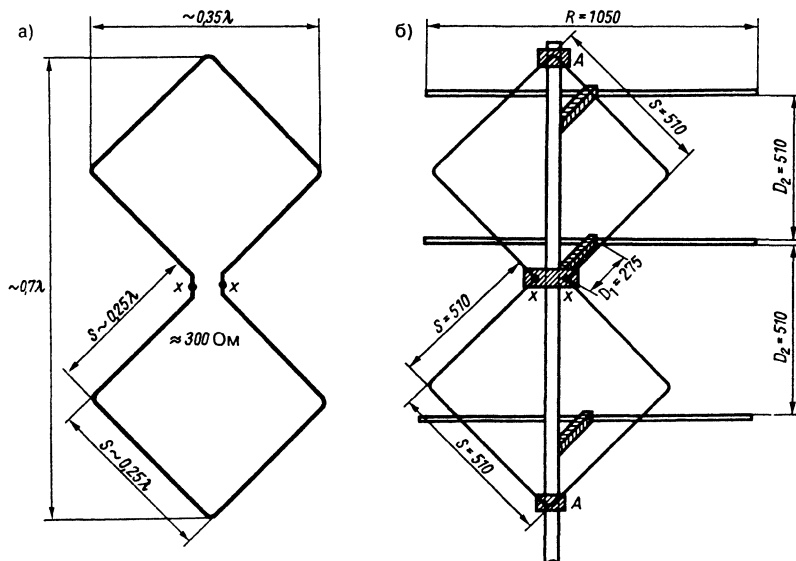


Рис. 27.11. Двойной квадратно-рамочный излучатель: а – система излучателя; б – гибридный двойной квадратно-рамочный излучатель DL7KM

$s = 1,15$ . Длина стороны  $S$  рассчитывается по формуле (27.8). Если она равна  $0,247 \lambda$ , суммарный периметр составляет  $1,972 \lambda$ . Излучатель является сравнительно широкополосным (частотный интервал составляет 3% от рабочей частоты). Антенна, выполненная по схеме (рис. 27.11а), создает излучение горизонтальной поляризации, которая становится вертикальной, если излучатель повернуть на  $90^\circ$  в вертикальной плоскости. Укрепленный на 10-метровой деревянной мачте двойной рамочный элемент со сторонами длиной 2,58 м служит отличным двунаправленным излучателем в любительском диапазоне 10 м. Для него понадобятся только 21 м провода и пара брусков длиной по 3,5 м.

С добавлением рефлекторных элементов к двойному квадратно-рамочному излучателю он превращается в однонаправленный поперечный излучатель с повышенным усилением [1, 2]. Радиоловитель DL7KM добавил три стержневых рефлектора, назвав антенну гибридным двойным квадратно-рамочным излучателем. По устройству активного элемента он представляет собой два проволочных квадрата со сторонами по 510 мм. Квадраты смонтированы друг над другом с диагоналями на общей оси (рис. 27.11б). Вход антенны находится в средней

части системы на стыке рамок и в данной конфигурации характеризуется симметричным импедансом 50 Ом. Эта модификация квадратного излучателя отличается отсутствием рамок-рефлекторов. Вместо них установлены три рефлекторных стержня длиной по 1050 мм, что упрощает конструкцию антенны и, судя по опыту DL7KM, улучшает ее свойства. Расстояния между рефлекторами, а также их положение и расстояние до активного элемента достаточно критичны. Средний рефлектор находится строго на высоте входа антенны X-X, а два других рефлектора расположены выше и ниже его на 510 мм. Они смонтированы на кронштейнах позади квадратного элемента на расстоянии 275 мм ( $0,13 \lambda$ ). Рефлекторы изготавливаются из прутка или трубки диаметром 10 мм. Автор конструкции DL7KM выгнул двойную квадратную рамку из голой медной проволоки сечением  $16 \text{ мм}^2$  и длиной 4,16 м так, чтобы сторона квадрата равнялась 520 мм. Вершины А рамочного элемента можно было бы заземлять, однако выяснилось, что узлы напряжения приходятся на них не всегда и даже несколько смещаются вслед за изменением частоты. Следовательно, заземление указанных вершин способно понизить усиление, и потому они крепятся к



металлической мачте через изолятор из пластика.

Антенна, показанная на рис. 27.116, рассчитана на полосу частот около 145 МГц. Для пересчета размеров на другие частоты служат следующие формулы.

Длина стороны:

$$S_{\text{мм}} = \frac{75400}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.8)$$

Длина рефлектора:

$$R_{\text{мм}} = \frac{152250}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.9)$$

Расстояние рефлектор–рамка:

$$D_{\text{мм}} = \frac{40000}{f_{\text{МГц}}} \quad (27.10)$$

Расстояние между рефлекторами  $D_2$  находят по формуле (27.8).

Вход антенны X-X симметричен относительно земли, поэтому для подключения несимметричного 50-омного коаксиального кабеля требуется симметрирующий трансформатор. В данном случае хорошо подходит шлейф ЕМ1 (раздел 7.3). Однако практические исследования выявили возможность обходиться без симметрирования. При прямом подключении несимметричного фидера происходят лишь незначительные изменения диаграммы направленности, а высокочастотных колебаний в оболочке кабеля не наблюдается.

Точные замеры дали величину усиления 8 dBd, обратное излучение подавляется более чем на 20 дБ. Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости составляет  $67^\circ$ , а в вертикальной –  $54^\circ$ . Эти данные были получены при прямом возбуждении антенны по 50-омному коаксиальному кабелю, когда КСВ не превышал 1,18. Внешний вид гибридной двойной квадратно-рамочной антенны показан на рис. 27.12. Излучение антенны становится вертикально поляризованным, если развернуть ее так, чтобы стержни рефлекторов заняли вертикальное положение

При уменьшении на одну треть размеров гибридной двойной квадратно-рамочной антенны, применяемой для двухметрового диапазона, возникает резонанс на частоте любительского диапазона 70 см. Эта антенна позволила также достичь хороших результатов и в дециметровой области. Благодаря сравнительно небольшим затратам

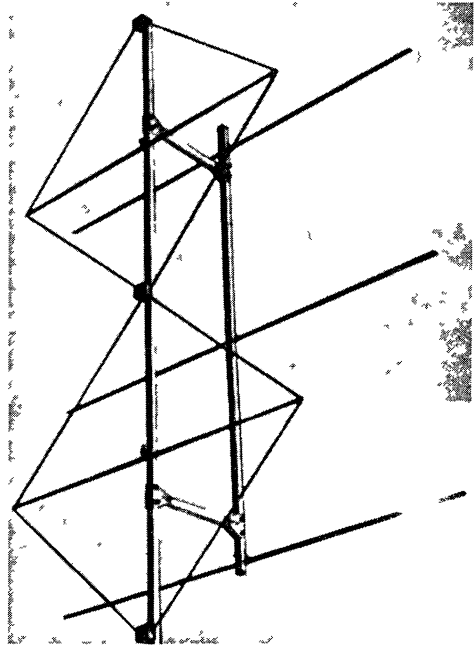


Рис. 27.12 Образец гибридной двойной квадратно-рамочной антенны DL7KM (фото О Оберренера)

на изготовление в сочетании с малой парусностью и высоким усилением, гибридная антенна служит хорошим базисным элементом антенных решеток (рис. 27.13). Системы такого рода уже успешно использовались для работы в диапазонах 2 м и 70 см. В [3] описываются и другие типы антенных решеток.

Теоретически усиление группы из двух гибридных антенн, расположенных одна над другой (рис. 27.13а), превышает усиление одинарной гибридной антенны на 3 дБ благодаря поэтажной компоновке антенн в группе. Ширина ее горизонтальной диаграммы остается равной  $67^\circ$ , тогда как вертикальная убывает до  $30^\circ$ . Аналогичный прирост усиления получается при двухрядной компоновке тех же антенн (рис. 27.13б), когда ширина диаграммы в горизонтальной плоскости сужается до  $40^\circ$ , а в вертикальной остается на уровне  $54^\circ$ . Оптимальный вариант питания подобных групп показан на рис. 27.13в. От центрального входа антенны Z к системам А и В прокладываются 60-омные коаксиальные кабели произвольной, но строго одинаковой длины  $l_1$  и  $l_2$ , и

каждый из них соединяется центральной жилой с точкой  $X_1$ , а экраном – с точкой  $X_2$ . В точке  $Z$ , куда приходит также 60-омный коаксиальный фидер, соединяются центральные жилы трех кабелей и отдельно – их экраны. Поскольку системы А и В подключены параллельно к клеммам  $Z$ , импеданс там составляет 30 Ом. С помощью тупиковой линии (раздел 6.6) он преобразуется к волновому сопротивлению коаксиального кабеля 60 Ом (рис. 27.13в). Учитывая данные, приведенные на рис. 6.13, в этом случае на расстоянии  $0,095 \lambda$  от точки  $Z$  должна быть включена разомкнутая линия длиной также  $0,095 \lambda$ . Используя коаксиальные кабели при сборке антенной решетки, надо учитывать коэффициент укорочения. В случае кабелей со сплошной изоляцией он принимается равным 0,66. Тогда длина и расстояние разомкнутой линии составят по  $0,095 \lambda \times 0,66$ , что соответствует 130 мм. Игнорируя эти оценки, DL7KM нашел, что для хорошего согласования следует подключить разомкнутую линию длиной 133 мм на расстоянии 108 мм от точки  $Z$ . В точке подключения линии попарно припаиваются центральные жилы фидера и линии, а также их экраны. Все стыки и разомкнутый конец линии должны быть надежно защищены от влаги.

Разумеется, вместо нестандартного 60-омного кабеля можно применять коаксиальные кабели с волновым сопротивлением

по 75 или 50 Ом. При этом в обеих линиях возбуждения появится настолько малая рассогласованность, что ею можно пренебречь. Но собственно фидер следует согласовать, подобрав длину разомкнутой линии.

Столь же просты условия возбуждения решетки из четырех антенн, образованной двумя группами по паре антенн в каждой (рис. 27.13г). Здесь также используется 60-омный коаксиальный кабель, подключаемый согласно схемам на рис. 27.13б или 27.13в, и применяется система питания, аналогичная системе антенной решетки НВ9СV (см. главу 24). Предполагаемое усиление составит 14 dBd при ширине диаграммы в горизонтальной и вертикальной плоскостях  $40^\circ$  и  $30^\circ$  соответственно.

### Гибридный двойной квадрат для диапазона 70 см

Гибридный двойной квадрат был создан коротковолновиком DL7KM для диапазона 2 м и быстро вошел в обиход благодаря своим отличным качествам. Он служит хорошей альтернативой короткой директорной антенне. С физической точки зрения это многоэтажная антенна, пригодная для создания антенных решеток, к тому же гибридный излучатель характеризуется более острой концентрацией излучения в вертикальной плоскости по сравнению с горизонтальной, что крайне важно для многих применений. Такие антенны замечательно широкополосностью

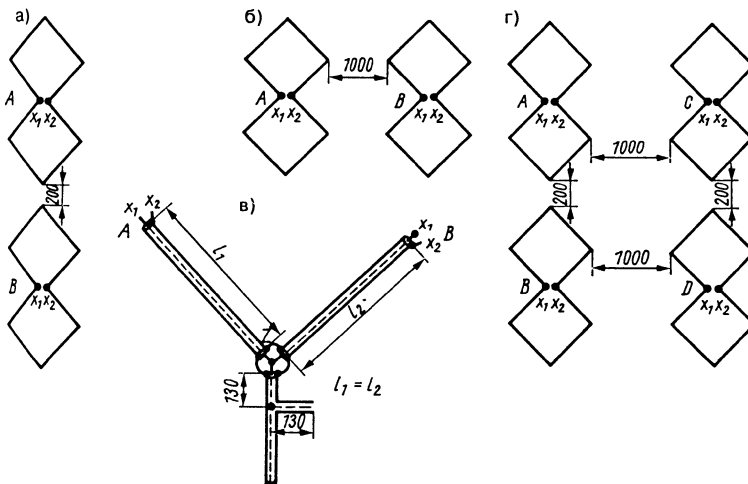


Рис. 27.13. Формирование антенной решетки из гибридных двойных квадратно-рамочных систем: а – двухэтажная группа из двух систем; б – пара систем в виде горизонтального ряда; в – система питания горизонтального ряда; г – построение решетки из четырех систем

и высоким усилением при особенно значительном подавлении обратного излучения, а также хорошей повторяемостью. Их характеристики излучения многократно подвергались экспериментальной проверке. Ниже подробно изложены теоретические сведения о гибридном двойном квадратно-рамочном излучателе для двухметрового диапазона. Эта информация и указания по созданию излучателя вполне применимы и к антенне для диапазона 70 см. Эскиз такой антенны с размерами приведен на рис. 27.14.

Механические и электрические параметры:

- диаметр материала рефлектора 4–8 мм (некритичен);
- активная двойная рамка: медный или алюминиевый провод диаметром 4 мм;
- входное сопротивление: симметричное,  $\approx 60$  Ом;
- усиление  $\geq 8$  дБ;
- подавление обратного излучения  $\approx 20$  дБд;
- ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости:  $\alpha_E \approx 67^\circ$ ;
- ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости:  $\alpha_H \approx 54^\circ$ .

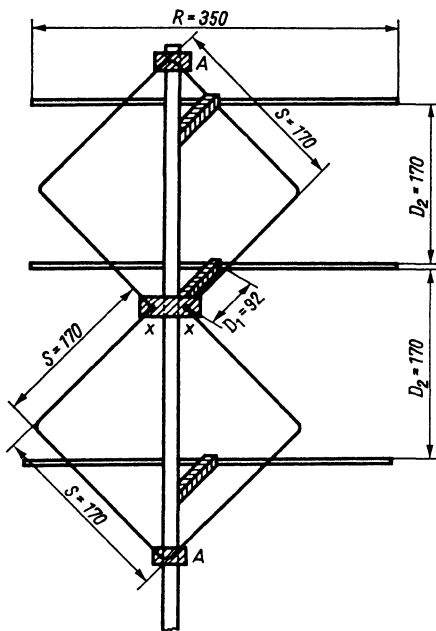


Рис. 27.14. Гибридный двойной квадратно-рамочный излучатель DL7KM для частоты 435 МГц

Если заменить тройной рефлектор плоским отражателем, усиление повысится [4]. DJ9HO в качестве рефлектора в этой антенне применил лист размером 550×550 мм из омедненного материала. Могут также использоваться листы из легкого сплава, из текстолита, покрытого алюминиевой фольгой, или мелкаячеистая проволочная сетка. Рефлектор делается более эффективным и дает прирост усиления до 2–3 дБ. Оптимальное согласование обеспечивается подбором расстояния между рамкой и отражателем. Остронаправленная двойная квадратно-рамочная антенна описана в [5].

### 27.3.5. Четырехэтажный двойной квадрат

Еще один вариант квадратно-рамочной антенны разработал DL6DW [6]. В его основу положена новая схема совместного включения четырех поэтажно расположенных систем – двойной квадрат горизонтальной поляризации. Отказ от оптимальности межэтажных расстояний позволил создать легкую разборную конструкцию, особенно удобную для применения в составе переносной аппаратуры.

В оригинале антенны вертикальные стороны квадратов выполнены из медного канатика, а горизонтальные – из тонких латунных или медных трубок диаметром 3,5 мм при толщине стенок 0,5 мм. После удаления распорок А, В и С длиной по 520 мм активные секции и рефлекторы можно смонтировать в небольшую транспортную связку.

Выяснилось, что в этом варианте антенны размеры рамок обычного двойного квадрата не вполне оптимальны и надо уменьшать периметры активных волновых элементов и рефлекторных рамок. Для получения резонанса периметры активного квадрата и рефлектора должны равняться  $0,99 \lambda$  и  $1,025 \lambda$  соответственно при расстоянии между ними  $\lambda/4$ . Размеры антенны на рис. 27.15 приводят к резонансу на средней частоте 145 МГц двухметрового диапазона.

Входное сопротивление X-X антенны составляет 200–250 Ом, что позволяет возбуждать ее по 240-омному плоскому УКВ кабелю, подключенному непосредственно к центральному вводу XX, с соблюдением требований по импедансу и симметрии. Не вызывает трудностей и применение коаксиального фидера при наличии полуволнового

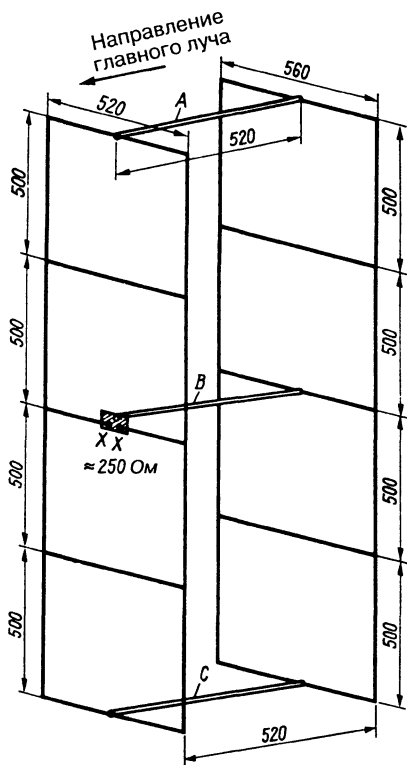


Рис. 27.15. Четырехэтажный двойной квадрат DL6DW

шлейфа на входе антенны в соответствии с разделом 7.3.2. В [7] приведены результаты измерений параметров антенны, которая выполнена по схеме, показанной на рис. 27.15. Она характеризуется усилением 8 dBd при подавлении обратного излучения на 24 дБ, причем в боковых минимумах диаграммы направленности оно достигало 30 дБ. Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости составляет 75°, как у одиночного двойного квадрата. Ширина вертикальной диаграммы антенны близка к 30°.

#### 27.4. Многопроводная квадратно-рамочная антенна

Anderson [8] описал многопроводную квадратно-рамочную антенну, удобную для экспериментирования в области ДМВ и особенно подходящую для любительского

диапазона на частоте 435 МГц. Базисным элементом антенны служит прямоугольник с периметром  $3\lambda$ , представленный на рис. 27.16а. Судя по стрелкам, указывающим направлением тока, условие синфазности возбуждения соблюдается только для горизонтальных полуволновых отрезков проводника. По волновым вертикальным отрезкам ток течет в противоположных направлениях, так что они служат лишь для передачи энергии. Следовательно, речь идет о двух параллельных полуволновых элементах, разнесенных на  $1\lambda$ . Такая конфигурация рассматривалась в разделе 13.2. Расстояние между ярусами слишком велико, и усиление должно составлять около 3 dBd (рис. 13.5). Аналогичные результаты получаются по формуле для оценки усиления многопроводной антенны [8]:

$$G_{\text{dBd}} = 10 \lg n \quad (27.11)$$

где  $n$  – количество полуволновых элементов; в данном случае оценка усиления составляет 3,01 dBd при  $n = 2$ . Входное сопротивление относительно велико; Anderson объясняет это обстоятельство сходством с петлевым вибратором, где ток распределяется аналогичным образом (раздел 3.4).

Следующий шаг усложнения системы ведет к трехэтажной конфигурации антенны с центральным питанием, как показано на рис. 27.16б. Здесь синфазно возбуждаются уже три параллельных полуволновых отрезка, и в соответствии с формулой (27.11) усиление достигает 4,77 dBd. Входное сопротивление возрастает, как и в случае петлевого вибратора из трех проводников. В [8] указывается, что элемент такой конфигурации мог бы послужить активным элементом многовибраторной директорной антенны.

Воспользовавшись конфигурацией, показанной на рис. 27.16в, можно получить собственно многопроводную квадратно-рамочную антенну с семью активными полуволновыми элементами. Боковые базисные элементы дополняют систему до комбинации синфазно возбуждаемых вибраторов (глава 13), состоящей из этажей и рядов вибраторов. На основе подобной схемы теоретически допустимо связать любое количество базисных элементов при постепенном нарастании входного сопротивления на клеммах X-X. Неодинаковость запаздываний приводит к тому, что с ростом количества базисных элементов распределение

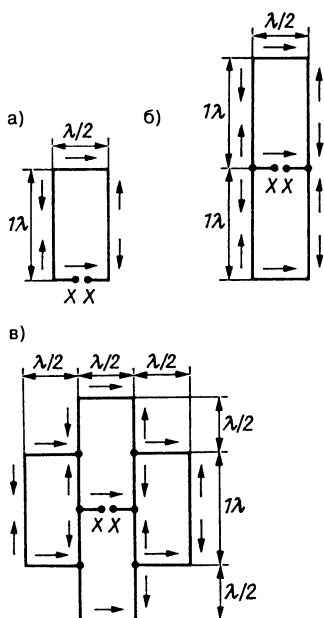


Рис. 27.16. Формирование многопроводной квадратно-рамочной антенны: а – базисный элемент с периметром  $3\lambda$  (два активных элемента); б – два поэтажно расположенных базисных элемента (три активных элемента); в – группа из 4 базисных элементов (семь активных элементов)

энергии между отдельными горизонтальными полуволновыми отрезками становится все более неоднородным, и в результате полоса частот сужается.

Семиэлементный вариант (рис. 27.16в) был построен и описан W1NBQ [8]. Выяснилось, что коэффициент укорочения, свойственный квадратно-рамочному элементу, не годится для прямоугольника с периметром  $3\lambda$ . В расчете на длину волны в вакууме элементы такого прямоугольника надо удлинять с коэффициентом 1,05. Это обстоятельство учтено в размерах, указанных на рис. 27.17. Антенна образована медным проводом диаметром 1,6 мм. Полотно антенны удерживается в раме из пластиковых труб размером  $1673 \times 2054$  мм. На раму натянут синтетический шнур в виде сетки (тонкие линии). Места пересечения шнура в вершинах ячеек сетки проклеены синтетическим клеем. Провод антенны закреплен внутри рамы липкой лентой. Отражатель (на рисунке не показан),

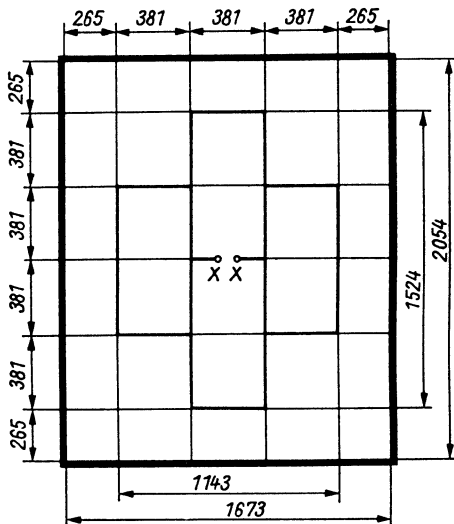


Рис. 27.17. Размеры семиэлементной многопроводной квадратно-рамочной антенны на 435 МГц W1NBQ

имеющий те же размеры, что и рама из пластиковых труб, выполняется с использованием проволочной сетки с ячейками не шире  $0,06\lambda$  (около 4 мм) и монтируется на расстоянии 178 мм (около  $\lambda/4$ ) от полотна антенны. Антенна, представленная на рисунке, имеет горизонтальную поляризацию. Для получения вертикальной поляризации достаточно повернуть ее на  $90^\circ$ .

Входное сопротивление в точках X-X составляет около 1200 Ом. Четвертьволновый трансформатор (раздел 6.5) с волновым сопротивлением 540 Ом (согласно рис. 5.4, расстояние между проводниками в 45 раз больше их диаметра) позволяет питать антенну с соблюдением требований по импедансу через 240-омный плоский кабель. Для питания по коаксиальному кабелю на входе антенны необходимо включить трансформатор 4:1.

Измерения разработчика W1NBQ показали, что в области 430–440 МГц КСВ составляет 1,3, а ширина диаграммы направленности в плоскостях E и H равна  $40^\circ$  и  $30^\circ$  соответственно. Тогда по формуле (3.19) и после вычета 2,15 dBd находим максимальное усиление: оно равно 13,2 dBd. Другие типы квадратно-рамочных антенн приведены в [9].

## 27.5. Многоэлементные квадратно-рамочные антенны

Многоэлементные квадратно-рамочные антенны для УКВ описаны в Англии в 1959 г. операторами G3HRH и G3GOZ [10]; данные о двух- и четырехэлементных рамках опубликованы оператором G8CKU [11], а в 1975 г. появилась статья оператора G8IBQ о рамке с переключением поляризации [12].

На рис. 27.18 изображены четырех- и шестиэлементные квадратно-рамочные антенны.

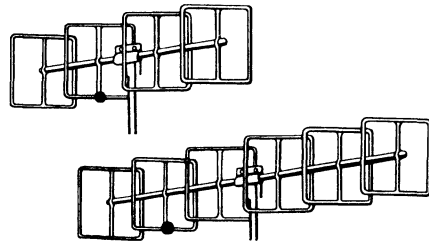


Рис. 27.18. Четырех- и шестиэлементные квадратно-рамочные антенны

### 27.5.1. Антенна Quagi

Комбинация возбуждителя и рефлектора в виде квадратных рамок (англ. Quad) с директорной системой из полуволновых диполей (Yagi) получила название Quagi. Она сочетает усиление директорной антенны с широкополосностью квадратно-рамочного излучателя. Ее усиление на 1 дБ выше усиления директорной антенны равной длины.

Впервые эту антенну описал W. Overbeck (N6NB) [13] в 1977 г. Квадратные элементы диапазонов 2 м и 70 см фиксировались распорками из оргстекла. 15-элементная Quagi на длинной траверсе описана в [14].

Английская фирма J-Beam выпускает 18-элементную Quagi под названием Parabeam (рис. 27.19). В [15] приведены размеры восьмиэлементной Quagi для диапазона 70 см.

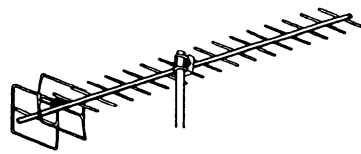


Рис. 27.19. Антенна Parabeam

максимальное подавление обратного излучения.

### 27.5.2. Квадратно-рамочная антенна с X-образными элементами

Квадратно-рамочная антенна с X-образными элементами, или X-Quad, появилась как результат развития антенны Uniquad, описанной оператором DJ4SD [16]. Она защищена в качестве полезного образца [17] и выпускается фирмой WiMo.

Ее отличительные черты:

- возможность переключения (смены) плоскости поляризации;
- повышенное усиление благодаря эффекту ярусности;
- укороченная траверса;
- монтаж перед мачтой.

Излучателем служит ярусный (сдвоенный) квадратный элемент с питанием для горизонтальной и вертикальной поляризации. Переключение осуществляется с помощью коаксиального реле на антенне в случае питания по единственному фидеру или в помещении станции, когда для питания антенны применяется пара коаксиальных кабелей. При наличии фазовой линии антенна работает в режиме фиксированной круговой поляризации.

Вторичным элементам придана X-образная форма и они гальванически связаны с траверсой.

	Длина, мм		Расстояние, мм
R (периметр)	710	R-S	137
S (периметр)	676	S-D1	140
D1	299	D1 – D2	280
D2	297	D2 – D3	152
D3	295	D3 – D4	225
D4	293	D4 – D5	225
D5	292	D5 – D6	225
D6	291		

К входным клеммам излучателя посередине его нижней горизонтальной стороны напрямую подключается 50-омный коаксиальный кабель питания, но было бы лучше воспользоваться симметрирующим трансформатором 1:1.

На нижней горизонтальной стороне рефлектора имеется удлиняющий шлейф с подвижной перемычкой для настройки на

Технические характеристики:

• диапазон	2 м	70 см;
• количество элементов на 1 плоскость поляризации	12	18;
• усиление, дБ	10,5	12,8;
• угол раскрыва (Е), град.	47°	36;
• угол раскрыва (Н), град.	47°	36;
• отношение прямого излучения к обратному, дБ	19	21;
• длина, мм	1460	1270,
• высота, мм	730	220;
• масса, кг	2,3	1,6.

Антенна X-Quad для диапазона 70 см фирмы WiMo представлена на рис. 27.20.

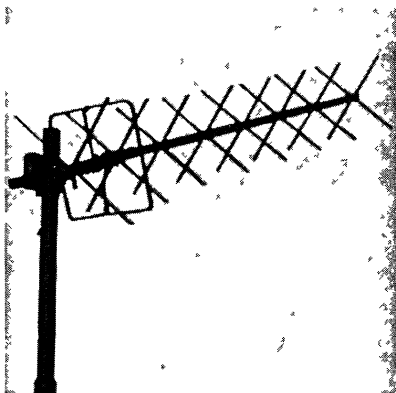


Рис 27.20 Антенна X-Quad для диапазона 70 см

## 27.6. Остронаправленная кольцевая УКВ антенна

Остронаправленная кольцевая антенна уже рассматривалась в разделе 15.4.2, посвященном направленным коротковолновым антеннам. Она является продолжением двойного квадрата и может успешно применяться в диапазоне УКВ. Кстати, меньший диаметр колец облегчает изготовление антенны. По характеристикам излучения, усилению и входному сопротивлению остронаправленная кольцевая антенна на УКВ вполне соответствует двойному квадрату с вертикальной диагональю, так что данные из разделов 15.4.1 и 15.4.2 применимы и к ней.

Для изготовления кольцевой УКВ антенны желательно воспользоваться проволокой из легкого сплава диаметром 8–12 мм, чтобы кольцо из нее не деформировалось на ветру и при обледенении. Есть и другой,

более рациональный способ. Медный провод вводят в трубку из синтетического термопластика соответствующей длины, затем трубку нагревают и сгибают в кольцо. Торцы заправляют или заклеивают, предварительно выпустив наружу концы провода сквозь отверстия или прорези в трубке. В результате получается легкий, стабильный и устойчивый против любой непогоды кольцевой элемент. Даже простое кольцо дает усиление более 1 дБ относительно полуволнового вибратора. Входное сопротивление составляет 110 Ом, а длина активного элемента равна 1,03 λ.

Если на расстоянии 0,2 λ от активного кольца установить рефлектор, усиление возрастет на 5 дБ, а величина входного сопротивления приблизится к значению 60 Ом. Иногда активный элемент выполняется в виде двух витков из провода длиной 2,02 λ. Рефлектор, помещенный на расстоянии 0,18 λ, создает благоприятные условия для согласования с фидером, у которого волновое сопротивление равно 240–300 Ом.

В любом случае кольцевой рефлектор состоит из одного витка и должен иметь длину окружности 1,08 λ. Его настройка крайне важна для эффективности антенны.

У трехэлементной остронаправленной кольцевой УКВ антенны рефлектор отстоит от активного элемента на 0,17–0,22 λ, а директор – на 0,12–0,15 λ. Входное сопротивление подобной системы с излучателем в виде одиночного кольца составляет около 30 Ом. Поэтому целесообразно согласовать коаксиальный кабель с помощью омега-согласователя (раздел 6.4). Длина окружности директора равна 0,95 λ (эскизы и варианты исполнения кольцевого излучателя представлены на рис. 15.13 и 15.14).

Ниже приводятся расчетные формулы для кольцевых элементов УКВ диапазона. Длина окружности S активного элемента

$$S_{\text{мм}} = \frac{310000}{f_{\text{МГц}}}.$$

Длина окружности R рефлекторного кольца:

$$R_{\text{мм}} = \frac{328000}{f_{\text{МГц}}}.$$

Длина окружности D директорного кольца:

$$D_{\text{мм}} = \frac{284000}{f_{\text{МГц}}}.$$

Отсюда для кольцевой антенны диапазона 2 м на резонансной частоте получим:  $S = 2140$  мм;  $R = 2260$  мм;  $D = 1960$  мм.

Для предварительных опытов с УКВ кольцевыми антеннами можно воспользоваться кольцами от различных детских игр, применяя их в качестве несущей конструкции элементов. Очень удобны кольца для хула-хупа: они полые, выполнены из термопластичного материала, к тому же в них легко поместить кольцевой проводник.

## 27.7. Двухдиапазонная оконная рамка

Преимущества оконной рамки для двухметрового диапазона волн описаны радистом DF4ZS [22]. В публикации [23] он показал, что однорамочная двухдиапазонная оконная антенна для диапазонов 70 см и 2 м, будучи удобной и экономичной, отвечает потребностям многочисленных пользователей двухдиапазонных радиотелефонов.

Каждому диапазону выделена своя, настроенная в резонанс, рамка, отсюда название — «однорамочная». Оба диапазона питаются параллельно, у каждой рамки есть гамма-согласователь, что избавляет от необходимости применять дорогие переходные устройства.

Антенна настраивается подбором емкости гамма-согласователя. В обоих диапазонах нетрудно добиться КСВ, не превышающего 1,5. Существует два варианта такой антенны. В одном малая рамка на диапазон 70 см размещена в углу большой рамки двухметрового диапазона, и в ней же находится гамма-согласователь. В другом варианте малая рамка находится также внутри большой, но согласователь установлен вне рамки двухметрового диапазона.

Антенна фиксируется на окне присосками и характеризуется горизонтальной или

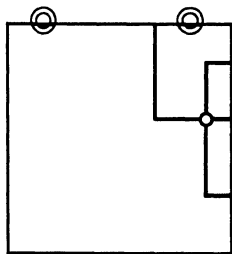


Рис 27.21. Двухдиапазонная оконная рамка

вертикальной поляризацией в зависимости от расположения клемм питания на нижней или боковой стороне рамки. Оба варианта могут складываться.

Антенна размером 54×54 см снабжена байонетным разъемом. Она выпускается фирмами UKW-Berichte и WiMo.

### Литература к главе 27

- [1] Ruggensuck, D.: Hybrid-Doppelquad-Antenne für VHF/UHF. Funk-Technik, Nr. 9, 1974, S. 326, 328.
  - [2] Weiner, K. (Hrsg.): Eine Doppelquad für den 2-m-Bereich. UHF-Unterlage I/II, E.4.5., S. 342–345. Weiner, Hof, 1980/89.
  - [3] Weiner, K. (Hrsg.): 70 cm-Doppelquad-Gruppen. UHF-Unterlage III, E.4.7.1, S. 575–577. Weiner, Hof, 1982/89.
  - [4] Weiner, K. (Hrsg.): Die Doppelquad für 70 cm bzw. 23 cm. UHF-Unterlage I/II, E.4.6, S. 91 bis 97. Weiner, Hof, 1980/89.
  - [5] Weiner, K. (Hrsg.): Die Doppelquad-Beam für 70 cm. UHF-Unterlage I/II, E.4.6.1, S. 98 bis 99. Weiner, Hof, 1980/89.
  - [6] Ragaller, M.: Die 4-Quad-Serie, eine leistungsfähige tragbare Antenne für das 2-m-Band. UKW-Berichte 4/1970, S. 200–202.
  - [7] Schwarzbeck, G.: Messungen an einer 4-Quad-Serie für das 2-m-Band. UKW-Berichte 4/1974, S. 203–208.
  - [8] Anderson, J. R.: Meet the Curtain-Quad-Antenna. QST, November 1984, pp. 48–49.
  - [9] Hey, J. R.: The 5-Square. Radio Communication, February 1974, pp. 84–85.
  - [10] Hills, R. C.; Elton, P. M.: A Cubical Quad Array for the 144 Mc/s Band. RSGB-Bulletin, April 1959.
  - [11] Unwin, D.: Quad aerials at vhf. Radio Communication, June 1973, p. 396.
  - [12] McCloud, C. J.: Switched Polarisation cubical quad. Radio Communication, July 1975, p. 533.
  - [13] Overbeck, W.: The VHF Quagi. QST, April 1977, pp. 11–14.
  - [14] Overbeck, W.: The Long-Boom Quagi. QST, February 1978, pp. 20–21.
  - [15] Hagenbuchner, K.: Quagi – Für 70 cm als Wochenendprojekt. QSP 12/91, S. 11–12.
  - [16] Bothfeld, H.: Die Uniquad für 2 m. cq-DL 7/80, S. 323
  - [17] H. Bothfeld – DBG M G 87 15 797.7 – 1987.
  - [18] Brown, F.: A Two-Element 144-MHz Antenna. QST, October 1979, p. 51.
  - [19] Weiner, K. (Hrsg.): Eine Loop-Yagi-Konstruktion für das 70-cm-Band. UHF-Unterlage IV, E.4.7.2, S. 731–733. Weiner, Hof, 1984/89.
  - [20] Harrison, R.: Loop-Yagi Antennas. Harn Radio, May 1976, pp. 30–32.
  - [21] Lentz, R.: Loop-Yagi-Antennen. UKW-Berichte 2/1977, S. 82–88
  - [22] Münch, J.: Fensterquad für antennengeschädigte OMs. cq-DL 5/86, S. 279.
  - [23] Stenzel, R.: Duo-Band-Monoquad-Fensterantenne für 70 cm und 2 m. Beam 3/89, S. 25–27.
- Gerlach, E.: Multiquadstrahler vor Reflektorwand. Funk-amateur 8/83, S. 380–381.
- Hey, J. R.: A collapsible vhf cubical quad. Radio Communication, March 1974, pp. 152–153.



## 28. Любительские антенны для мобильной связи

Все чаще любительская радиоаппаратура эксплуатируется в нестационарных условиях. Выросло число радиолюбителей, работающих в мобильном режиме, чему способствовал переход на полупроводниковую технику. В Европе предпочитают двухметровый диапазон в силу его распространенности и возможности самостоятельного изготовления мобильных антенн. Решающее значение для применения мобильной радиосвязи в диапазоне 2 м имеют многочисленные радиорелейные ЧМ станции: в европейских странах они позволяют пользоваться автомобильным радиотелефоном в любое время суток. Не последнюю роль сыграла здесь и «охота на лис», превратившаяся из легкой забавы в весьма популярный вид спорта, требующий технических знаний и физической закалки. Для этих особых направлений радиолюбительства нужны антенны, оптимальные по ряду специфических характеристик.

### 28.1. Антенны портативных радиостанций

Используя переносную аппаратуру в обычном режиме, приходится искать место с наиболее благоприятными условиями распространения радиоволн. При этом критерии выбора для работы на коротких волнах и на УКВ не совпадают.

Качество грунта и удаленность посторонних объектов – вот главные условия выбора местности для коротких волн. Работа в горах не способствует ионосферному распространению коротких волн.

Пригодность местности определяется прежде всего качеством грунта, особенно в случае применения вертикальных излучателей. Хорошие условия для радиопередачи существуют, например, вблизи водоемов. Отдельные деревья или редколесье почти не мешают распространению коротких волн, но нужно уходить подальше от

линий электропередач или крупных металлических сооружений.

В метровом диапазоне, где отражения от ионосферы почти не происходит, наибольшая рабочая высота антенны обеспечивает наилучшие условия радиобмена. В этом случае выбор места приобретает решающее значение и вместе с тем предельно упрощается, поскольку отпадает надобность учитывать качество грунта. Но самая высокая гора не всегда служит наилучшим местом для УКВ станции дальней связи: она нередко оказывается выше стационарных инверсионных слоев, и сверхдальний прием на тропосферных неоднородностях становится невозможным (раздел 2.4.2).

Для портативной станции пригодны любые типы коротковолновых и ультракоротковолновых антенн, поскольку антенна монтируется со станцией и доставка деталей антенны к месту установки не связана с непреодолимыми трудностями. Обычно сеансы связи с использованием портативных устройств непродолжительны, развертывание сложных антенных систем не оправдывает себя, и поэтому в КВ диапазонах предпочитают простейшие проволочные антенны, длина которых определяется расстоянием между доступными опорами (например, деревьями). Такие Г- или Т-образные антенны настраиваются в резонанс с помощью несимметричного фильтра Коллинза. Здесь нет надобности в особом фидере, так как передатчик всегда можно разместить рядом с антенной и вряд ли стоит считаться с помехами радиовещанию или телевизионному приему, работая в открытом поле. Когда удастся найти местность с хорошим грунтом, например на берегу озера или на сырой лужайке (раздел 19.1), лучше всего воспользоваться вертикальной антенной. Нередко дерево служит хорошей опорой для вертикального или наклонного четвертьволнового провода, нижний конец которого подключается прямо к передатчику через фильтр Коллинза. Далеко не у всех

любительских станций имеется разборная или телескопическая мачта, обеспечивающая независимость от естественных опор. Но для портативной аппаратуры решающим является выбор места, поэтому, имея провод достаточной длины и подходящий фильтр Коллинза, всегда можно соорудить антенну в соответствии с местными условиями.

При работе в диапазонах 2 м и 70 см проблемы с антеннами вообще не возникают. Здесь прекрасно подходят любые легкие разборные директорные антенны, а опорой им служат складные мачты трехметровой высоты, которые нетрудно изготовить из труб.

Как правило, для портативных маломощных радиотелефонов достаточно четверть-волнового штыря, монтируемого непосредственно на аппарате. Большая дальность действия обеспечивается с помощью простых разборных директорных антенн (раздел 23.2) или излучателя НВ9СV (раздел 23.1.2).

## 28.2. КВ антенны для мобильной связи

Выбор автомобильных КВ антенн весьма ограничен. В основном это электрически укороченная вертикальная антенна в виде стержня или штыря. Увы, для работы в 10-метровом диапазоне может понадобиться полноразмерная четвертьволновая штыревая антенна длиной 2,5 м. Правила дорожного движения и здравый смысл не позволяют использовать антенны резонансной длины на других КВ диапазонах. Здесь доступны только антенны с удлиняющими катушками, обладающие многими недостатками: пониженным КПД, более узкой полосой и трудностями питания [2, 3].

### 28.2.1. Механическое исполнение укороченных вертикальных антенн

Трудно обеспечить механическую стабильность стержня вертикальной антенны. Он должен быть эластичным, но не раскачиваться во время движения. Как правило, штырь крепится у своего основания. Из-за парусности он оказывается рычагом, к которому приложена сила, растущая вместе со скоростью автомобиля. Ясно, что следует снизить парусность антенны, выполнив

ее из предельно тонкого материала в виде конусной конструкции, сужающейся снизу вверх.

Для прочности антенна должна быть цельной, а для портативности желательно иметь складную конструкцию. Наконец, при хранении автомобиля в закрытом помещении предпочтительна съемная антенна.

На длинах волн более 10 м всегда используются удлиняющие катушки. По соображениям механической прочности их выгодно было бы размещать у основания штыря. Но к нему приурочена пучность тока, и поэтому катушка там вызывает максимальные потери. Спротивление излучения и вместе с ним КПД возрастут, если катушку сместить к верхнему концу штыря. В качестве рационального компромисса было предложено монтировать удлиняющую катушку на расстоянии четверти или половины длины штыря от его основания.

Лучшим местом для установки мобильной коротковолновой антенны считается задний бампер машины или его крепление. Здесь сочетаются достаточная прочность основы и возможность обеспечить надежный контакт с остальными металлическими деталями автомобиля без нарушения целостности кузова. Кстати, последнее часто имеет решающее значение при выборе места для антенны.

Рекомендуется ставить штырь антенны на пружине: она сглаживает воздействие неровностей дороги и предохраняет конструкцию от повреждений при соприкосновении с препятствиями. Считается, что частота собственных механических колебаний антенны величиной 1 Гц отвечает оптимальным условиям ее эксплуатации. При такой механической настройке не происходит колебаний штыря от коротких толчков на неровной дороге, и антенна сохраняет вертикальное положение даже при езде по ухабам.

Как правило, геометрическая длина мобильных КВ антенн составляет 2,4–3,0 м. Традиционным материалом для изготовления стебля антенны служит металлическая трубка. Особенно эффективны штыри из полиэфирной смолы, армированной стекловолокном (фиберглас). В этом варианте проводник антенны скрыт внутри трубки из материала, представляющего собой изолятор с малыми потерями, что позволяет крепить каркас удлиняющей индуктивности к стеблю антенны.

Разумеется, имеется немало более или менее подходящих решений проблем, связанных с конструкцией мобильных антенн, и здесь они лишь частично намечены. Однако приятную на вид и механически безупречную мобильную антенну не удастся использовать по назначению, если ее и без того низкий КПД окажется еще более уменьшенным из-за упущений электрического характера.

### 28.2.2. Электрические свойства укороченных вертикальных антенн

Разумный КПД обеспечивается четвертьволновым мобильным излучателем, предназначенным для работы в 10-метровом любительском диапазоне и выполненным в виде антенны Маркони длиной 2,4 м без удлиняющей катушки. Необходимым противовесом служат металлические конструкции автомобиля, связанные с землей за счет его емкости.

Электрические параметры подобных четвертьволновых излучателей приведены в разделе 19.2. Siegel утверждает, что их сопротивление излучения  $R_r = 36$  Ом. По формуле (19.6) входное сопротивление  $R_E$  складывается из сопротивления излучения  $R_r$  и суммарного сопротивления потерь  $R_v$ . Поскольку сопротивления потерь превращают приходящую на них мощность в тепло, КПД убывает с ростом сопротивления потерь в соответствии с выражением

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_v} \quad (28.1)$$

Пусть  $R_r = 36$  Ом и суммарное сопротивление потерь  $R_v = 12$  Ом. Тогда можно ожидать, что входное сопротивление  $R_E = 48$  Ом (то есть  $R_r + R_v$ ), и для КПД согласно (28.1) имеем

$$\eta = \frac{36}{36 + 12} = 0,75,$$

что соответствует 75%.

В случае мобильных антенн основную долю сопротивления потерь составляют потери в земле  $R_C$ . Кроме того, заметный вклад вносят потери в удлиняющей катушке  $R_L$ , обычно используемой в укороченных вертикальных излучателях. Сюда же надо добавить потери в изоляции, возникающие прежде всего как диэлектрические потери  $R_D$  в изоляторах на входе антенны и потери в проводниках  $R_A$ , которые находят по формуле (5.13) по омическому сопротивлению

проводника антенны с учетом частотной зависимости поверхностного эффекта (скин-эффекта).  $R_A$  и  $R_D$  считаются малыми по сравнению с  $R_C$  и  $R_L$ , поэтому ими часто пренебрегают.

Эквивалентная схема укороченной вертикальной антенны представлена на рис. 28.1. Укорочение излучателя относительно четвертьволнового резонанса приводит к появлению емкостного реактивного сопротивления  $X_C$ . Оно компенсируется индуктивным реактивным сопротивлением  $X_L$  удлиняющей катушки ( $X_L = X_C$ ). Именно этим поддерживается режим резонанса вопреки уменьшенной длине излучателя. Последовательно с  $X_L$  и  $X_C$  включено сопротивление потерь  $R_v$ , представляющее собой сумму потерь в грунте  $R_C$ , катушке  $R_L$ , диэлектрике  $R_D$  и проводнике  $R_A$ .

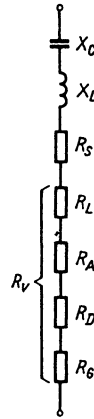


Рис. 28.1. Эквивалентная схема укороченной вертикальной антенны

Теперь обратимся к зависимости величины сопротивления излучения от укорочения излучателя. Общеизвестно, что  $R_s$  тем меньше, чем сильнее укорочен излучатель. Эта зависимость согласуется с соотношением (19.5), поскольку механическое укорочение антенны одновременно означает уменьшение ее эффективной высоты  $h_e$ . Для расчета сопротивления излучения полезна формула

$$R_{s(Ом)} = \frac{H^2}{328} \quad (28.2)$$

где  $H$  – длина антенны, выраженная в угловой мере.

**Пример 1**

Мобильная антенна длиной 3 м предназначена для работы в 80-метровом диапазоне. Каково ее сопротивление излучения?

Средняя длина волны этого диапазона составляет 82 м и соответствует  $360^\circ$ . Антенна геометрической длины 3 м в угловой мере характеризуется длиной

$$H = \frac{3 \times 360}{82} = 13,17^\circ;$$

$$H^2 = 13,17^2 = 173,5;$$

$$R_s = \frac{173,5}{328} = 0,53 \text{ Ом.}$$

Если бы та же антенна использовалась в 40-метровом диапазоне ( $\lambda = 42,5$  м), ее электрическая длина достигла бы  $25^\circ$ , а сопротивление излучения было 2 Ом. В диапазоне 20 м имело бы место  $R_s \approx 8$  Ом.

Из-за малого сопротивления излучения КПД антенны становится крайне низким. Если общее сопротивление потерь полагать равным 12 Ом (что вполне реально), то в 80-метровом диапазоне согласно формуле (28.1) КПД антенны равен всего 4,2%. Иначе говоря, более 95% высокочастотной энергии передатчика теряется, превращаясь в тепло. В тех же условиях в диапазонах 40 и 20 м КПД составил бы 14 и 40% соответственно. Отсюда ясно, насколько важно сводить сопротивление потерь к минимуму и какие катастрофические последствия для КПД антенны может иметь пустячная оплошность (например, нечеткое замыкание контактов).

К сожалению, не существует практических способов существенно снизить величину сопротивления  $R_C$ , обусловленного потерями в грунте. Токи смещения  $I_v$  во внешнем пространстве становятся конвективными токами  $I_k$  при переходе в грунт и текут к входу антенны (рис. 28.3, а также рис. 19.1). В мобильном режиме токи частично концентрируются в кузове автомобиля. По крайней мере, в низкочастотных любительских диапазонах протяженность его деталей намного меньше  $\lambda/4$ , поэтому они не могут служить достаточными противовесами, а действуют как емкости относительно земли. Как свидетельствуют результаты измерений по антенне 80-метрового диапазона длиной 3 м, в среднем  $R_C = 10$  Ом.

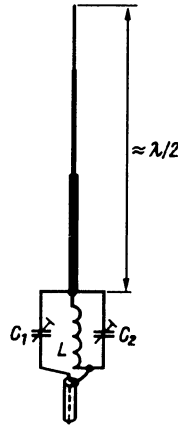


Рис. 28.2. Схема компактной полуволновой вертикальной антенны для портативных радиотелефонов

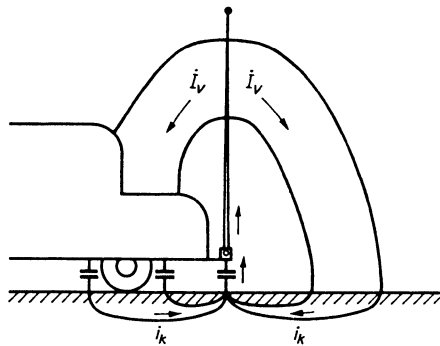


Рис. 28.3. Эквивалентное представление токов вокруг вертикальной автомобильной антенны

### Удлиняющие катушки для укороченных вертикальных антенн

Антенне, механически укороченной относительно четвертьволнового резонанса, свойственна емкостная реактивная составляющая импеданса  $X_C$ . Ее величина определяется соотношением

$$X_C = \frac{Z_A}{\text{tg}H} \quad (28.3)$$

где  $Z_A$  – волновое сопротивление штыря антенны, рассчитываемое по формуле (19.7), и  $H$  – длина штыря в угловой мере (см. пример 1).

**Пример 2**

Вновь обратимся к мобильной антенне длиной 3 м для 80-метрового диапазона. По предыдущему примеру известно, что ее длина  $H = 13^\circ$ . Тангенс такого угла равен 0,23087. Штырь антенны должен иметь диаметр  $d = 10$  мм, чтобы при длине антенны  $l = 3000$  мм отношение длины к диаметру составляло  $l/d = 300$ . По этому отношению и формуле (19.7) находим волновое сопротивление  $Z_A = 351$  Ом, а затем, пользуясь формулой (28.3), рассчитываем емкостное реактивное сопротивление

$$X_C = \frac{351}{0,23087} = 1520 \text{ Ом.}$$

Для компенсации емкостного сопротивления  $X_C = 1520$  Ом необходимо, чтобы индуктивное реактивное сопротивление  $X_L = X_C$ . При этом удлиняющая катушка устанавливается в пучности тока, то есть на входе антенны.

По  $X_L$  находим индуктивность  $L$  удлиняющей катушки, приведенную к частоте, по формуле

$$L_{\text{мкГн}} = \frac{X_L}{2\pi f_{\text{МГц}}} \quad (28.4)$$

Зависимость величины  $L$  от  $X_L$  при заданной частоте  $f$  для  $X_L < 1000$  Ом можно найти также по графику на рис. 6.20 без вычислений.

Индуктивное реактивное сопротивление  $X_L = 1520$  Ом, рассчитанное в примере 2, соответствует индуктивности  $L = 65$  мкГн на частоте  $f = 3,7$  МГц.

Добротность катушки  $Q$  должна быть как можно более высокой, чтобы минимизировать ее сопротивление потерь  $R_L$ . Хорошие самодельные катушки с малыми потерями лишь изредка достигают добротности  $Q = 300$ . Высокая добротность  $Q$  катушки предполагает, в частности, использование в ней как можно более толстого провода с высокой поверхностной проводимостью и благоприятным формфактором. Для него справедливо эмпирическое правило: длина катушки должна относиться к ее диаметру в пропорции 2:1. Сопротивление потерь катушки определяется по формуле

$$R_L = \frac{X_L}{Q} \quad (28.5)$$

Если принять  $Q = 300$ , то для удлиняющей катушки из примера 2 при  $X_L = 1520$  Ом

сопротивление потерь  $R_L$  превысит 5 Ом и заметно снизит КПД. Как уже говорилось, КПД механически укороченного четверть-волнового излучателя повышается, если удлиняющую катушку установить не на входе антенны, а ближе к ее середине. Размещенные катушки в центре выгодно тем, что сопротивление излучения  $R_S$ , а значит и КПД, почти удваиваются. Кроме того, катушка, расположенная в центре излучателя, меньше подвержена влиянию окружающих объектов по сравнению с монтажом у его основания, когда оно практически неизбежно из-за близости деталей кузова. Чтобы предотвратить снижение добротности катушки, расстояние между ней и металлическими частями машины должно быть не меньше ее удвоенного диаметра.

Однако по соображениям статки и механики центральное размещение катушки все же неудачно. Высококачественные катушки, рассчитанные на сравнительно сильный ток, не могут быть миниатюрными. Относительно крупная и тяжелая катушка посередине плеча рычага создает заметную механическую нагрузку. Поскольку сама катушка не излучает, ее размещение у основания антенны представляется более правильным. При этом излучающая часть антенны несколько удаляется от деталей кузова и в меньшей степени подвергается их влиянию. Низкое входное сопротивление укороченных вертикальных антенн вынуждает питать их с использованием согласующих элементов, которые выполняются в виде единого блока вместе с удлиняющей катушкой. Вопрос о размещении катушки в центре или у основания антенны надо решать в каждом конкретном случае с учетом всех «за» и «против».

Если выбран монтаж катушки в центре, нужно проследить, чтобы она не оказалась в максимуме тока. Индуктивность катушки, найденная в расчете на ее монтаж у основания антенны, уже недостаточна для компенсации емкостного реактивного сопротивления  $X_C$ . Считается, что катушка в центре должна обладать индуктивностью, в 1,43 раза большей по сравнению с катушкой у основания укороченной вертикальной антенны. Этот множитель убывает до 1,16, когда удлиняющую катушку устанавливают на расстоянии  $1/3$  длины штыря от входа антенны. Более точные и подробные сведения о необходимых расчетах приведены в [4, 5].

Сильно укороченным антеннам свойственна крайне узкая полоса частот. Ориентировочно можно принять, что частотная полоса штыря длиной 3 м с укорачивающей катушкой в основании составит всего 35 кГц в 80-метровом диапазоне, а с катушкой в центре она сузится до 25 кГц. Для настройки в резонанс часто применяют катушки регулируемой индуктивности, в том числе с дистанционно управляемым сердечником. Однако подобные меры нежелательны, поскольку ухудшают добротность катушки.

Согласно формуле (19.9), ширина полосы  $B = f_{\text{рез}}/Q$ . Здесь  $Q$  представляет собой добротность излучателя и рассчитывается по формуле  $Q = Z_A/R_E$ , где  $Z_A$  – волновое сопротивление штыря антенны по формуле (19.7).  $R_E$  – это входное сопротивление антенны, представляющее собой сумму сопротивлений излучения  $R_S$  и сопротивления потерь  $R_V$ , так что  $R_E = R_S + R_V$ . Отсюда с помощью подстановки получаем

$$B = f_{\text{рез}} + \frac{R_E}{Z_A} \quad (28.6)$$

### Согласование укороченных вертикальных антенн с фидером

Как правило, входное сопротивление  $R_E$  сильно укороченной мобильной антенны лежит в интервале от 10 до 20 Ом, причем нередко основную его долю составляют сопротивления потерь. Даже с полноразмерными четвертьволновыми излучателями, использование которых в мобильном режиме вполне реально в 10-метровом диапазоне, можно надеяться в лучшем случае на 40 Ом из-за отсутствия радиальных противовесов. Если же у подобного излучателя кто-то обнаружит более высокое входное сопротивление, причиной его появления будут аномально высокие сопротивления потерь.

Мобильные антенны всегда питаются через короткий отрезок коаксиального кабеля, который в любом случае должен быть согласован с входным сопротивлением вертикальной антенны. Для этого пригодны прежде всего схемы согласования из раздела 19.4.1, которые и надо применять с вертикальными антеннами. Но если удлиняющая катушка укороченного штыря находится у его входа, ее можно одновременно использовать в качестве индуктивного элемента связи. Варианты реализации такого

подхода, одинаковые по принципу действия, приведены на рис. 28.4. На рис. 28.4а представлен высокочастотный трансформатор, вторичная обмотка которого  $L_2$  состоит из  $n_2$  витков и служит удлиняющей катушкой антенны. Количество витков  $n_1$  катушки связи  $L_1$  рассчитывается по формуле

$$n_1 = n_2 \sqrt{\frac{Z_S}{\omega L_2}} \quad (28.7)$$

где  $Z_S$  – волновое сопротивление используемого кабеля;  $\omega L_2$  – индуктивное сопротивление катушки  $L_2$ .

Аналогичная схема приведена на рис. 28.4б, но высокочастотный трансформатор заменен здесь автотрансформатором. Из четырех возможностей согласования малого входного сопротивления антенны  $R_E$  с большим волновым сопротивлением коаксиального кабеля посредством двух реактивных сопротивлений в мобильном режиме используются схемы с катушкой на массе (рис. 28.4) или с конденсатором на массе (рис. 28.5). Последний вариант предпочтительнее, так как способствует подавлению поверхностных волн. Согласующим элементом служит Г-образная цепочка (раздел 6.7.1), образованная параллельным конденсатором  $C_S$  и последовательной индуктивностью  $L_S$  (рис. 28.5а). Согласующая катушка  $L_S$  устанавливается отдельно у входа антенны либо без всякого ущерба подсоединяется к удлиняющей катушке, образуя с ней единую катушку  $L_S + L_V$ . Ее размещают посередине (рис. 28.5б) или у основания (рис. 28.5в) излучателя.

Применяются следующие формулы для расчета схемных элементов:

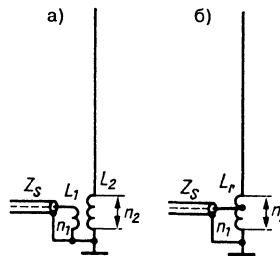


Рис. 28.4. Простая трансформаторная схема для согласования штыревой антенны при размещении катушки у основания излучателя

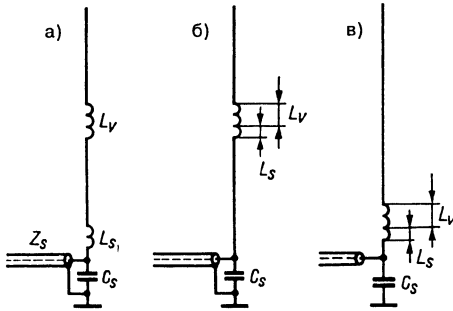


Рис. 28.5. Согласование коаксиального кабеля с входным сопротивлением укороченной вертикальной антенны: а – катушка  $L_S$  на входе антенны; б – катушка  $L_S$  вместе с центральной удлиняющей катушкой  $L_V$ ; в – составная катушка из  $L_S$  и  $L_V$  на входе антенны

$$X_L = R_E \sqrt{\frac{Z_S - R_E}{R_E}} \quad (28.8)$$

$$X_C = Z_S \sqrt{\frac{R_E}{Z_S - R_E}} \quad (28.9)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} \quad (28.10)$$

$$C = \frac{1}{\omega X_C} \quad (28.11)$$

### Пример 3

Мобильную антенну с волновым сопротивлением 16 Ом на резонансную частоту

3,7 МГц нужно подключить к 50-омному коаксиальному кабелю по схеме, приведенной на рис. 28.5.

$$f = 3,7 \text{ МГц}, R_E = 16 \text{ Ом}, Z_S = 50 \text{ Ом}$$

$$\omega = 2\pi f = 23,25 \times 10^6 \text{ Гц}$$

$$X_L = 16 \sqrt{\frac{50 - 16}{16}} = 23,32 \text{ Ом}$$

$$L = \frac{23,32}{23,25 \times 10^6} = 1,003 \times 10^{-6} \text{ Гн} = 1 \text{ мкГн}$$

$$X_C = 50 \sqrt{\frac{16}{50 - 16}} = 34,30 \text{ Ом}$$

$$C = \frac{1}{23,25 \times 10^6 \times 34,30} = 12,54 \times 10^{-12} \text{ Ф} = 12,54 \text{ пФ}$$

Емкость  $C_S$  составлена из постоянного конденсатора и триммера (рис. 28.6)

Для точной настройки и согласования укороченной мобильной антенны необходимы КСВ-метр и измеритель резонансной частоты. Состав и подключение измерительной аппаратуры для настройки Г-образного согласователя по схеме (рис. 28.5) показаны на рис. 28.6.

### Порядок согласования

Сначала удаляется фидер и отсоединяется провод между  $C_S$  и массой. Вместо него включается небольшая катушка из одного витка в качестве катушки связи с измерителем резонанса. По его показаниям антенна настраивается в резонанс посредством

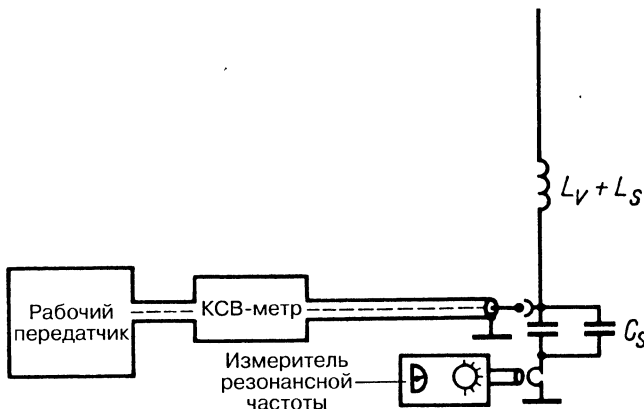


Рис. 28.6. Измерительная аппаратура для согласования мобильной антенны по схеме, приведенной на рис. 28.5

удлиняющей катушки  $L_V$ . После подключения фидера с КСВ-метром антенна возбуждается от рабочего передатчика на резонансной частоте, и по КСВ-метру определяется величина КСВ. Затем вновь убирают фидер, а триммер  $C_S$  переводят в положение, отвечающее несколько большей емкости. Это вызовет смещение резонансной частоты антенны. Под контролем измерителя резонансной частоты ей возвращают прежнее значение, подстраивая  $L_V$ . Далее вновь подключают фидер и определяют КСВ. Если его величина уменьшилась относительно первоначального значения, значит конденсатор  $C_S$  был повернут в правильное направление, в противном случае триммер нужно повернуть в сторону меньшей емкости. Такую настройку повторяют в указанной последовательности, пока не будет достигнут минимальный КСВ. Тогда убирают виток связи с резонансным частотомером и восстанавливают прямую связь  $C_S$  с массой. При этом возможен небольшой уход резонансной частоты. Он устраняется подстройкой  $L_V$  по минимуму КСВ в соответствии с показаниями КСВ-метра.

### Параметры механически укороченных мобильных антенн

Для определенных условий можно указать зависимость параметров удлиняющей катушки от длины излучателя, но эти данные служат лишь ориентировочными оценками, поскольку непостоянные внешние воздействия не поддаются учету. Индуктивности, приведенные в табл. 28.1, относятся к волновому сопротивлению штыря антенны  $Z_A = 360$  Ом, которое соответствует диаметру проводника антенны 8 мм. Более тонким антенным штырям требуется несколько большая индуктивность, а толстым – меньшая. Среди приводимых здесь параметров катушки  $d$  означает диаметр провода в миллиметрах,  $D$  – диаметр намотки в миллиметрах и  $l$  – длину намотки в миллиметрах. Катушки наматываются таким образом, чтобы витки плотно покрывали всю заданную длину катушки, с этой целью их укладывают с шагом, равным диаметру провода (виток к витку). Для достижения высокой добротности применяется посеребренный медный провод на ребристом керамическом или полистироловом каркасе. Если посеребренного провода нет, можно использовать обычный медный обмоточный провод максимального

диаметра. В любительской литературе опубликовано много номограмм, позволяющих пересчитывать параметры катушек на разные диаметры. На рис. 28.7 приведены значения длины излучателя и расположение удлиняющей катушки  $L_V$ , которым соответствуют ее индуктивности в табл. 28.1.

В режиме 10-метрового диапазона удлиняющие катушки не нужны, поскольку длина излучателя 2,5 м приблизительно соответствует четвертьволновому резонансу. В антенне с длиной стебля 3 м уже возникает индуктивная реактивная составляющая, которую надо компенсировать последовательно включенной емкостью (раздел 19.4.1). При создании сильно укороченных вертикальных мобильных антенн наибольшие трудности связаны с механической и электрической реализацией удлиняющей катушки, особенно для 80-метрового диапазона. Если не ограничиваться использованием рекомендуемой «мобильной» частоты 3690 кГц, необходимо предусмотреть возможность перестройки индуктивности  $L_V$  в заданных пределах; дело в том, что у описанного 80-метрового варианта антенны частотный интервал составляет всего 30 кГц. Если нужно избежать изменений индуктивности  $L_V$ , верхнюю часть излучателя делают раздвижной, и тогда появляется возможность настраивать его в резонанс механическим удлинением антенны. На других любительских диапазонах частотный интервал подобных штыревых антенн, как правило, достаточно широк и нет необходимости подстраивать антенну при смене рабочей частоты.

Особенно трудно реализовать многодиапазонный режим. Механически простейшее и электрически наиболее рациональное

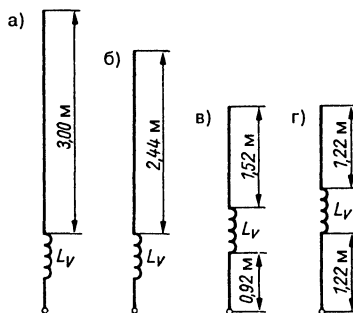


Рис. 28.7. Укороченные вертикальные антенны для работы в мобильном режиме



Таблица 28.1. Параметры механически укороченных мобильных антенн

Резонансная частота, МГц	Рис. 28.7а	Рис. 28.7б	Рис. 28.7в	Рис. 28.7г
3700	$L_v = 65$ мкГн	$L_v = 83$ мкГн	$L_v = 100$ мкГн	$L_v = 118$ мкГн
	~ 66 витков	~ 81 виток	~ 70 витков	~ 88 витков
	$d = 1,5; D = 50$	$d = 1,5; D = 50$	$d = 1,0; D = 60$	$d = 1,0; D = 50$
	$l = 200$	$l = 200$	$l = 150$	$l = 200$
7050	$L_v = 17$ мкГн	$L_v = 22$ мкГн	$L_v = 32$ мкГн	$L_v = 35$ мкГн
	~ 20 витков	~ 25 витков	~ 32 витка	~ 35 витков
	$d = 2,0; D = 70$	$d = 2,0; D = 65$	$d = 1,5; D = 60$	$d = 1,5; D = 60$
	$l = 80$	$l = 100$	$l = 100$	$l = 110$
14150	$L_v = 3,3$ мкГн	$L_v = 4,7$ мкГн	$L_v = 7,0$ мкГн	$L_v = 8,0$ мкГн
	~ 10 витков	~ 11 витков	~ 13 витков	~ 16 витков
	$d = 2,0; D = 60$	$d = 2,0; D = 70$	$d = 1,5; D = 60$	$d = 1,5; D = 50$
	$l = 75$	$l = 70$	$l = 60$	$l = 50$
21150	$L_v = 0,7$ мкГн	$L_v = 1,5$ мкГн	$L_v = 1,85$ мкГн	$L_v = 2,1$ мкГн
	~ 5 витков	~ 7 витков	~ 8 витков	~ 8 витков
	$d = 2,0; D = 40$	$d = 2,0; D = 50$	$d = 1,0; D = 40$	$d = 2,0; D = 50$
	$l = 50$	$l = 60$	$l = 40$	$l = 50$

решение заключается в том, чтобы удлиняющую катушку или катушку и верхнюю часть антенны сделать сменными. Переключающие устройства (например, с использованием реле) известны, но до сих пор не применялись.

### Укороченные вертикальные антенны с распределенной индуктивностью

(E. F. Harris – патент США № 296679, 1957 г.)

Если витки удлиняющей катушки распределить по всей антенне, резонанс наступает уже при механически малой длине конструкции. Однако антенны с тесно уложенными витками, будучи предельно короткими, имеют плохие характеристики излучения. Когда же витки катушки намотаны таким образом, чтобы длина антенны приблизительно равнялась длине обычного укороченного излучателя, то такая антенна по своим свойствам оказывается равноценной излучателю с обычной удлиняющей катушкой. Сейчас существует множество синтетических материалов, пригодных для изготовления каркасов катушек (стекловолоконные стержни, полистироловые или полиэтиленовые трубы), благодаря чему антенны с распределенной индуктивностью нередко являются оптимальным решением при создании автомобильных излучателей.

Если уложить витки катушки на носителе так, чтобы шаг витков на участке с большим

током увеличивался, а с приближением к узлу тока уменьшался, получим благоприятное распределение тока в антенне, которое дает ряд преимуществ перед вертикальным штырем той же длины с центральной катушкой. Сопротивление излучения  $R_r$  антенны-катушки возрастает в 1,6 раза, в силу чего несколько увеличен ее входной импеданс и расширена полоса частот. С другой стороны, в антенне-катушке повышены потери в проводнике из-за относительно малого его диаметра в сочетании с большей длиной.

Крыша автомобиля служит наилучшим местом размещения антенны-катушки, потому что влияние внешних объектов сводится к минимуму, а под излучателем имеется большая металлическая поверхность. Установленная на крыше антенна-катушка превосходит по своим характеристикам антенну той же длины с центральной катушкой, смонтированную на заднем бампере.

Эскиз антенны-катушки на крыше автомобиля приведен на рис. 28.8. Для контроля резонанса антенны ее вход замкнут витком индуктивной связи с КСВ-метром. Количество витков для получения резонанса зависит от длины катушки, ее диаметра и шага намотки. Механические параметры катушки едва ли можно рассчитать заранее, так как стеблю катушки целесообразно придавать статически более выгодную

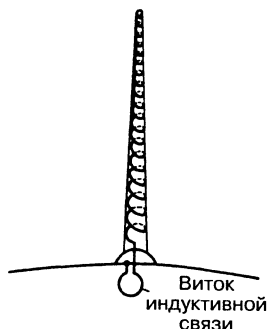


Рис. 28.8. Антенна-катушка на крыше автомобиля

коническую форму, при которой невозможно укладывать витки с постоянным углом подъема.

Как уже сказано, наилучшие свойства излучения достигаются при укладке витков с постепенным уменьшением угла подъема, так что у основания антенны они ложатся с большим шагом, а у вершины – с меньшим. Такая навивка механически трудна, поэтому прибегают к ступенчатой укладке витков, как, например, у антенны-катушки для любительского диапазона 15 м на рис. 28.9. Фибергласовый стебель антенны длиной 1,35 м сужается по диаметру от основания к вершине с 10 до 4 мм. Нижние 10 мм стебля служат для крепления антенны и свободны от витков. Далее следует отрезок длиной 130 мм, где витки уложены с шагом 25 мм. Далее шаг намотки меняется ступенчато: 12 мм – 6 мм – 3 мм. На последнем отрезке длиной 380 мм витки намотаны вплотную. Всего уложено 12,45 м медного провода диаметром 0,8 мм. Длина провода взята с избытком в расчете на возможное укорочение проводника с верхушки антенны при настройке в резонанс. После настройки витки фиксируются на стебле антенны лаком или клеем. Ширина полосы частот антенны составляет 500 кГц, вполне отвечая требованиям к полосе в диапазоне около 21 МГц.

Несколько иной способ намотки витков реализован в антенне-катушке 80-метрового диапазона, у которой тесная укладка чередуется с разреженной (рис. 28.10). На трубе из пластика диаметром 30 мм и длиной 1,85 м вдоль отрезка длиной 1,60 м укладывается 37 м медного эмалированного провода диаметром 0,6–0,8 мм с чередующимся



Рис. 28.9. Вертикальная мобильная антенна-катушка для диапазона 15 м

шагом (рис. 28.10б). В качестве носителя пригодна водопроводная полиэтиленовая труба. Настройка в резонанс также осуществляется путем удаления части провода с вершины антенны. Несложный практический прием облегчает настройку антенн-катушек в резонанс: если требуется повысить частоту, сектор плотно уложенных витков оборачивают полоской алюминиевой фольги, а для понижения частоты вместо фольги используется магнитная лента. К антеннам-катушкам применимо общее правило: свойства излучения тем лучше, чем больше продольная протяженность антенны.

### 28.3. УКВ антенны для мобильной связи

При работе в мобильном режиме любитель-ультракоротковолновик прежде всего сталкивается с необходимостью выбора между горизонтальной и вертикальной поляризацией. С недавних пор почти все, кто предпочитает мобильный режим, перешли на вертикальную поляризацию, хотя раньше в любительском УКВ диапазоне отдавали

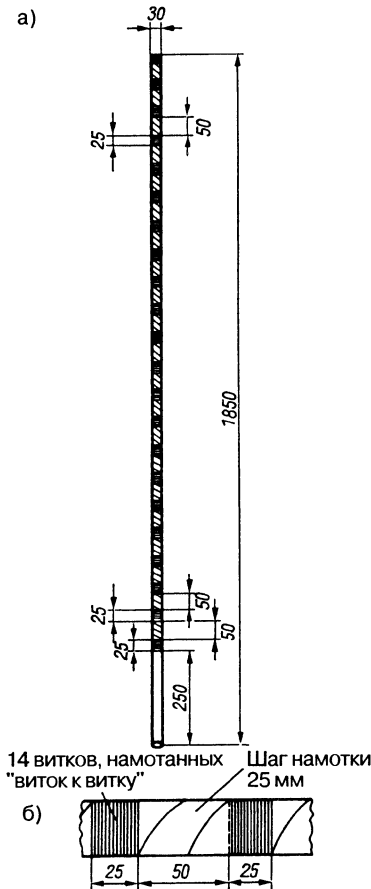


Рис. 28.10. Антенна-катушка для 80-метрового диапазона; а – общий вид; б – фрагмент обмотки

предпочтение горизонтальной. Возникший интерес объясняется появлением множества радиорелейных станций вертикальной поляризации. В силу явных преимуществ подобного преобразования частоты, особенно для мобильных станций двухметрового диапазона, горизонтальная поляризация все больше отходит на второй план.

### 28.3.1. Мобильные УКВ антенны вертикальной поляризации

Рациональный выбор места для установки такой антенны непрост: общее правило требует устанавливать вертикальную штыревую антенну в свободном пространстве над

металлической поверхностью. Принимая это во внимание, следовало бы по электрическим параметрам ставить антенну на крыше автомобиля, правда, избегая при этом способов крепления, нарушающих целостность кузова. Однако эксперименты поставщиков антенн промышленного изготовления показали, что крыша автомобиля – не лучшее место для вертикального штыревого излучателя, если надо принимать метровые волны горизонтальной поляризации [4]. Измерения выявили такое противоречие: нормальная автоантенна, установленная, как обычно, перед ветровым стеклом в 10 см от кромки кузова, развивает гораздо более высокое напряжение при приеме УКВ радиопередач горизонтальной поляризации, нежели при размещении ее на крыше салона. Этот факт объясняется тем, что изначально горизонтальные силовые линии напряженности поля изгибаются с приближением к кромке кузова настолько, что вблизи отвесного штыря становятся почти вертикальными и соответствующими его поляризации. Максимальное напряжение приема достигается при длине штыря  $5\lambda/8$ .

Данные, полученные в полосах УКВ вещания, применимы в двухметровом любительском диапазоне без всяких оговорок. Поэтому место рядом с ветровым стеклом должно быть наиболее подходящим и для вертикальной антенны такого диапазона. Это означает также, что обычная телескопическая автомобильная антенна может быть с успехом использована в качестве двухметрового излучателя.

Четвертьволновый штырь, столь популярный в КВ областях, не представляет интереса как излучатель для диапазона 2 м. Входное сопротивление подобной антенны Маркони величиной всего 30 Ом сильно зависит от формы, длины и характера кузова автомобиля. Малое входное сопротивление антенны затрудняет ее согласование с коаксиальным фидером.

Вертикальный полуволновый штырь обладает более широкими возможностями для приема и излучения радиоволн, но по механическим соображениям в мобильном режиме ему требуется концевое питание. Его входное сопротивление велико (более 500 Ом), так что изолятор в основании штыря должен быть безупречного качества (максимум напряжения!). Такая антенна рассматривалась в разделе 25.1.2.

Штыревую антенну длиной  $5\lambda/8$  принято считать самой эффективной конструкцией

мобильной антенны вертикальной поляризации двухметрового диапазона. Хорошие результаты, получаемые с ее помощью, объясняются прежде всего относительно большой эффективной высотой конструкции. Важен также малый угол возвышения главного луча диаграммы направленности в плоскости Н. Кроме того, небольшим изменением длины штыря удается поднять активную составляющую входного сопротивления почти до 60 Ом. Применение телескопического штыря существенно упрощает настройку антенны. Впрочем, емкостная реактивная составляющая, свойственная антенне с механической длиной  $5\lambda/8$ , компенсируется индуктивным реактивным сопротивлением (удлиняющей катушкой). В зависимости от коэффициента укорочения свободная длина штыря антенны двухметрового диапазона размером  $5\lambda/8$  равна 1000–1200 мм и вполне сравнима с длиной стандартной телескопической автоантенны. Индуктивность катушки у основания составляет приблизительно 0,35 мкГн. Остальные данные этой достойной внимания мобильной антенны приведены в разделе 25.1.3. В [5] описана телескопическая антенна для двухметрового диапазона, способная служить четвертьволновым излучателем либо излучателем длиной  $5\lambda/8$ .

Весьма положительное свойство полуволновой вертикальной мобильной антенны заключается в малых изменениях напряженности поля при движении автомобиля. Удвоение эффективной площади относительно четвертьволновой мобильной антенны заметно сказывается в режиме передачи. Входное сопротивление полуволновой антенны, которое зависит от сечения излучателя, достигает 1000 Ом и вызывает необходимость применения трансформирующих элементов. Радист DL4RCJ предложил использовать для этой цели Г-образное звено согласования, выполненное из отрезка кабеля длиной 1,37 м, равной произведению длины волны на коэффициент укорочения 0,66  $\lambda$  [11]. В соответствии с рис. 6.19 параметры звена для частоты 145 МГц составляют:  $L \approx 0,24$  мкГн,  $C \approx 5,1$  пФ ( $X_L = 218$  Ом,  $X_C = 215$  Ом,  $\omega = 911 \times 10^6$  рад/с).

## 28.4. Антенны для «охоты на лис»

Для однозначного определения направления при «охоте на лис» применяются пеленгаторные антенны.

«Охота на лис» и соревнования в этом виде спорта (спортивное ориентирование) проводятся в 80-метровом и двухметровом любительских диапазонах. Для двухметрового диапазона годятся обычные директорные антенны, а для 80-метрового требуются специальные пеленгаторные.

### 28.4.1. Пеленгаторные антенны 80-метрового диапазона

Для «охоты на лис» в диапазоне 80 м применяются только магнитные (рамочные) или ферритовые антенны. Оба типа антенн больше реагируют на магнитную составляющую поля, за что их и относят к магнитным антеннам (глава 20).

Простейшая рамочная антенна для пеленгации состоит из рамки, образованной определенным количеством витков провода и имеющей форму кольца, квадрата или многоугольника. Рамка вращается вокруг вертикальной оси. Антенна имеет вид крупной катушки, размеры которой намного меньше длины принимаемых волн. Магнитный компонент электромагнитного поля наводит в катушке напряжение. Оно становится максимальным, когда плоскость рамки параллельна направлению распространения электромагнитных волн. Напряжение принимаемого сигнала минимально, когда плоскость рамки обращена к передатчику. На рис. 28.11 представлена антенна с кольцевой рамкой в положении, при котором передатчик, расположенный в направлении стрелки, генерирует в антенне наибольшее напряжение. Уровень принимаемого сигнала будет максимальным также и в том случае, когда передатчик находится в направлении пунктирной стрелки. Диаграмма направленности этой антенны показана на

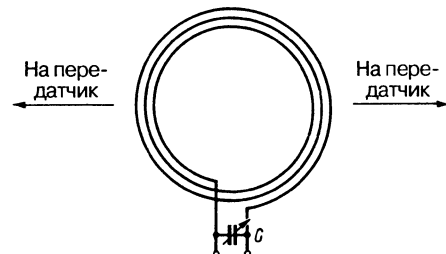


Рис 28.11. Кольцевая пеленгаторная антенна, ориентированная максимумом диаграммы на передатчик

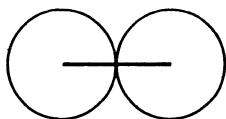


Рис. 28.12. Диаграмма направленности магнитной антенны, размеры которой значительно меньше длины волны

рис. 28.12 вместе с видом сверху. Форма диаграммы напоминает хорошо знакомую восьмерку полуволнового вибратора с той, однако, разницей, что нулевые точки магнитной антенны лежат не на продольной оси излучателя, а под прямым углом к ней.

Эффективная высота  $h_e$  кольцевой магнитной антенны определяется поверхностью рамки  $A$  и количеством витков в ней  $n$ :

$$h_e = \frac{2\pi n A}{\lambda} \quad (28.12)$$

Например, эффективная высота кольцевой магнитной антенны диаметром 0,26 м из 5 витков (магнитная антенна приемника для «охоты на лис» Gera I) в 80-метровом диапазоне составляет всего 21 мм. Поэтому антенна развивает очень слабое напряжение сигнала. Настройка антенны в резонанс с помощью конденсатора  $C$  (рис. 28.11) позволяет снять с него резонансное напряжение  $U_{res}$ , превышающее напряжение рамки  $U_r$  в  $Q$  раз.

$$U_{res} = U_r Q \quad (28.13)$$

Сопротивление излучения  $R_S$  обычной пеленгаторной антенны для «охоты на лис» является также крайне низким и составляет

$$R_{SOM} \approx 31171 \left( \frac{nA}{\lambda^2} \right)^2 \quad (28.14)$$

Для кольцевой рамки с окружностью  $S$  формула (28.14) переходит в

$$R_{SOM} \approx 197\pi^2 \left( \frac{S}{\lambda} \right)^4.$$

Поэтому гораздо эффективнее увеличивать  $S/\lambda$ , чем количество витков  $n$ .

Для улучшения направленности антенны магнитную антенну заключают в электростатический экран. У кольцевых антенн витки рамки заводят в медную или дюралевую трубку. При этом надо проследить за

тем, чтобы трубка экранирования не превратилась в закрытое металлическое короткозамкнутое кольцо. Разрыв в кольцевом экране делается либо в месте вывода концов антенны (рис. 28.13б), либо напротив него (рис. 28.13а). Вполне понятно, что витки, уложенные в экране, должны оставаться цельными, образуя катушку с парой выведенных наружу концов, к которым подключается переменный настроенный конденсатор.

В современных приемниках для «охоты на лис» применяются транзисторные схемы с низким входным сопротивлением, требующим согласования с высоким выходным сопротивлением кольцевой рамки. Для этого либо применяется отдельный виток связи, либо делается отвод от первого витка рамочной катушки, считая с «холодного» конца. К отводу подключают входной транзисторный каскад приемника.

Рамочные антенны подобного типа дают приличные результаты. На рис. 28.12 видно, что у антенны есть по два максимума и минимума. Таким образом, однозначное пеленгование цели возможно лишь в случае преобразования двусторонней диаграммы направленности антенны в одностороннюю, например обладающую формой кардиоиды. Для одностороннего приема требуется вторая вспомогательная антенна электрического поля, создающая напряжение, равное по фазе и амплитуде напряжению, наводимому в первой антенне магнитным полем, а также устройство, с помощью которого из напряжения, порожденного электрическим полем, вычиталось бы напряжение, созданное магнитным полем. При взаимном наложении этих напряжений диаграмма магнитной антенны приобретает форму кардиоиды с единственной нулевой точкой, что и обеспечивает однозначность определения направления на цель. Схема пеленгаторной рамки со вспомогательной антенной показана на рис. 28.14, а подробности их изготовления и применения имеются в [12–14]. Вспомогательной антенной служит вертикальный штырь. Чтобы заставить резонировать штырь длиной всего около 1 м, вводится удлиняющая катушка  $L_v$ . Величина напряжения вспомогательной антенны устанавливается переменным безындукционным резистором в ее цепи.

В настоящее время «охота на лис» в 80-метровом диапазоне ведется только с помощью ферритовых антенн. Они заметно компактнее рамочных пеленгаторов. Такая

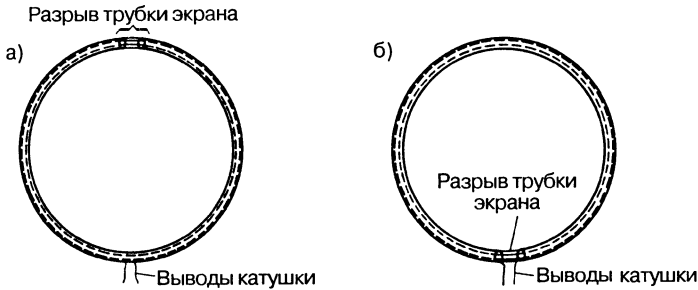


Рис. 28.13. Кольцевая пеленгаторная антенна в электростатическом экране: а – разрыв трубки экрана напротив входа антенны; б – разрыв на месте антенного входа

антенна состоит из ферритового стержня, на который намотаны витки катушки. Стандартные ферритовые стержни обычно имеют диаметр 8–10 мм и длину от 65 до 200 мм. Оптимальное отношение длины к диаметру лежит в интервале 16–20. Особенно хорошим материалом для изготовления пеленгаторных антенн служит феррит марки Manifer 240, отличающийся благоприятными свойствами в диапазоне от 2 до 6 МГц. При диаметре 10 мм он поставляется в виде стержней длиной от 160 до 200 мм и характеризуется начальной магнитной проницаемостью  $120 \pm 20\%$ .

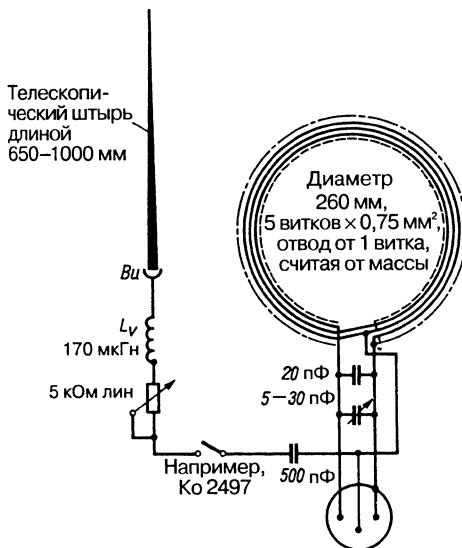


Рис. 28.14. Принципиальная схема пеленгаторной и вспомогательной антенн для «охоты на лис» в 80-метровом диапазоне

Добротность контура и эффективная магнитная проницаемость зависят от положения катушки на ферритовом стержне. Поэтому обычно она несколько смещена с середины стержня (рис. 28.15) и отделена от него изолирующей прокладкой толщиной 1 мм. В дальнейшем смещение катушки из этого положения используется при подстройке антенны. Количество витков для получения заданной индуктивности  $L$  с достаточной точностью рассчитывается по формуле

$$n = k \sqrt{L_{\text{мкГн}}} \quad (28.15)$$

где  $k$  – характеристика материала из спецификации изготовителя,  $L$  – индуктивность. Используется однослойная цилиндрическая намотка катушки (виток к витку) высокочастотным литцендратом.



Рис. 28.15. Ферритовая антенна

Эффективная высота  $h_e$  ферритовой антенны определяется по формуле:

$$h_e = \frac{2\pi n q}{\lambda} \mu_{\text{eff}} \quad (28.16)$$

где  $n$  – количество витков катушки,  $q$  – сечение ферритового стержня,  $\mu_{\text{eff}}$  – эффективная проницаемость феррита и  $\lambda$  – длина волны.

Диаграмма направленности ферритовой антенны похожа на соприкасающиеся кольца и имеет пару минимумов на оси ферритового стержня (рис. 28.16). На первый взгляд эта диаграмма развернута на  $90^\circ$  относительно диаграммы рамочного пеленгатора

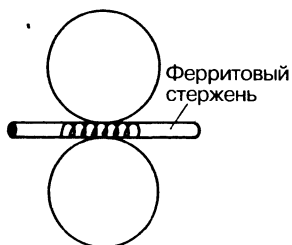


Рис. 28.16. Диаграмма направленности ферритовой антенны

(рис. 28.12), однако отсчет углов здесь надо вести не от проволочной рамки или ферритового стержня, а от положения витков катушки. Тогда нетрудно заметить, что в обоих случаях минимумы лежат на оси катушек.

В случае ферритовой антенны электрическое экранирование также улучшает ее направленность. Экраном служит тонкостенный металлический цилиндр с продольным разрезом, который не дает ему превратиться в короткозамкнутый виток. Устройство экрана демонстрируется на рис. 28.17.

По чувствительности и направленности ферритовая антенна более или менее соответствует кольцевой магнитной антенне с диаметром, равным длине ферритового стержня. Поскольку стандартные стержни бывают длиной не более 200 мм, чувствительность ферритовых антенн, в отличие от магнитно-рамочных, ограничена. Однако этот недостаток перекрывается выгодами от ее компактности, простоты и экономичности в изготовлении.

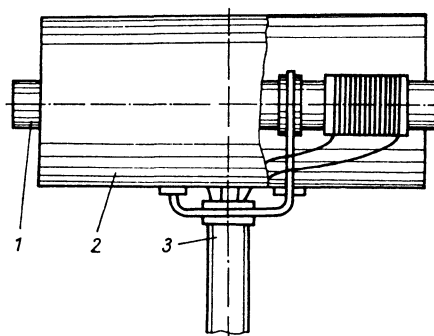


Рис. 28.17. Вращающаяся ферритовая антенна с электростатическим экраном: 1 – ферритовый стержень; 2 – цилиндрический экран с продольным разрезом; 3 – ось вращения

На рис. 28.18 представлена ферритовая пеленгаторная антенна вместе со вспомогательной антенной для определения направления на источник сигнала. Катушка на ферритовом стержне и конденсатор переменной емкости  $C$  образуют резонансный контур, настраиваемый на «лисы» частоту 80-метрового диапазона. Ориентировочно катушка должна иметь 25–30 витков высококачественного литцендрата на стержне диаметром 10 мм при изменении емкости конденсатора от 6 до 30 пФ. Катушку связи образуют два витка. Одним концом она соединена с точкой нулевого потенциала приемника или с экранирующим цилиндром (на рисунке не показан). Вторым концом катушки связи ведет к разделительному конденсатору в цепи базы входного транзистора приемника, куда через линейный непроволочный переменный резистор  $R$  сопротивлением порядка 10 кОм и удлиняющую катушку  $L_V$  присоединен штырь вспомогательной антенны, которая обычно отключена. Если вспомогательная антенна снабжена подходящим разъемом, переключатель  $S$  не нужен. В качестве такой антенны успешно используется спица от велосипедного колеса. В списке литературы в конце главы указаны источники с рекомендациями по созданию магнитных и ферритовых пеленгаторных антенн.

#### 28.4.2. Пеленгаторные антенны для «охоты на лис» в двухметровом диапазоне

До сих пор нет примеров создания специальных антенн для «охоты на лис» в двухметровом диапазоне, так как имеется достаточно широкий выбор обычных антенн

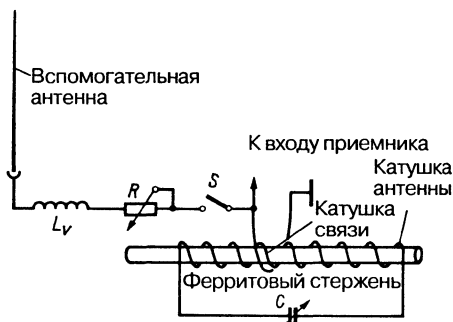


Рис. 28.18. Принципиальная схема ферритовой пеленгаторной и вспомогательной антенн

этого диапазона, способных удовлетворить любые требования по направленности и чувствительности. Наибольшее распространение получили трехэлементные директорные антенны; конструкции с количеством элементов более трех редки. Такие короткие антенны Яги описаны в разделе 23.3.1. Иногда пользуются ее простым двухэлементным вариантом, в том числе НВ9СV (раздел 23.1.2), популярность которой растет. Эти системы однонаправленные и не нуждаются в дополнительных устройствах.

К сожалению, громоздкие директорные антенны мешают движению «охотников» на природе, особенно в кустарниках. Поэтому большей компактности добиваются в первую очередь за счет уменьшения ширины конструкции.

Интересный пример для двухметрового диапазона опубликовали в 1975 г. радиолюбители ОЕ2JG и ОЕ2HDL [20]. Это складная антенна НВ9СV, элементы которой выполнены из стальной ленты от рулетки и пружинят при столкновении с препятствиями, восстанавливая требуемую форму. При беге по местности с множеством препятствий такие элементы выгодны, но на открытом месте удобнее жесткие антенны.

В специальном варианте антенны НВ9СV, построенном DJ0TR/ОЕ8АК в 1970 г. (рис. 28.19), особое внимание уделено удобству наблюдения. Эта конструкция, позволявшая пеленговать на бегу в подлеске, в 70-е гг. успешно применялась DJ0SY/ОЕ3УК и DJ0TR/ОЕ8АК во многих состязаниях по «охоте на лис» в диапазоне 2 м.

### Конструкция

Траверсой антенны служит электроустановочная трубка из серой пластмассы длиной

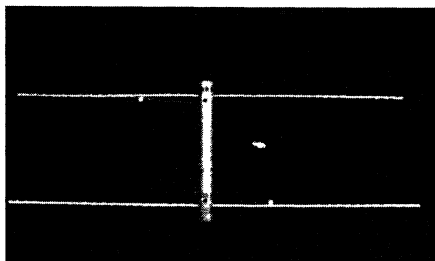


Рис. 28.19. Пеленгаторная антенна DJ0TR/ОЕ8АК для диапазона 2 м

330 мм и диаметром 36 мм. Элементы антенны выполнены из полированной и прочной алюминиевой трубки (не анодированной) диаметром 8 мм. Излучатель и рефлектор имеют длину 960 и 1000 мм соответственно. Отводы сделаны в 150 мм от середины антенны. Коаксиальный кабель длиной 1500 мм проходит 200 мм в траверсе, выходит наружу рядом с рефлектором, а его свободный конец длиной 1300 мм идет к пеленгационному приемнику.

### Обращение с антенной

Антенну, предназначенную для «охоты на лис», держат горизонтально левой рукой за траверс. При пеленгации стоя антенну поднимают как можно выше. Ориентация антенны совпадает с ориентацией траверсы и определяется по направлению ребра кисти. Во время бега без пеленгации антенну держат наклонно вниз, а при пеленгации на бегу – наклонно вверх. Такое положение дает возможность не отрывать взгляд от местности и избежать неожиданных столкновений с предметами. В подлеске антенну лучше держать как можно ниже и рядом с туловищем, чтобы она меньше мешала движению.

В [21] описана пеленгаторная антенна для «охоты на лис» в двухметровом диапазоне, удобная своей компактностью. Она построена на основе антенны НВ9СV (рис. 28.20а) с использованием укороченных

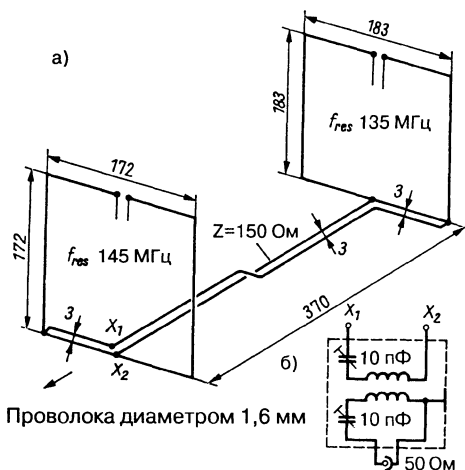


Рис. 28.20. Миниатюрная пеленгаторная антенна на 145 МГц G4NNA: а – размеры элементов антенны; б – согласующая цепочка



элементов, согнутых в виде квадратов с разрывом на верхней стороне. Стороны квадратов 172 и 183 мм недостаточны для резонанса и электрически удлиняются до резонансной длины концевыми емкостями. Их образуют разомкнутые двухпроводные линии (шлейфы); в простейшем случае ими служат отрезки плоского кабеля.

Расстояние между элементами выбрано равным не  $0,125 \lambda$ , как у антенны НВ9СV, а  $0,179 \lambda$ , то есть 370 мм. Соответственно изменена с переполосовкой и линия связи, волновое сопротивление которой должно равняться 150 Ом. Образец антенны изготовлен целиком из медного провода диаметром 1,6 мм. При расстоянии между проводниками 3 мм по формуле (5.2) получается требуемое волновое сопротивление линии 150 Ом<sup>1</sup>. Диаметр провода может быть любым, лишь бы обеспечивалось необходимое волновое сопротивление линии.

Вход антенны Х-Х согласуется с 50-омным коаксиальным кабелем посредством схемы, приведенной на рис. 28.20б. Катушки бифилярной намотки имеют по три витка из медного эмалированного провода диаметром 0,9 мм. Диаметр и длина катушек составляют 10 и 14 мм соответственно. Схема печатной платы для этой согласующей цепочки опубликована в [21]. Она должна быть заключена в экран.

Сначала оба квадрата отключают от всех цепей и порознь настраивают на номинальную частоту. Далее, пользуясь измерителем резонансной частоты с предельно слабой связью и удлинителем или укорачивающей шлейфы, настраивают передний элемент на резонансную частоту 145 МГц, а рефлектор – на 135 МГц. Затем подключают гамма-согласователи и перекрестную линию связи, а также согласующую цепочку. Поочередно изменяя емкости С1 и С2, добиваются

<sup>1</sup> Формулы (5.2) и (5.3) – приближенные: они справедливы лишь при  $D/d > 2,5$ . В данном случае при  $D/d = 3/1,6 = 1,875$  эти формулы дают завышенное на 6% значение волнового сопротивления – 158 Ом. При  $D/d < 2,5$  следует пользоваться точной формулой:

$$Z_{\text{Ом}} = 276 \lg \left[ \frac{D}{d} + \sqrt{\left( \frac{D}{d} \right)^2 - 1} \right],$$

которая при  $D/d = 1,875$  дает  $Z = 148,8$  Ом. –  
*Прим. ред.*

минимальной величины КСВ на резонансной частоте 145 МГц.

Естественно, миниатюрный вариант пеленгаторной антенны не развивает усиление полноразмерной антенны НВ9СV, но обеспечивает подавление обратного излучения, необходимое для успешного пеленгования цели.

Современные транзисторы позволяют строить весьма чувствительные приемники двухметрового диапазона для «охоты на лис», поэтому усиление пеленгаторной антенны не критично, а на первый план выходит ее направленность. Таким образом, вполне возможно применять сильно укороченные элементы антенн в виде катушек. Это заметно ухудшает усиление, но не затрагивает направленность. Подобные сильно укороченные пеленгаторные антенны двухметрового диапазона могли бы иметь конструкцию, аналогичную представленной на рис. 17.7, в которой витки катушек укладываются непосредственно на короткие пластиковые трубки. Тут есть над чем поработать «охотнику на лис», склонному к экспериментированию.

## 28.5. Антенны Си-Би связи

В соответствии с международными соглашениями государства имеют право выделять частным лицам, служащим, фирмам, объединениям и прочим организациям определенные частотные диапазоны для применения радиосвязи по своему усмотрению. Страны сами решают, какие диапазоны предоставлять, и определяют правила пользования такой радиосвязью.

Название «Си-Би связь» происходит от термина Citizen's Band (СВ – гражданская полоса), которым в США называют полосу частот от 26960 до 27410 кГц. Си-Би связью может пользоваться любой гражданин без обособования потребности в связи на равных правах с остальными участниками такого радиообмена, соблюдая лишь такт и партнерское отношение друг к другу. Граждане сами выбирают удобные им каналы, пользуясь, в частности, каналом 9 в случае аварий, каналом 4 для связи с использованием амплитудной модуляции, а каналом 1 – с применением частотной.

В Германии, например, разрешение на маломощные радиотелефоны диапазона 26960–27410 кГц выдается лишь при определенных

Таблица 28.2. Частотные каналы стационарной или мобильной радиотелефонной связи

Номер канала	Рабочая частота, кГц	Номер канала	Рабочая частота, кГц
1	26965	21	27215
2	26975	22	27225
3	26985	23	27255
4	27005	24	27235
5	27015	25	27245
6	27025	26	27265
7	27035	27	27275
8	27055	28	27285
9	27065	29	27295
10	27075	30	27305
11	27085	31	27315
12	27105	32	27325
13	27115	33	27335
14	27125	34	27345
15	27135	35	27355
16	27155	36	27365
17	27165	37	27375
18	27175	38	27385
19	27185	39	27395
20	27205	40	27405

условиях. В соответствии с международными рекомендациями указанная частотная область поделена на каналы (табл. 28.2)<sup>1</sup>.

Здесь в так называемом 11-метровом диапазоне работает промышленная, научная и медицинская аппаратура на выделенных ей частотах 26957–27283 кГц (27120 кГц  $\pm$  0,6%). Здесь же действуют каналы для радиоуправляемых моделей и аналогичных устройств. Все это порождает опасность помех при работе в Си-Би диапазоне.

Основные положения Си-Би связи:

- Си-Би связь – это негосударственная местная служба мобильной радиосвязи;
- радиопереговорное устройство малой мощности является радиоприемником (передатчик и приемник вместе с антенной, сетевым адаптером и вспомогательным блоком) для связи, которое эксплуатируется в режиме двусторонней связи на выбранной частоте в соответствии с действующими положениями;

- это радиоустройство предназначено для работы как в стационарном, так и в мобильном режимах;
- устройство должно соответствовать нормам Германской Федеральной почты (Telekom) и идентифицироваться по номеру, который присваивается Центральным управлением по дальней связи.

До некоторых пор в радиоустройствах Си-Би связи разрешалось использовать только вертикальные излучатели без симметричных противовесов или с ними (следовательно, только ненаправленные антенны).

С 1994 г. разрешено пользоваться направленными антеннами. Радиоаппаратура Си-Би, выпускаемая серийно и снабженная средствами подключения внешней антенны, может эксплуатироваться с любыми внешними антеннами соответствующего частотного диапазона при условии, что Си-Би аппаратура и антенна связаны экранированным и электрически согласованным высокочастотным кабелем.

Радиотелефоны 11-метрового диапазона подразделяются на три категории:

- переносные радиотелефоны, снабженные встроенным громкоговорителем с

<sup>1</sup> Частоты, соответствующие номерам каналов Си-Би связи (см. табл. 28.2), по российскому стандарту нужно уменьшить на 5 кГц. – Прим. ред.

функциями микрофона в режиме передачи, батареями питания и встроенной выдвижной антенной;

- автомобильные радиотелефоны (мобильные станции) с питанием от аккумулятора автомобиля и снабженные гнездом для подключения коаксиального кабеля к внешней автомобильной радиоантенне;
- стационарные радиотелефоны (станции) с сетевым питанием и гнездом для коаксиального кабеля к внешней антенне.

В заключение стоит отметить, что применение дополнительных высокочастотных усилителей запрещено.

### 28.5.1. Антенны для карманных радиотелефонов 11-метрового диапазона

В обычных условиях карманные радиотелефоны позволяют поддерживать связь на расстоянии 500–3000 м в зависимости от рельефа местности. При благоприятном рельефе дальность связи может превзойти указанный предел.

Выдвижные антенны, преимущественно телескопические, будучи неотъемлемыми деталями аппаратов, почти не допускают конструктивных изменений, способных повысить эффективность антенны. Как правило, длина выдвижных антенн не превышает 1,25 м, что соответствует эффективной длине антенны  $\leq \lambda/9$  или  $40^\circ$  (рис. 19.50). В этом случае сопротивление излучения антенны  $R_S < 5 \text{ Ом}$  (формула 28.2). Неизбежные сопротивления потерь  $R_V$  в сумме составляют примерно такую же величину, так что, согласно формуле (19.12), КПД  $h$  всегда меньше 0,5 (<50%). При длине штыря  $0,55 \lambda$  ( $\lambda/20$ ), соответствующей эффективной длине  $18^\circ$ , сопротивление излучения составляет лишь 1 Ом, и при том же суммарном сопротивлении потерь КПД оказывается равным 16,7%. Поскольку длина антенны всегда равна  $\lambda/4$ , приходится компенсировать возникающее емкостное реактивное сопротивление  $X_C$  с помощью индуктивного реактивного сопротивления  $X_L$  удлиняющей катушки.

Для повышения КПД следует удлинить штырь антенны или добавить к нему концевую емкость (рис. 19.30). Но тогда потребуется соответственно уменьшить удлиняющую катушку, встроенную в аппарат, благодаря чему одновременно снизится сопротивление потерь.

Подробные сведения об укороченных вертикальных антеннах имеются в разделе 28.2.2. Рекомендуется строить антенну диапазона 11 м для переносного радиотелефона в виде укороченной вертикальной антенны с распределенной индуктивностью – антенны-катушки (раздел 28.2.2).

### 28.5.2. Антенны для автомобильных радиотелефонов на длину волны 11 м

Автомобильные радиотелефоны приспособлены для подключения внешней мобильной антенны, что дает возможность применять антенны кругового излучения с высоким КПД, такие как штыревые длиной от 0,53 до 2,63 м, соответствующие длинам от  $\lambda/20$  до  $\lambda/4$ . Согласно выражению (28.2), при указанных значениях длины сопротивления излучения  $R_S$  будут между 1,5 Ом ( $\lambda/20$ ) и 40 Ом ( $\lambda/4$ ).

Обычно используются настраиваемые мобильные радиоантенны промышленного изготовления длиной от  $\lambda/8$  до  $\lambda/10$  при механической длине стебля антенны 1,25 м. Частотная полоса такой 11-метровой антенны охватывает 100 кГц. Это не дефект, а признак применения удлиняющей катушки высокой добротности Q.

Возможность подстройки резонанса путем небольших изменений длины стебля антенны должна всегда присутствовать у механически укороченных излучателей, так как, с одной стороны, их частотная область сужается по мере укорочения антенны, а с другой, при монтаже антенны на автомобиле возникают непредвиденные изменения резонанса излучателя, которые следует скомпенсировать. Можно также изменять индуктивность удлиняющей катушки, но такой способ связан с усложнением конструкции и ухудшением ее добротности.

У самодельных антенн проще всего изменить длину штыря, если его часть выполнить в виде телескопического устройства. По механическим и электрическим соображениям, самое подходящее место для него – свободный конец антенны. Для этого достаточно иметь несколько тонких телескопических стержней, например от переносного приемника. Неудобство лишь в том, что бывает трудно подобраться к концу антенны. «Телескоп» у входа антенны должен быть механически стабильным и обеспечивать надежный электрический

контакт, поскольку там находится максимум тока. «Телескоп» у основания антенны легко разметить по результатам настроек в резонанс. В качестве 11-метровых хорошо подойдут стандартные автомобильные телескопические антенны, способные раздвигаться на длину до 1,65–1,70 м (около  $\lambda/7$ ), если у основания вмонтировать подходящую удлиняющую катушку (табл. 28.3). Для настройки жестких антенных штырей можно воспользоваться концевыми емкостями разной конструкции (рис. 19.30).

Металлические части автомобиля и их емкость относительно земли всегда действуют как противовесы четвертьволновых излучателей. Чтобы сделать КПД максимальным, нужно обеспечить надежный гальванический контакт экрана коаксиального фидера со стальным листом кузова. Любые сочленения, ведущие к укороченной вертикальной антенне, должны безупречно проводить ток, иначе порождаемые коррозией переходные сопротивления при малом сопротивлении излучения будут самым отрицательным образом влиять на величину КПД антенны.

Необходима высокая добротность удлиняющей катушки, которую следует удалить от металлических деталей кузова по крайней мере на два ее диаметра и защитить от грязи и брызг. (Ряд советов приведен в разделе 28.2.2.)

Многим нравится установка мобильной радиоантенны на заднем бампере машины (рис. 28.3), потому что она почти не нарушает целостность автомобиля. Но нужно позаботиться о том, чтобы колебания антенны не угрожали другим участникам движения. По электрическим показателям размещение автомобильной антенны на заднем бампере является компромиссным решением, так как зона питания антенны с пучностью тока, дающая основной вклад в излучение, оказывается в непосредственной близости от металлического кузова. Для распространения волн было бы выгоднее монтировать антенну на крыше автомобиля, но вряд ли это получится без крайне нежелательного повреждения кузова. Дополнительные сведения по этому кругу вопросов приведены в разделе 28.2.1.

В противоположность автомобильной антенне (для приема радиовещания) для мобильной радиоантенны длина фидера не имеет значения. Потери стандартного коаксиального кабеля на частоте 27 МГц настолько малы, что практически безразлично,

будет ли этот кабель длиной, например, 2 или 3 м.

Данные в табл. 28.3 приведены из расчета на середину диапазона с частотой 27,12 МГц, что соответствует 11,062 м. Они относятся к антенне диаметром 7 мм, но с хорошей точностью применимы и к антеннам диаметром от 5 до 9 мм. Значения механической длины антенных штырей, указанные в таблице, являются средними, которые подлежат корректировке при окончательной настройке на месте установки антенны. Удлиняющая катушка устанавливается у основания антенно-го штыря. Сопротивление потерь катушки  $R_L$  для различных добротностей  $Q_L$  приведено в таблице вместе с сопротивлением излучения  $R_r$  антенного штыря с тем, чтобы облегчить сравнение КПД разных вариантов антенн. В соответствии с рис. 28.1  $R_L$  складывается с сопротивлениями потерь  $R_C$ ,  $R_D$  и  $R_A$ . Их сумма  $R_V$  позволяет оценить КПД антенны по формуле (28.1). Одновременно ожидаемое входное сопротивление  $R_E$  определяется через сумму  $R_S + R_V$ .

Поскольку входное сопротивление укороченных вертикальных антенн  $R_E$  всегда меньше 50 Ом, возникает необходимость согласования стандартного коаксиального кабеля с  $R_E$ . Возможности согласования и необходимые расчеты подробно описаны в разделе 28.2.2. Если у одного из вариантов антенны по табл. 28.3 входное сопротивление  $R_E$  окажется менее 50 Ом, это будет явным признаком чрезмерных потерь в грунте или наличия плохих контактов поблизости от входа антенны.

### 28.5.3. Антенны для стационарных радиотелефонов 11-метрового диапазона

Антенны 11-метрового диапазона для стационарных станций предлагаются многими изготовителями. Обычно это полноразмерные четвертьволновые излучатели, выполненные в виде антенн типа Groundplane с уголковыми противовесами (например, Hirschmann Strata 27 G 4). Относительно четвертьволновой Groundplane усиление излучателя длиной  $5\lambda/8$  составляет 3 дБ при длине штыря антенны 6,76 м (Hirschmann 275/8). Она также характеризуется необходимой круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, а прирост усиления обусловлен

**Таблица 28.3. Параметры укороченной вертикальной антенны для мобильной радиосвязи в диапазоне 11 м**

Штырь антенны										
Длина, доли $\lambda$	1/5	1/6	1/7	1/8	1/10	1/12	1/14	1/16	1/18	1/20
Длина, град.	72	60	51,4	45	36	30	25,7	22,5	20	18
Длина, мм	2146	1785	1527	1327	1062	882	755	657	582	520
$R_c$ , Ом	24,1	16,5	12,2	9,2	5,9	4,1	3	2,3	1,8	1,4
Удлиняющая катушка										
$L$ , мкГн	0,67	1,15	1,55	1,9	2,5	3	3,5	4	4,5	4,9
$R_c$ , Ом										
При $Q_c = 50$	2,28	3,29	5,28	6,46	8,52	10,3	12	13,6	15,1	16,4
При $Q_c = 100$	1,14	1,96	2,64	3,23	4,26	5,17	6	6,78	7,53	8,22
При $Q_c = 150$	0,76	1,31	1,76	2,15	2,84	3,45	4,1	4,5	5,02	3,48
При $Q_c = 200$	0,57	0,98	1,32	1,6	2,13	2,59	3	3,4	3,8	4,1

сужением диаграммы в вертикальной плоскости (рис. 19.10 и раздел 25.1.3).

Для самостоятельного изготовления антенн типа Groundplane разных модификаций, а также вертикальных полуволновых излучателей и многовibratorных систем 11-метрового диапазона можно воспользоваться наработками, описанными в разделе 19.4. Выбирая размеры элементов антенны, которую предполагается строить, надо ориентироваться на среднюю частоту диапазона 27,12 МГц, соответствующую длине волны 11,062 м.

По параметрам антенн 10-метрового диапазона (табл. 19.1 и 19.2) рассчитываются данные и для 11-метровых антенн; надо лишь найти произведение  $F$  номинальной резонансной частоты и длины соответствующего ей элемента. Тогда длина элемента 11-метрового диапазона получается из соотношения

$$l'_m = \frac{F_{\text{МГц}\cdot\text{м}}}{27,12}$$

#### Пример 4

Излучатель длиной 2,58 м на частоту 28,3 МГц в табл. 19.1 надо пересчитать на резонансную частоту 27,12 МГц.

$$F = 28,3 \times 2,58 = 73,014 \text{ МГц}\cdot\text{м}$$

$$l'_m = \frac{73,014}{27,12} = 2,69 \text{ м}$$

Этим способом любые антенны 10-метрового диапазона пересчитываются на диапазон 11 м при сохранении показателей. Поскольку полноразмерные четвертьволновые

излучатели 11-метрового диапазона всегда рассчитываются на частоты  $\geq 1000$  кГц, длина штыря антенны не слишком критична. Это значит, что полоса шириной 130 кГц для радиотелефонии на 11 м не выйдет за пределы частотной полосы антенны, если ее размеры определяются с точностью порядка долей сантиметра.

#### 28.5.4. Остронаправленная мини-антенна 11-метрового диапазона

Выше уже говорилось о направленных антеннах из 2–4 элементов для диапазона на 11 м.

Теперь рассмотрим миниатюрную двухэлементную направленную антенну. Подобные антенны используются, как правило, для простейшего пеленгования, а также для ослабления помех при работе на одном из каналов 11-метрового диапазона. Обратное излучение подавляется особенно сильно, когда питаются оба параллельных элемента, расположенных на расстоянии  $\lambda/4$  один от другого (сдвиг по фазе на  $90^\circ$ ). Поскольку предпочтительны более короткие траверсы, расстояние между элементами уменьшают до  $\lambda/8 = 45^\circ$ . Для сохранения прежнего сдвига фаз принимаются следующие меры:

- перекрещивается фидер между элементами, чем обеспечивается фазовый сдвиг на  $180^\circ$ ;
- изменяется резонансная длина рефлектора до  $+5\%$  и излучателя до  $-5\%$ , сдвигая их фазы на  $+45^\circ$  и  $-45^\circ$  соответственно.

- производится правильная симметричная сборка антенны, что обеспечивает подавление обратного излучения более чем на 30 дБ.

На практике фидером служит сдвоенная траверса. На ней монтируются излучатели со сдвигом на  $180^\circ$ , причем их можно укорачивать с помощью катушек.

Для симметрирования между фидером и клеммами питания антенны включается кабельный симметрирующий трансформатор. На рис. 28.21 показана электрическая схема антенны, а на рис. 28.22 – ее устройство с элементами, укороченными за счет катушек.

Технические характеристики:

- размеры  $3200 \times 1300$  мм;
- усиление 6,2 dBi;
- отношение прямого излучения к обратному больше 30 дБ.

В готовом виде антенну можно приобрести на предприятии SMB-Elektronik (Bensch) в Бонне-Мелеме.

Усиление антенны увеличится, если элементы удлинить приблизительно на 10%. При этом входное сопротивление становится индуктивным и для согласования понадобится последовательно включенный триммер. В результате получится расширенная двухэлементная антенна с усилением 7 dBi, описанная DL4KCJ [22].

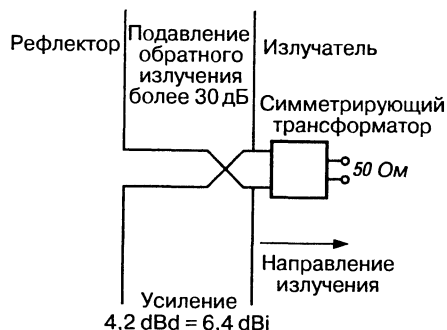


Рис. 28.21. Электрическая схема мини-антенны 11-метрового диапазона

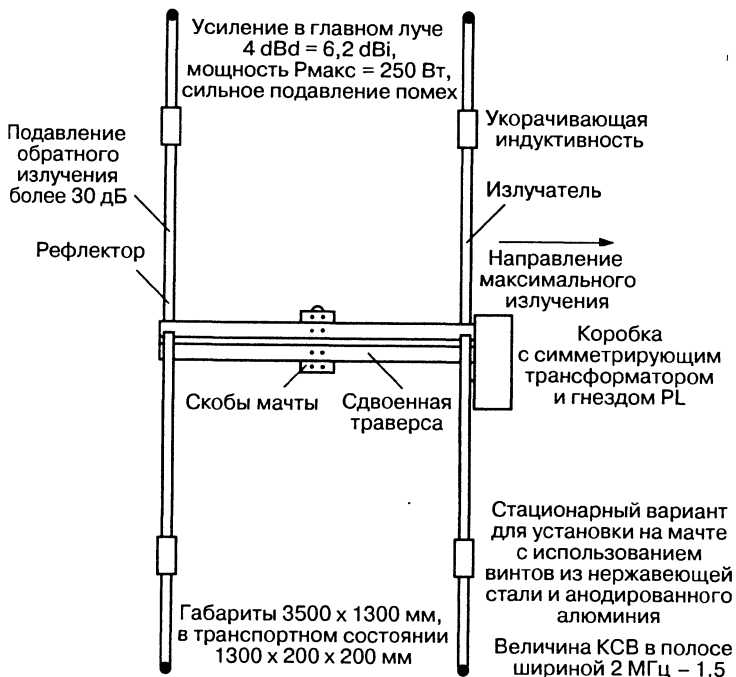


Рис. 28.22. Устройство мини-антенны 11-метрового диапазона

## Литература к главе 28

- [1] *Brandt, H. J.*: Antenne für 2-m-Handfunke – Gute Anpassung spart Leistung. Funk 2/1985, S. 48–49.
- [2] *Robberson, E.*: Mobile Antennas. CQ, May 1955.
- [3] *Orr, W.*: Radio Handbook (Ch. 25-4 Antennas für Mobile Work). Editors and Engineers, New Augusta, IN, 1970.
- [4] *Rohrbacher, H.-A.*: Die Vertikalantenne. DL-QTC 4, 5 und 6/1964.
- [5] *Rohrbacher H.-A.*: Basic-Programm zur Berechnung von Vertikal-Antennen. CQ-DL 6/83, S. 275–277.
- [6] *Lohmann, K.*: Die optimierte KW-Mobilantenne für den Eigenbau. CQ-DL 6/84, S. 268–271.
- [7] *Weidemann, A.*: Gelsenkirchener Mobilauskopplung. CQ-DL 9/73, S. 515.
- [8] *Sherwood, R.*: HF Mobile Antennas. Harn Radio, September 1989, pp. 9–14.
- [9] *Pietsch, H.-J.*: Kapazitiv belastete Mobilantennen. CQ-DL 10/92, S. 607–610.
- [10] *Heinrich, K.*: Umschaltbare Antenne für Funk-sprechgeräte und Peilempfänger im 2-m-Band. UKW-Berichte 1/1967, S. 48–52.
- [11] *Bensch, H.*: Halbwellenstrahler auf Magnetfuß. Beam 1/91, S. 19–20.
- [12] *Lesche, J.*: Transistor-Fuchsjagdempfangser der Entwicklungsreihe «Gera». Funkamateure, 12/1964, S. 402–403; 1/1965, S. 19–20; 2/1965, S. 58–59, 3/1965, S. 92–94; 4/1965, S. 127–129.
- [13] *Franz, W.*: Richtantennen für Fuchsjagden. CQ-DL 1/72, S. 26–27.
- [14] *Schade, K.-H.*: Antennensysteme, Empfindlichkeit und Peilgenauigkeit von 3,5 MHz-Funkpeilempfängern. Funkamateure 3/83, S. 138–141.
- [15] *Westermann, G.*: Das «Göttinger Baby». DL-QTC 9/71, S. 514–518.
- [16] *Kropp, H.*: Erfahrungen mit einem selbstgebaute 80-m-Peiler. QRV 6/73, S. 307–312.
- [17] *Hoffschildt, G.*: Peilempfänger «Münchner Kindl». CQ-DL 3/75, S. 153–161.
- [18] *Brenndörfer, K.*: Peilempfänger für das 80-m-Band. Funkschau, H. 13, 1983, S. 85–88.
- [19] *Hoffschildt, G.*: 80m-Miniaturpeiler. CQ-DL 9/79, S. 390.
- [20] *Göschelberger, P., Herr, G.*: Salzburg I – ein Peilempfänger für das 2-m-Band. UKW-Berichte 3/1975, S. 130–140.
- [21] *Seymour, C. J.*: VHP Direction Finding with a Miniaturized Beam Antenna. Radio Communication, October 1983, pp. 886–888.
- [22] *Hille, K. H.*: Extended Zweielement-Antenne. Funk 3/94, S. 78–80.

# 29. Антенны для приема теле- и радиовещания

Радиовещание ведется путем передачи радиосигналов, модулированных по амплитуде (АМ вещание) или по частоте (ЧМ вещание). В диапазонах длинных, средних и коротких волн осуществляется только АМ вещание. Высококачественному ЧМ вещанию отведены полосы частот в УКВ диапазоне. Службам радиовещания частоты выделяются на международной основе периодическими заседаниями Всемирной административной конференции по радиосвязи (ВАКР).

Решениями женеvской сессии ВАКР-92 был изменен ряд положений, принятых ВАКР в 1979 г. В настоящее время в регионе I (Европа, азиатская часть бывшего СССР и Африка) принято следующее подразделение частот [1]:

длинные волны	148,5–283,5 кГц
средние волны	526,5–1606,5 кГц
короткие волны	
2300–2495 кГц	(диапазон 120 м)
3200–3400 кГц	(диапазон 90 м)
3950–4000 кГц	(диапазон 75 м)
4750–5060 кГц	(диапазон 60 м)
5950–6200 кГц	(диапазон 49 м)
7100–7300 кГц	(диапазон 41 м)
9500–9900 кГц	(диапазон 31 м)
11650–12050 кГц	(диапазон 25 м)
13600–13800 кГц	(диапазон 22 м)
15100–15600 кГц	(диапазон 19 м)
17550–17900 кГц	(диапазон 16 м)
21450–21850 кГц	(диапазон 13 м)
25600–26100 кГц	(диапазон 11 м)

Диапазоны 120, 90 и 60 м называются тропическими и отведены радиовещанию на широтах менее 30°.

В регионе I для ЧМ радиовещания выделены следующие области частот:

66,0–74,0 МГц	(диапазон I по ОИРТ <sup>1</sup> )
87,5–108 МГц	(диапазон II по МККР <sup>2</sup> )

<sup>1</sup> ОИРТ – Международная организация радиовещания и телевидения, в нее входят страны бывшего СССР и Восточной Европы. – *Прим. ред.*

Под телевизионное вещание отведены:

область УКВ	
47–68 МГц	(диапазон II МККР <sup>3</sup> )
174–230 МГц	(диапазон III)
область ДМВ	
470–606 МГц	(диапазон IV)
606–862 (960) МГц	(диапазон V)
Область от 862 до 960 МГц	используется только в Африке.

Частоты спутникового радио- и теле-вещания подразделяются следующим образом:

2525–2655 МГц	(диапазон S)
10,95–11,7 ГГц	(диапазон Ku1; FSS <sup>4</sup> )
11,7–12,5 ГГц	(диапазон Ku2; DBS <sup>5</sup> )
12,5–12,75 ГГц	(диапазон Ku3; FSS)

## 29.1. Распространение волн в диапазонах АМ вещания

Чтобы судить о возможностях приема в диапазонах радиовещания, необходимо несколько дополнить сведения, приведенные в главе 2. Прежде всего это касается коротких волн, так как 10 коротковолновых диапазонов описываются различными закономерностями распространения радиоволн.

<sup>2</sup> МККР – Международный консультативный комитет по радиосвязи, рекомендациями которого руководствуются страны Западной Европы. – *Прим. ред.*

<sup>3</sup> В России согласно рекомендациям ОИРТ частоты 47–68 МГц относятся к диапазону I (первый и второй телевизионные каналы), 76–100 МГц – к диапазону II (с третьего по пятый каналы), 174–230 МГц – к диапазону III (с шестого по двенадцатый каналы). – *Прим. ред.*

<sup>4</sup> FSS (Fixed Satellite Service) – фиксированная спутниковая служба. – *Прим. ред.*

<sup>5</sup> DBS (Direct Broadcasting Satellite) – спутники прямого радиовещания. – *Прим. ред.*



### 29.1.1. Особенности распространения коротких волн

Как уже говорилось в разделе 2.3, пространственные волны играют главную роль в распространении коротковолновых сигналов. Решающее влияние на дальность приема коротковолновых передач оказывает состояние ионосферы, где отражение волн происходит преимущественно на слое  $F_2$ . При этом волны длиной 10–25 м (частотой 30–12 МГц) применяются в часы максимальной ионизации, обусловленной солнечным излучением. Поэтому днем реализуются наиболее благоприятные условия дальнего приема в диапазонах 11, 13, 16, 19 и 22 м.

Диапазоны 25 и 31 м лучше подходят для приема во время сумерек. Диапазоны 41, 49 и отчасти 75 м обеспечивают дальний прием в ночные часы, так как к этому времени ослабляющий слой D атмосферы уже разрушается, а ионизации вышележащих слоев еще достаточно для отражения волн этих диапазонов. В Европе успешный прием в диапазонах 41 и 49 м обычно осуществляется круглые сутки. Поэтому коротковолновая часть любого радиовещательного приемника оснащена хотя бы 49-метровым диапазоном. Распространение волн 75-метрового диапазона происходит так же, как и в любительском диапазоне 80 м (раздел 2.3.3).

Разумеется, такое подразделение не является жестким, поскольку состояние ионосферы подвержено постоянным изменениям, зависящим от солнечной активности, сезона и времени дня (раздел 2.1.3). Определенную роль играют и долгота, и широта точки приема.

При прохождении коротких волн в ионосфере изменяется их поляризация. В частности, линейно поляризованная волна покидает ионосферу с эллиптической или круговой поляризацией (раздел 1.1.7). Поэтому для дальнего приема неважно, будет использована приемная антенна вертикальной или горизонтальной поляризации. Обычно предпочитают горизонтальную, так как на ее свойствах меньше сказывается качество грунта. К тому же атмосферные и местные помехи промышленного происхождения характеризуются главным образом вертикальной поляризацией, в силу чего прием с помощью антенны горизонтальной поляризации происходит с пониженным уровнем помех.

### 29.1.2. Особенности распространения средних волн

В дневные часы средние волны гасятся слоем D настолько сильно, что отражение от более высоких слоев ионосферы просто отсутствует. Поэтому дальность уверенного дневного приема в средневолновом диапазоне определяется дальностью распространения поверхностных волн. Такие волны огибают Землю, распространяясь тем дальше, чем выше проводимость подстилающего грунта. Поверхностные волны испытывают наименьшее ослабление при распространении над водой. Кроме того, затухание поверхностных волн растет с уменьшением длины волны.

На закате солнца ослабляющий слой D быстро разрушается, и становится возможным распространение пространственных волн средневолнового диапазона. Отсюда ясно, почему так много средневолновых станций слышно в вечерние и ночные часы: в это время сигнал мощного средневолнового передатчика может быть принят на расстоянии 4000–5000 км. Ранним утром, когда наступает перерыв в работе крупных европейских станций, удается услышать средневолновые передатчики с других континентов.

Как правило, условия приема сигналов средних волн лучше зимой, чем летом. Причина кроется в уменьшении ионизации ослабляющего слоя D и понижении уровня атмосферных помех в зимнее время.

В определенной зоне, начиная примерно с 60 км от передатчика, встречаются поверхностные и пространственные волны с противоположными и непостоянными фазами. В зависимости от соотношения их фаз в точке приема часто наблюдается периодическое чередование сильного и слабого сигналов приемника. Этот эффект называют затуханием или федингом (fading). Нередко подобные колебания сопровождаются сильными искажениями приема, не устраняемыми системой АРУ приемника. Затухания не возникают на значительном удалении от передатчика: там поверхностные волны уже погашены или ослаблены настолько, что не в состоянии интерферировать с пространственными.

### 29.1.3. Особенности распространения длинных волн

Условия распространения длинных волн почти не зависят от солнечной активности и сезона. Наблюдается лишь слабое влияние

времени суток, так что ночью сигналы длинноволновых станций несколько сильнее, чем днем.

Поверхностные и пространственные волны действуют круглые сутки. Длинные волны, проникающие в ионосферу под большим углом, ею отражаются и сильно ослабляются. Поэтому многократные отражения возможны только для тех сигналов, которые идут от мощных передатчиков. Такие передатчики обеспечивают постоянную дальность приема независимо от состояния ионосферы. Длинные волны принимаются и ниже водной поверхности (например, на подводной лодке), проникая на глубину до 10 м. Атмосферные помехи сильно препятствуют длинноволновому приему преимущественно в летние месяцы. Поэтому в тропической зоне радиовещание на длинных волнах не ведется.

## 29.2. Радиовещательные приемные антенны коротких, средних и длинных волн

Излучение ширококвевательных передатчиков длинных и средних волн всегда поляризовано вертикально. Оно принимается несимметричными антеннами, противовесом им служит земля. Поскольку длина волн составляет здесь от 200 до 2000 м, работать с антеннами такой длины, которая необходима для получения резонанса, невозможно. Поэтому средне- и длинноволновые антенны всегда сильно укорочены. При крайне низком сопротивлении излучения входное сопротивление приблизительно равно емкостному, определяемому емкостью антенны (проводника антенны относительно земли) и частотой принимаемого сигнала. Чтобы напряжение сигнала на входе приемника было достаточно высоким, необходимо сделать этот вход как можно более высокоомным. Ориентировочно входное сопротивление приемников на длинных и средних волнах составляет около 2500 Ом. Согласование здесь неосуществимо, так как частотно-зависимое емкостное сопротивление антенны нельзя согласовать с омическим сопротивлением во всей полосе частот приемника.

### 29.2.1. Высокие антенны

Высокие антенны – единственный тип антенн, чья приемная часть находится преимущественно в неискаженном поле передатчика, а также вне поля помех от электроустановок. Если напряженность поля в нескольких метрах над крышей здания принять за 100%, то согласно измерениям неискаженное поле в среднем составляет 70–80% на уровне крыши, 50% на уровне третьего этажа, 20% – на уровне второго этажа, 5–10% – на уровне первого этажа и 3–5% – на уровне подвала. Поэтому от антенны внутри помещения можно получить лишь малую долю напряжения, возможно в точке, где расположено здание. К тому же внутренние и суррогатные антенны почти всегда находятся поблизости от электробытовых приборов и воспринимают генерируемые ими помехи.

Хорошая чувствительность современных радиовещательных приемников в сочетании с большой мощностью ширококвевательных передатчиков позволяет осуществлять вполне приличный прием даже с помощью суррогатных антенн. Тем не менее растущие требования к разнообразию программ и стремление слушать передачи без помех заставляют даже в наши дни применять высокие антенны.

#### Г- и Т-образные антенны для средних и длинных волн

В силу конструктивных причин Г-образные антенны являются ныне самым распространенным типом однопроводных проволочных антенн для приема средних и длинных волн. Антенна состоит из горизонтального или наклонного провода, натянутого с помощью изоляторов между двумя как можно более высокими опорными точками, от одного из концов которого проложен вертикальный проволочный спуск (рис. 29.1). Нет никаких рецептов относительно устройства подобных высоких антенн, но обычно придерживаются правила строить их как можно выше, по возможности в свободном

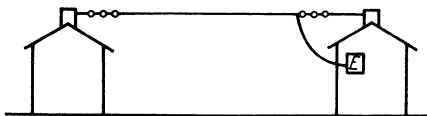


Рис. 29.1. Г-образная антенна

пространстве и не делать слишком короткими. Необходимо избегать близости силовых линий и значительных масс металла; надо стремиться к тому, чтобы проводник антенны располагался перпендикулярно по отношению к другим находящимся поблизости проводам. В зависимости от местных условий общая длина проводника должна лежать в пределах 15–30 м, а лучшим материалом для него служит стандартный бронзовый антенный канатик диаметром 1,5–3 мм. Электрически равноценным, но механически менее гибким является провод круглого сечения из меди или ее сплавов.

Особой прочностью отличаются стальные провода с медным повивом. Допускается применение проводов и канатиков в изоляции: она не оказывает заметного отрицательного влияния на свойства антенны. Можно применять любые провода, лишь бы они были коррозионно стойкими и прочными на разрыв. Недопустимо использовать провода диаметром  $\leq 1$  мм, так как они опасны для птиц.

Для изоляции горизонтальной части антенны обычно пользуются орешковыми изоляторами, монтируя их так, чтобы они работали не на разрыв, а на сжатие.

Столь же распространена Т-образная антенна (рис. 29.2), отличающаяся от Г-образной в основном тем, что вертикальный спуск прокладывается от середины, а не от конца горизонтального проводника. При этом нет необходимости вести такой спуск строго от геометрического центра горизонтальной части. Между описанными типами антенн нет существенных различий по эффективности и принципу действия.

Г- и Т-образные антенны для средних

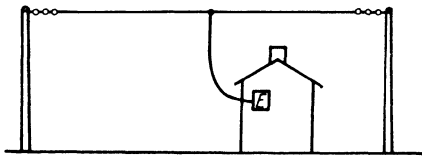


Рис. 29.2. Т-образная антенна

и длинных волн с успехом служат и для приема передач коротковолновых диапазонов. Все высокие антенны должны быть оснащены защитными устройствами от грозы.

### Длиннопроводная антенна для приема радиовещательных передач

Для всех диапазонов от длинных до коротких волн лучше всего подходит длиннопроводная антенна, играющая роль универсальной. При ее построении 10–30 м провода натягивают как можно выше в зависимости от доступности свободного пространства между имеющимися опорами (кромкой крыши, деревом или мачтой) [3] на непроводящих растяжках (например, из нейлона). Материалом служит медная или бронзовая проволока в изоляции диаметром 1,5–2,5 мм.

В простейшем случае проводник заводят напрямую в помещение и соединяют с высокоомным входом приемника. Однако для более полного использования принятой мощности рекомендуется применять антенное согласующее устройство (Π-образный фильтр, фильтр Коллинза), а еще лучше – преселектор. Многие дорогостоящие всеволновые приемники склонны к перемодуляции при слишком высоком напряжении сигнала на входе антенны (а длиннопроводная антенна способна развивать такое напряжение), поэтому для безукоризненного приема желательно воспользоваться переключаемым аттенуатором.

Однако у простой длиннопроводной антенны есть весьма существенный недостаток. На ее незащищенный спуск действуют многочисленные помехи в здании, так как любые электробытовые приборы – телевизоры, компьютеры, холодильники и т.д. – излучают неконтролируемые высокочастотные колебания.

Чтобы уменьшить или устранить помехи, спуск антенны надо выполнить из коаксиального кабеля и заземлить его экран. Однако коаксиальный кабель является низкоомной линией (50–75 Ом), тогда как длиннопроводная антенна высокоомна; поэтому соединять их напрямую неразумно: из-за рассогласованности сильно упадет напряжение антенны. Антенна согласуется с кабелем широкополосным трансформатором [4]. Он подробно описан в разделе 6.8 и показан на рис. 6.28 и 6.29.

Устройство длиннопроводной антенны с широкополосным трансформатором и кабельным спуском представлено на рис. 29.3.

Антенна обеспечивает отличный прием, так как многие помехи подавлены. Трансформатор прекрасно работает на средних и длинных волнах. При приеме длинных

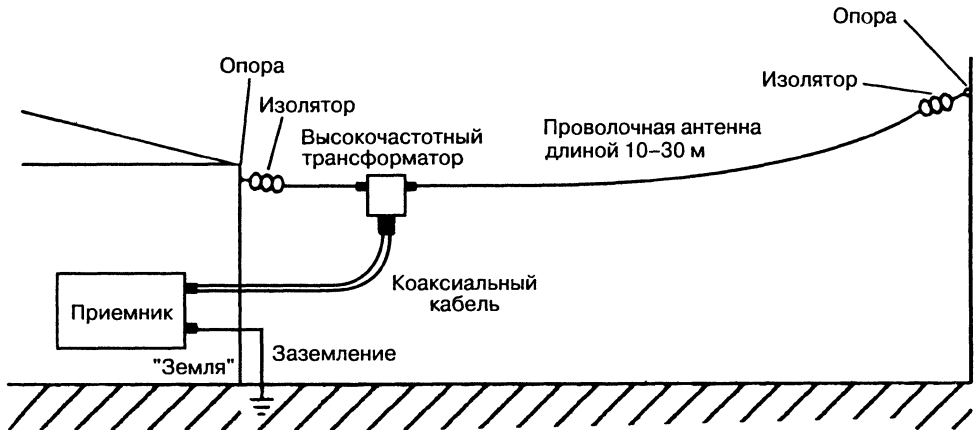


Рис. 29.3. Устройство длиннопроводной антенны с широкополосным трансформатором и кабельным спуском

волн надо подключать к приемнику только центральную жилу коаксиального кабеля, и тогда он служит дополнением антенны, хотя и не дает защиты от помех.

### Высокие вертикально-штыревые антенны с экранированным фидером

В высококачественных антенных устройствах, особенно у антенн коллективного пользования, спуск от антенны до приемника выполняется в виде экранированной линии. Тем самым гарантируется подавление или ослабление электрических помех, изобилующих у земной поверхности. При высоко поднятом проводнике антенны, когда он удален от земли, велика разность уровней сигнала и помех. Ее называют запасом помехоустойчивости. Впрочем, подобные антенны не позволяют снижать уровень атмосферных помех от грозных разрядов.

Антенна с экранированным фидером обычно состоит из вертикального штыря длиной 3 м, основание которого изолировано от опоры. Как правило, стебель антенны заканчивается шаром, препятствующим возникновению помех вследствие тлеющего или коронного разряда, особенно вероятных в знойные летние дни. На входе антенного штыря, рассчитанного на прием длинных, средних и коротких волн, включен отрезок линии в качестве грозового разрядника.

При длине 3 м антенна даже в коротковолновой области слишком далека от

четвертьволнового резонанса. Это значит, что во всех диапазонах велика емкостная реактивная составляющая входного сопротивления антенны. При прямом подключении коаксиального кабеля к такому антенному проводнику напряжение разделится между емкостью антенны величиной около 30 пФ и емкостью кабеля (около 80 пФ/м), вследствие чего лишь малая часть напряжения антенны дойдет до конца кабеля на входе приемника. Поэтому большое реактивное сопротивление антенны на входе надо преобразовать с помощью подходящего трансформатора. В этом случае используется широкополосный трансформатор на ферритовом чашечном сердечнике с предельно малой емкостью обмотки. Вход радиовещательных приемников не приспособлен для подключения коаксиального кабеля, из-за чего на конце фидера со стороны приемника нужен еще один трансформатор для приведения волнового сопротивления кабеля к входному сопротивлению приемника. Трансформаторы, построенные для средних и длинных волн, плохо подходят для преобразований в КВ диапазонах. Если высокому качеству коротковолнового приема придается особое значение, понадобятся еще одна пара трансформаторов, но без ферритового сердечника.

Из-за малой длины антенны в сочетании с неизбежными потерями в фидере и трансформаторах полезное напряжение на входе приемника становится слабым, но благодаря запасу помехоустойчивости удастся

в полной мере использовать высокую чувствительность современных радиоприемников. Однако в нынешних условиях даже выгоды большого запаса помехоустойчивости подобных антенных устройств иллюзорны, поскольку современные радиоприемники, исключая особые модели, оснащены встроенной, неотключаемой ферритовой антенной, воспринимающей все помехи окружающей среды.

### Широкополосные коротковолновые приемные антенны

Для приема коротких волн хорошо служат Г- и Т-образные антенны, широко используемые также в средне- и длинноволновом диапазонах. Но надо учитывать, что длинные проволочные антенны, обладающие круговой диаграммой направленности в средневолновом диапазоне, обладают определенной направленностью при приеме КВ сигналов.

DL2ANM предложил двойной вибратор, чрезвычайно эффективный для коротковолнового приема в области от 2 до 26 МГц. Эта антенна с почти круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости питается через 240-омный плоский кабель произвольной длины (рис. 29.4). Длина плеч вибраторов выбрана так, чтобы их резонансы перекрывались. Угол раскрытия плеч вибраторов не критичен и подбирается с учетом местных условий. На входе антенны плоский кабель разделяется для создания согласующего дельта-звена (раздел 6.1) на средних и длинных волнах. Любители, пользовавшиеся антенной T2FD в качестве приемной, неоднократно подчеркивали ее достоинства (раздел 10.6.2). Как апериодическая антенна она имеет очень широкую

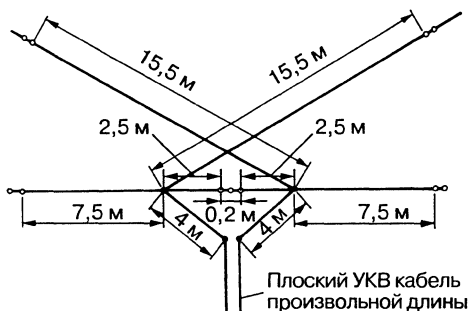


Рис 29 4 Широкополосный сдвоенный вибратор для приема коротких волн

полосу частот, перекрывающую все диапазоны коротковолнового вещания. К тому же на ее диаграмме нет выраженных максимумов и нулевых точек, и она также обеспечивает приличный прием. Радиовещательные приемники в КВ диапазонах характеризуются входным сопротивлением около 600 Ом, так что антенна T2FD согласуется с ними, имея входное сопротивление 300–600 Ом в зависимости от величины нагрузочного сопротивления  $R_L$ . В качестве такового используется стандартный УКВ тонкопленочный резистор.

Эскиз антенны с рациональными размерами для приема вещательных КВ станций представлен на рис. 29.5. Сведения о механических и электрических данных антенны имеются в разделе 10.6.2.

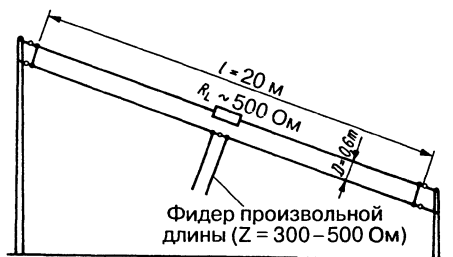


Рис. 29 5. Широкополосная антенна T2FD на 5–25 МГц

### 29.2.2. Антенны на ферритовых стержнях

Магнитно-рамочные антенны сыграли определенную роль на заре радиовещания, когда они использовались в переносных и стационарных бытовых радиоприемниках. Но с появлением высокочастотных ферромагнитных материалов с малыми потерями магнитно-рамочные антенны перестали привлекать внимание. Была сконструирована антенна на ферритовом стержне, ставшая, по сути, прямым потомком магнитно-рамочной. Будучи сравнима с ней по чувствительности и диаграмме направленности, антенна на ферритовом стержне занимает лишь 5% пространства, необходимого магнитно-рамочной. Поэтому сейчас ферритовые антенны – неотъемлемая часть всех стационарных, переносных и карманных радиоприемников.

Вход приемника с ферритовой антенной (рис. 29.6) отличается от обычного входного контура только тем, что индуктивности

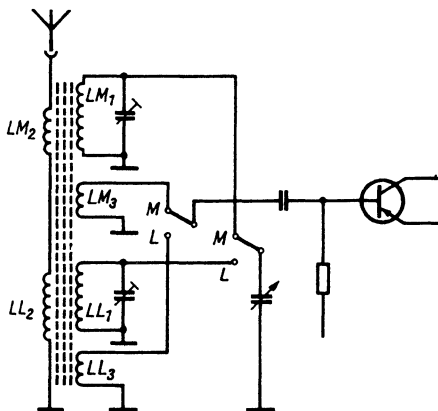


Рис. 29.6. Ферритовая антенна во входном контуре приемника

контура  $LM_1$  и  $LL_1$ , катушки связи с внешней антенной  $LM_2$  и  $LL_2$ , а также развязывающие катушки в цепи базы транзистора  $LM_3$  и  $LL_3$  намотаны не на обычном каркасе, а на стержне ферритовой антенны. Как правило, эти индуктивности выполняют в виде однослойных цилиндрических катушек. Ферритовая антенна радиовещательных приемников обычно строится для приема длинных и средних волн; в КВ диапазоне используются суррогатные антенны, хотя имеются и ферритовые стержни, специально рассчитанные на работу в областях коротких волн. Катушки на встроенном ферритовом стержне делаются подвижными для настроек и, кроме того, служат индуктивностями входного контура приемника. Поэтому чаще всего ферритовую антенну нельзя отключить. У некоторых приемников ферритовая антенна вынесена из корпуса и заключена в поворотный кожух для удобства настройки на максимум сигнала и ухода от помех. Дополнительные гнезда позволяют подключать высокие или суррогатные антенны.

Принцип действия и свойства магнитных и ферритовых антенн подробно описаны в разделе 28.4.1. Эти данные относились главным образом к пеленгаторным антеннам 80-метрового диапазона, но между ними и антеннами для вещательных приемников нет принципиальных различий.

### 29.2.3. Автомобильные антенны

Поскольку радиовещательный автомобильный приемник находится внутри

металлического кузова, куда проникают лишь сильно ослабленные высокочастотные волны, то применение наружной антенны обязательно. Обычно это штыревая, почти вертикальная антенна высотой 1 м, закрепленная в отверстии на кузове. Если делать отверстие нежелательно или затруднительно, используют особые способы крепления антенны на ветровом стекле или сточном желобе, а также съемные антенны с постоянным магнитом у основания, которые быстро фиксируются на любых стальных поверхностях кузова. В качестве фидера применяется предельно короткий отрезок коаксиального кабеля малой погонной емкости с волновым сопротивлением около 150 Ом.

Автомобильные антенны очень коротки по сравнению с принимаемой длиной волны и располагаются близко к земле, поэтому создают низкое напряжение сигнала. Чтобы обеспечить хорошее качество приема вопреки этим факторам, автомобильная антенна всегда включается в состав входного контура приемника и согласуется с ним. Емкость антенны меняется вместе с изменением длины штыря или кабеля, и потому в схеме применяется антенный триммер, который выставляется в положение максимальной громкости приема на частоте около 600 кГц при полной длине антенны. Для большинства типов приемников такая настройка возможна, если суммарная емкость антенны (штыря относительно кузова плюс емкость внутренней жилы относительно экрана кабельного спуска) не превышает 70 пФ.

Штырь почти всегда имеет телескопическую конструкцию. Иногда используется синтетический стебель, выполненный из полиэфира, армированного стекловолокном, с проводником антенны внутри него. Такие антенны отличаются прочностью и быстро распрямляются после изгиба.

Среди телескопических антенн различают утапливаемые и неутапливаемые. Первые полностью убираются в защитную трубку, смонтированную в кузов. Некоторые из таких антенн выводятся наружу только с помощью специального ключа (рис. 29.7), другие можно вытянуть вручную с места водителя или автоматически посредством электропривода. Обычно у основания имеется шаровой шарнир для вертикальной установки антенны на наклонном участке кузова. В некоторых вариантах конструкции



Рис. 29.7. Утапливаемая автомобильная антенна с замком

для этого используется изгибаемая вставка над основанием антенны (рис. 29.8).

Автоантенны устанавливаются, как правило, перед левым лонжероном рядом с ветровым стеклом. Электрически равноценна установка с правого борта, но в этом случае выше вероятность повреждения прохожими на стоянке. Данный способ монтажа конструкции удобен на кузовах без крыльев.

Монтаж антенны на крыше встречается реже, поскольку связан с нарушением целостности кузова, а более длинный спуск «съедает» выгоды от размещения антенны на большем удалении от посторонних объектов.

Еще хуже размещать антенну в кормовой части автомобиля. Длина кабеля возрастает до 4 м, величина его емкости выходит за допустимые пределы и антенный триммер приемника уже не обеспечивает полноценную настройку. Тогда в разъем антенны встраивается последовательный конденсатор, с помощью которого слишком большая емкость антенного устройства снижается до приемлемого уровня 70 пФ.

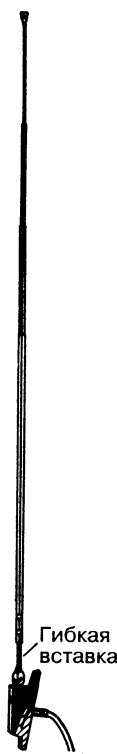


Рис. 29.8. Боковая телескопическая антенна с изгибаемой вставкой

При этом потери напряжения составляют не менее 40%. Утверждение, что антенна на корме меньше реагирует на помехи от системы зажигания, несостоятельно, поскольку антенна, расположенная спереди, защищена металлическим кузовом от этих помех практически так же надежно, как и кормовая.

### 29.3. Антенны для приема телевизионных передач

В этом разделе излагаются способы расчета размеров простых телевизионных антенн разного типа. Объяснять их принцип действия нет необходимости, потому что устройство таких антенн имеет много общего с радиолюбительскими высокочастотными антеннами.

Согласно принципу взаимности, свойства антенны остаются одинаковыми при ее

использовании в качестве приемной или передающей, то есть усиление, диаграмма направленности, входное сопротивление и другие параметры любой антенны в режимах приема и передачи радиосигналов одни и те же. Еще одно важное положение вытекает из закона подобия: антенна, свойства и размеры которой известны для определенной рабочей частоты, может быть пересчитана на любые другие частоты без изменения ее характеристик. На практике для всех величин находят пересчетные коэффициенты, приведенные к частоте, и используются ими для определения размеров антенны на новую рабочую частоту. Можно, например, проверенную телевизионную приемную антенну пересчитать для работы в двухметровом любительском диапазоне, а затем использовать в режиме передачи с прежними характеристиками.

Однако не следует упускать из виду, что к хорошей приемной телевизионной антенне предъявляются иные требования, нежели к антенне любительского диапазона. Здесь на первом плане стоит усиление, которое по эксплуатационным соображениям обеспечивается главным образом за счет сужения диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Любительской антенне в диапазонах 2 м и 70 см достаточно иметь частотные полосы шириной по 2 и 4 МГц соответственно. От нее не требуются сильное подавление обратного излучения, узкая диаграмма в горизонтальной плоскости и отсутствие боковых лепестков на диаграмме направленности. Напротив, хорошая телевизионная антенна, особенно для цветного телевидения, должна иметь более широкую полосу частот и высокую направленность прежде всего в горизонтальной плоскости наряду с ослаблением помех от отражений и смежных каналов. Поэтому конструкция антенны, прекрасно проявившая себя в любительской радиосвязи, не всегда будет полезна для приема телевизионных передач.

Следует также помнить, что не существует чудо-антенн, которые при минимальных затратах на изготовление могли бы по качеству приема превзойти многоэлементные антенны промышленного производства. Усиление антенны всегда связано с пространственной протяженностью ее структуры. Эти зависимости подробно описаны в разделе 3.2.3.

Современные промышленные директорные антенны выпускаются на таком

конструкторском и дизайнерском уровне, который ни достичь, ни тем более превзойти любительскими разработками нельзя. Бессмысленно заниматься улучшением приемных качеств этих антенн, вмешиваясь в их конструкцию. Успех сулят лишь такие меры, как замена обветшавшего кабеля, устранение последствий коррозии, переориентация антенны, а иногда и перенос ее на более благоприятное место.

Применительно к излюбленным телевизионным приемным антеннам директорного типа справедливо эмпирическое правило: напряжение сигнала растет пропорционально квадратному корню из количества элементов антенны. Отсюда, например, прирост напряжения 9-элементной директорной антенны по сравнению с одиночным полуволновым вибратором составляет  $\sqrt{9} = 3$ . Троекратный прирост напряжения соответствует усилению 9,5 дБ, то есть величине, которая хорошо подтверждается на практике. Еще одно эмпирическое правило гласит, что удвоение количества элементов приводит к росту усиления на 3 дБ. Довольно точно можно рассчитать усиление директорных антенн в зависимости от их относительной длины, под которой понимается длина ее траверсы, приведенная к рабочей длине волны. По рис. 23.5 удобно определить ожидаемое усиление любой директорной антенны при разных значениях относительной длины.

При самостоятельном изготовлении телевизионной антенны нет смысла обращаться к узкополосной модели: она требует строгого соблюдения размеров, а диаметры трубок и траверсы заметно влияют на резонансную длину элементов. Для кустарной антенны правильнее выбрать модель с широким частотным диапазоном, некритичную к отклонениям от нормы и способную сохранять достаточную эффективность даже при некоторой расстройке под влиянием окружающей обстановки. Именно по этим критериям были выбраны телевизионные антенны, предлагаемые далее для самостоятельного изготовления. Все директорные антенны горизонтальной поляризации цельнометаллические, допускающие крепление элементов из профилей или полос легкого сплава [5–8].

Элементы могут быть выполнены из трубок или прутков. Они крепятся к металлической траверсе в своих геометрических



центрах. Если нет иных данных, диаметр элементов составляет 8–12 мм.

### 29.3.1. Одноэлементная антенна

Разрезной или петлевой резонансный полуволновый вибратор вполне годится при хороших условиях приема. Его усиление считается равным 0 дБ, а сам он служит эталонным образцом для сравнения с ним других антенн.

Параметры (ориентировочные значения): усиление 0 dBd, подавление обратного излучения 0 дБ, входной импеданс 60 Ом (разрезной вибратор) или 240 Ом (петлевой вибратор)<sup>1</sup>, ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости около 80°, в вертикальной – 360°.

В табл. 29.1 указаны значения резонансной длины вибраторов для УКВ телевизионных каналов по классификации МККР. Данные относятся к рис. 29.9.

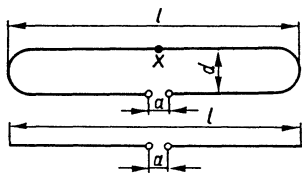


Рис. 29.9. Одноэлементный петлевой вибратор

Расстояние  $a$  между клеммами питания не критично и может составлять от 10 до 30 мм. Ширина петлевого вибратора  $d$  для каналов E-2 – E-4 выбирается равной 100 мм  $\pm$  20%, а для более высокочастотных каналов E-5 – E-12 она составляет 50 мм  $\pm$  10%. Петлевой вибратор заземляется в точке X.

### 29.3.2. Двухэлементная антенна

Параметры (ориентировочные значения): усиление 3,5 dBd, подавление обратного излучения 8 дБ, входной импеданс<sup>2</sup> 240 Ом, ширина диаграммы направленности в

<sup>1</sup> В отечественной литературе значение входного импеданса разрезного полуволнового вибратора принято равным 73 Ом, петлевого – 292 Ом (приблизительно 75 и 300 Ом). Эти значения соответствуют вибраторам, находящимся в свободном пространстве, с синусоидальным характером распределения тока вдоль плеч вибратора. – *Прим. ред.*

горизонтальной плоскости около 75°, в вертикальной – 140°.

Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на рис. 29.10 буквой X. Диаметр металлической траверсы 25 мм  $\pm$  30%. Размеры  $a$  и  $d$  те же, что и в разделе 29.3.1. Остальные параметры приведены в табл. 29.2 и относятся к рис. 29.10.

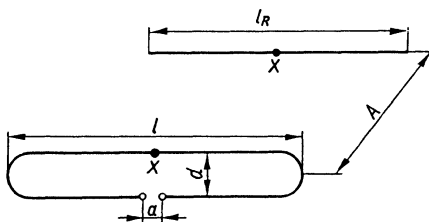


Рис. 29.10. Схема двухэлементной антенны

### 29.3.3. Трехэлементная директорная антенна

Параметры (ориентировочные значения): усиление 5 dBd, подавление обратного излучения 12 дБ, симметричный входной импеданс 240 Ом, относительная длина антенны 0,24  $\lambda$ , ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости 70°, в вертикальной – 120°.

Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на рис. 29.11 буквой X. Диаметр металлической траверсы 20 мм  $\pm$  20%. Размеры  $a$  и  $d$  те же, что и в разделе 29.3.1. Остальные параметры приведены в табл. 29.3 и относятся к рис. 29.11.

### 29.3.4. Четырехэлементная директорная антенна

Параметры (ориентировочные значения): усиление 6 dBd, подавление обратного излучения 14 дБ, симметричный входной импеданс 240 Ом, относительная длина антенны 0,6  $\lambda$ , ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости около 65°, в вертикальной – 95°.

<sup>2</sup> Входной импеданс двухэлементной и последующих антенн автор считает равным входному импедансу одинарного петлевого вибратора. Однако пассивные элементы (рефлектор и директоры) приводят к уменьшению входного импеданса тем сильнее, чем ближе они расположены к активному вибратору. – *Прим. ред.*

Таблица 29.1. Резонансная длина одноэлементных вибраторов

Канал МККР	Длина $l$ , мм
Е-2 (47–54 МГц)	2850
Е-3 (54–61 МГц)	2500
Е-4 (61–68 МГц)	2230
Е-5 (174–181 МГц)	808
Е-6 (181–188 МГц)	780
Е-7 (188–195 МГц)	750
Е-8 (195–202 МГц)	722
Е-9 (202–209 МГц)	696
Е-10 (209–216 МГц)	675
Е-11 (216–223 МГц)	655
Е-12 (223–230 МГц)	632

Таблица 29.2. Размеры двухэлементной антенны

Каналы МККР	Длина, мм		Расстояние $A$ , мм
	$l$	$l_R$	
Е-2	2710	3040	1640
Е-3	2380	2550	1440
Е-4	2100	2350	1290
Е-5	733	938	430
Е-6	707	902	415
Е-7	680	870	400
Е-8	656	840	388
Е-9	635	810	375
Е-10	608	785	362
Е-11	597	760	352
Е-12	575	738	340

Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на рис. 29.12 буквой X. Диаметр всех элементов составляет  $15 \text{ мм} \pm 30\%$  для каналов Е-2 – Е-4 и  $11 \text{ мм} \pm 30\%$  для каналов Е-5 – Е-12.

Антенна отличается широкополосностью и позволяет вести прием на соседних низкочастотных УКВ каналах (от Е-2 до Е-4), если построена по размерам из табл. 29.4 для более высокочастотного канала в той же частотной области. Например, антенна, рассчитанная на канал Е-4, успешно принимает и сигнал канала Е-3. В высокочастотной части УКВ области (каналы Е-5 – Е-12) ширина полосы антенны достаточна для приема трех соседних каналов, когда

Таблица 29.3. Размеры трехэлементной антенны

Каналы МККР	Длина, мм			Расстояние, мм	
	$l$	$l_R$	$l_D$	$A_1$	$A_2$
Е-2	2800	3400	2480	880	530
Е-3	2450	2970	2170	770	470
Е-4	2170	2630	1930	670	410
Е-5	845	970	705	264	210
Е-6	815	930	677	255	205
Е-7	785	895	650	245	195
Е-8	758	867	630	240	190
Е-9	733	835	610	230	180
Е-10	710	810	590	220	175
Е-11	690	785	570	215	170
Е-12	670	760	555	208	165

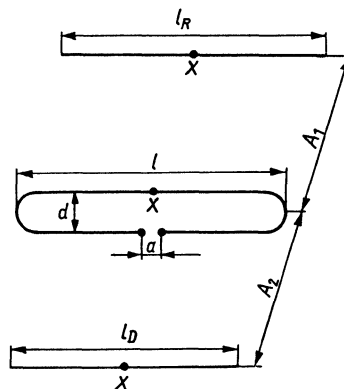


Рис. 29.11. Схема трехэлементной директорной антенны

размеры конструкции выбраны для самого высокочастотного из них. Например, антенна для канала Е-8 принимает также сигналы на каналах Е-7 и Е-6. Такие антенны называют многоканальными.

### 29.3.5. Шестиэлементная многоканальная директорная антенна

Параметры (ориентировочные значения): усиление 8 дБд, подавление обратного излучения 15 дБ, симметричный входной импеданс 240 Ом, относительная длина антенны  $0,9 \lambda$ , ширина диаграммы направленности

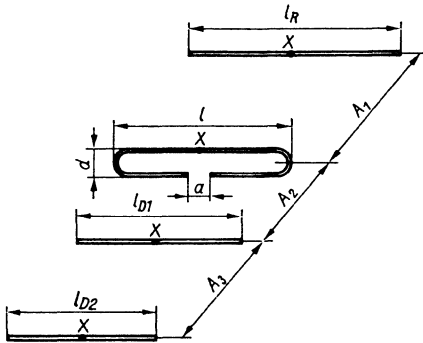


Рис. 29.12. Схема четырехэлементной директорной антенны

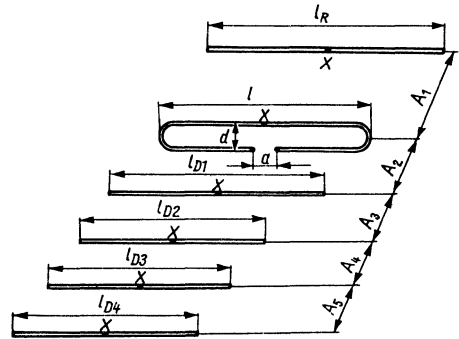


Рис. 29.13. Схема шестиэлементной директорной антенны

Таблица 29.4. Размеры четырехэлементной антенны

Каналы МККР	Длина, мм				Расстояние, мм		
	$l$	$l_R$	$l_{D1}$	$l_{D2}$	$A_1$	$A_2$	$A_3$
Е-2	3100	3600	2500	2450	1630	430	1320
Е-3	2740	3200	2220	2180	1440	380	1180
Е-4	2450	2870	1970	1940	1300	360	1040
Е-5	925	1080	745	735	490	130	400
Е-6	890	1040	720	705	470	125	385
Е-7	860	1000	690	680	455	120	370
Е-8	830	965	670	660	440	115	355
Е-9	800	935	645	635	425	112	345
Е-10	775	905	625	615	410	110	335
Е-11	750	875	605	595	395	105	325
Е-12	725	850	590	580	385	100	315

в горизонтальной плоскости  $55^\circ$ , в вертикальной –  $73^\circ$ .

Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на рис. 29.13 буквой X. Диаметр всех элементов составляет  $11 \text{ мм} \pm 30\%$ . Диаметр металлической труверсы не нормируется и выбирается в соответствии с конструктивными требованиями.

В низкочастотной УКВ области антенна перекрывает как минимум два телевизионных канала, будучи настроенной на более высокочастотный из них. В высокочастотной области полоса антенны охватывает не менее пяти соседних каналов, так что для приема всех 12 каналов достаточно четырех комплектов, соответствующих

сильно перекрывающимся частотным интервалам.

Однако эта шестиэлементная антенна из-за сложности конструкции требует значительных затрат при самостоятельном изготовлении.

### 29.3.6. Восмиэлементная директорная антенна

Параметры (ориентировочные значения): усиление  $9,5 \text{ dBd}$ , подавление обратного излучения  $15 \text{ dB}$ , симметричный входной импеданс  $240 \text{ Ом}$ , относительная длина антенны  $0,87 \lambda$ , ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости  $48^\circ$ , в вертикальной –  $57^\circ$ .

Это типичная одноканальная антенна с относительно высоким усилением. Длина всех директоров одинакова. Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на рис. 29.14 буквой X. Диаметр всех элементов  $10 \text{ мм} \pm 20\%$ . Рекомендуемый диаметр металлической труверсы  $20 \text{ мм} \pm 20\%$  (табл. 29.6).

### 29.3.7. Девятиэлементная директорная антенна

Параметры (ориентировочные значения): усиление  $11 \text{ dBd}$ , подавление обратного излучения  $18 \text{ dB}$ , симметричный входной импеданс  $240 \text{ Ом}$ , относительная длина антенны  $1,6 \lambda$  (тип – длинная антенна Яги), ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости  $40^\circ$ , в вертикальной –  $50^\circ$ .

Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на

Таблица 29.5. Размеры шестиэлементной антенны

	Группы каналов			
	Е-2 – Е-3	Е-3 – Е-4	Е-4	FM-МККР
Длина $l$ , мм	2597	2330	2200	1523
Длина $l_R$ , мм	3119	2800	2642	1829
Длина $l_{D1}$ , мм	2218	1989	1879	1301
Длина $l_{D2}$ , мм	2241	2010	1899	1314
Длина $l_{D3}$ , мм	2205	1978	1868	1293
Длина $l_{D4}$ , мм	2168	1945	1837	1272
Расстояние $A_1$ , мм	1426	1279	1208	836
Расстояние $A_2$ , мм	347	312	294	204
Расстояние $A_3$ , мм	1151	1032	975	675
Расстояние $A_4$ , мм	1005	902	852	590
Расстояние $A_5$ , мм	1097	984	929	643
	Группы каналов			
	Е-5 – Е-9	Е-6 – Е-10	Е-7 – Е-11	Е-8 – Е-12
Длина $l$ , мм	762	733	710	689
Длина $l_R$ , мм	915	881	853	827
Длина $l_{D1}$ , мм	650	626	607	588
Длина $l_{D2}$ , мм	657	633	613	594
Длина $l_{D3}$ , мм	647	623	603	585
Длина $l_{D4}$ , мм	636	612	593	575
Расстояние $A_1$ , мм	418	403	390	378
Расстояние $A_2$ , мм	102	98	95	92
Расстояние $A_3$ , мм	338	325	315	305
Расстояние $A_4$ , мм	295	284	279	267
Расстояние $A_5$ , мм	322	310	300	291

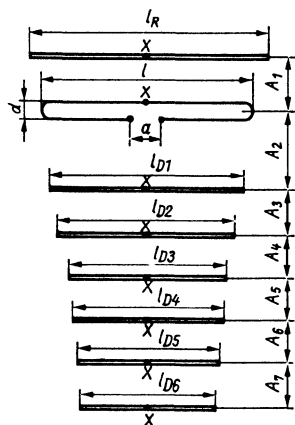


Рис. 29.14. Схема восьмиэлементной директорной антенны

рис. 29.15 буквой X. Диаметр всех элементов  $10 \text{ мм} \pm 20\%$ . Диаметр металлической траверсы 20–25 мм (табл. 29.7).

### 29.3.8. 13-элементная многоканальная директорная антенна

Прототипом этой длинной директорной антенны послужила шестиэлементная многоканальная директорная антенна из раздела 29.3.5. Она расширена за счет двух дополнительных рефлекторов, усиливающих подавление обратного излучения, и пяти добавочных директоров. При этом полностью сохранена широкополосность прототипа.

Поскольку антенна создана на основе прототипа, у нее можно удалять оба дополнительных рефлектора, а также любое количество директоров вплоть до возврата к шестиэлементному оригиналу. С другой стороны, она допускает дальнейшее расширение

Таблица 29.6. Размеры восьмиэлементной антенны

Каналы МККР	Е-5	Е-6	Е-7	Е-8	Е-9	Е-10	Е-11	Е-12
Длина $l$ , мм	772	742	715	690	665	644	622	602
Длина $l_R$ , мм	882	854	824	796	768	750	722	695
Длина $l_{D1}-l_{D8}$ , мм	712	684	660	635	612	596	578	556
Расстояние $A_1$ , мм	274	264	255	246	237	230	223	216
Расстояние $A_2$ , мм	174	168	162	156	150	145	141	137
Расстояние $A_3$ , мм	246	237	228	221	212	205	198	193
Расстояние $A_4$ , мм	163	156	150	145	140	136	132	128
Расстояние $A_5$ , мм	178	171	165	159	154	148	143	139
Расстояние $A_6$ , мм	191	183	175	168	164	158	153	149
Расстояние $A_7$ , мм	211	203	195	188	182	177	171	165

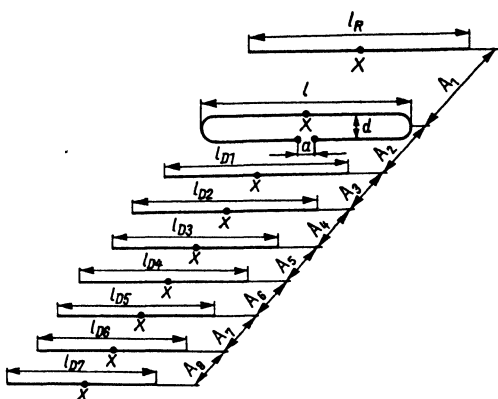


Рис. 29.15. Схема девятиэлементной длинной директорной антенны

Таблица 29.7. Размеры девятиэлементной антенны

Канал МККР	Е-5	Е-6	Е-7	Е-8	Е-9	Е-10	Е-11	Е-12
Длина $l$ , мм	762	734	707	682	661	637	613	597
Длина $l_R$ , мм	943	908	875	843	815	788	763	735
Длина $l_{D1}$ , мм	689	663	639	616	595	575	557	539
Длина $l_{D2}$ , мм	678	652	628	606	585	566	548	531
Длина $l_{D3}$ , мм	672	647	623	601	580	561	542	526
Длина $l_{D4}$ , мм	661	636	612	591	571	552	534	518
Длина $l_{D5}$ , мм	650	625	602	581	561	542	525	509
Длина $l_{D6}$ , мм	638	614	590	571	551	533	516	500
Длина $l_{D7}$ , мм	627	603	581	561	542	523	507	491
Расстояние $A_1$ , мм	345	332	319	308	298	288	279	270
Расстояние $A_2$ , мм	291	280	270	260	251	243	235	228
Расстояние $A_3$ , мм	427	410	395	381	368	356	345	334
Расстояния $A_4-A_9$ , мм	331	318	307	296	286	276	268	260

путем установки еще нескольких директоров. Длина их должна равняться  $l_{D9}$ , а расстояние между ними – величине  $A_{10}$ . С увеличением количества элементов до 17 усиление достигает 12,5 dBd, а с уменьшением, скажем, до 8 – оказывается равным 9 dBd.

Параметры (ориентировочные значения): усиление 11,5 dBd, подавление обратного излучения 23 дБ, симметричный входной импеданс 240 Ом, относительная длина антенны  $3,4 \lambda$ , ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости  $40^\circ$ , в вертикальной –  $44^\circ$ .

Конструкция цельнометаллическая. Точки заземления и крепления обозначены на рис. 29.16 буквой X. Диаметр всех элементов  $11 \text{ мм} \pm 30\%$ . Диаметр металлической траверсы не критичен и выбирается в пределах 20–30 мм (табл. 29.8).

### 29.3.9. 20-элементная многоканальная директорная антенна

Полоса частот этой 20-элементной высокоэффективной антенны настолько широка, что для охвата всех 12 метровых телевизионных каналов достаточно двух антенн. Если воспользоваться размерами для каналов E-9 – E-12 из табл. 29.9, это позволит принимать передачи на каналах с E-6 по E-12, и лишь на канале E-5 усиление окажется слегка пониженным. При необходимости можно уменьшить габариты такой антенны, удаляя любое количество директоров, от  $D_{15}$  и до  $D_3$ . Тем самым реализуются любые конфигурации с набором элементов от 8 до 20 без изменением входного сопротивления. С уменьшением числа элементов снижается усиление и растет ширина горизонтальной диаграммы.

Параметры (ориентировочные значения): усиление 15,5 dBd, подавление обратного излучения 27 дБ, симметричный входной импеданс 240 Ом, относительная длина антенны  $4 \lambda$ , ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости  $26^\circ$ , в вертикальной –  $27^\circ$ . Цельнометаллическая конструкция изготавливается в соответствии с эскизом на рис. 29.17. Четырехэлементный рефлектор применяется ради лучшего подавления обратного излучения. Диаметр всех элементов  $10 \text{ мм} \pm 20\%$ . Диаметр металлической траверсы выбирается в пределах 20–30 мм.

### 29.3.10. Телевизионные антенные решетки

В высокочастотном метровом диапазоне телевизионного вещания (диапазон III МККР) наряду с директорными антеннами применяются антенные решетки. Они представляют собой сочетание волновых вибраторов, смонтированных вместе с рефлекторами, реже – с отражателями (глава 24). Такие решетки, иногда их называют также фазовыми антеннами, относятся к поперечным излучателям. Они обычно используются там, где отражения принимаемого сигнала маловероятны и не требуется острая фокусировка диаграммы направленности в горизонтальной плоскости. Будучи широкополосной, 12-элементная антенная решетка, показанная на рис. 29.18, служит для приема нескольких каналов. Из множества возможных конструкций наиболее удобна антенная решетка, рассчитанная на группы каналов E-5 – E-8 и E-9 – E-12. Ее размеры предлагаются в табл. 29.10. Необходимые технические подробности имеются в главе 24.

Говоря о неоспоримых достоинствах антенных решеток в отношении их электрических свойств, необходимо отметить трудности построения антенн.

В отличие от директорной антенны решетку нельзя сделать цельнометаллической. Половинки вибраторов надо крепить в минимумах напряжения, удаленных от концов на четверть длины волны, но даже там элемент должен монтироваться на стойке-изоляторе. Антенным решеткам свойственна повышенная парусность, а это требует особо жесткой конструкции. Поэтому им все чаще предпочитают многоэтажные директорные антенны или решетки из них.

### 29.3.11. Многоэтажные телевизионные директорные антенны

Преимущества плоского излучения (узкой диаграммы направленности в вертикальной плоскости) антенной решетки будут иметь и директорные антенны любого типа, если две или несколько таких антенн смонтировать друг над другом. Такое устройство эффективно и экономично благодаря сочетанию преимуществ цельнометаллической конструкции директорной антенны с плоской формой диаграммы излучения антенной решетки. В отличие от многорядной решетки,

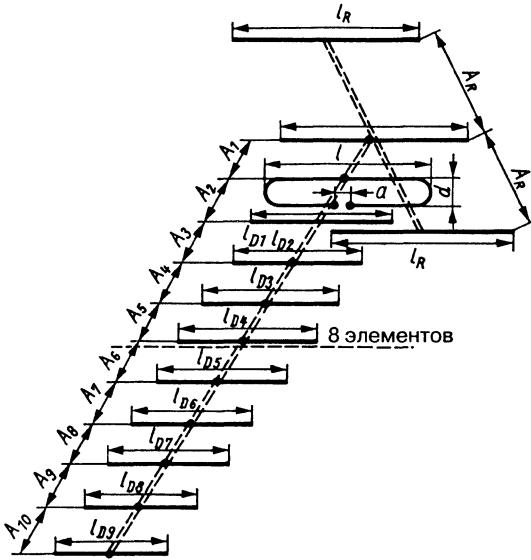


Рис. 29.16. Схема 13-элементной многоканальной директорной антенны

Таблица 29.8. Размеры 13-элементной антенны

	Группы каналов			
	Е-5 – Е-9	Е-6 – Е-10	Е-7 – Е-11	Е-8 – Е-12
Длина $l$ , мм	735	721	700	678
Длина $l_R$ , мм	883	866	839	812
Длина $l_{D1}$ , мм	628	616	598	580
Длина $l_{D2}$ , мм	638	623	603	584
Длина $l_{D3}$ , мм	622	613	594	576
Длина $l_{D4}$ , мм	617	602	584	566
Длина $l_{D5}$ , мм	595	580	563	548
Длина $l_{D6}$ , мм	575	561	543	528
Длина $l_{D7}$ , мм	553	540	524	508
Длина $l_{D8}$ , мм	532	518	504	490
Длина $l_{D9}$ , мм	532	518	504	490
Расстояние $A_R$ , мм	220	214	208	203
Расстояние $A_1$ , мм	404	396	384	372
Расстояние $A_2$ , мм	98	96	93	90
Расстояние $A_3$ , мм	327	318	310	300
Расстояние $A_4$ , мм	285	280	270	262
Расстояние $A_5$ , мм	311	305	295	286
Расстояние $A_6 - A_{10}$ , мм	311	305	295	286

многоэтажной директорной антенне нужна единственная опорная мачта, на которой порознь крепятся отдельные антенны без изоляторов.

При поэтажном расположении двух и более одинаковых директорных антенн горизонтальной поляризации их излучение фокусируется в вертикальной плоскости, но

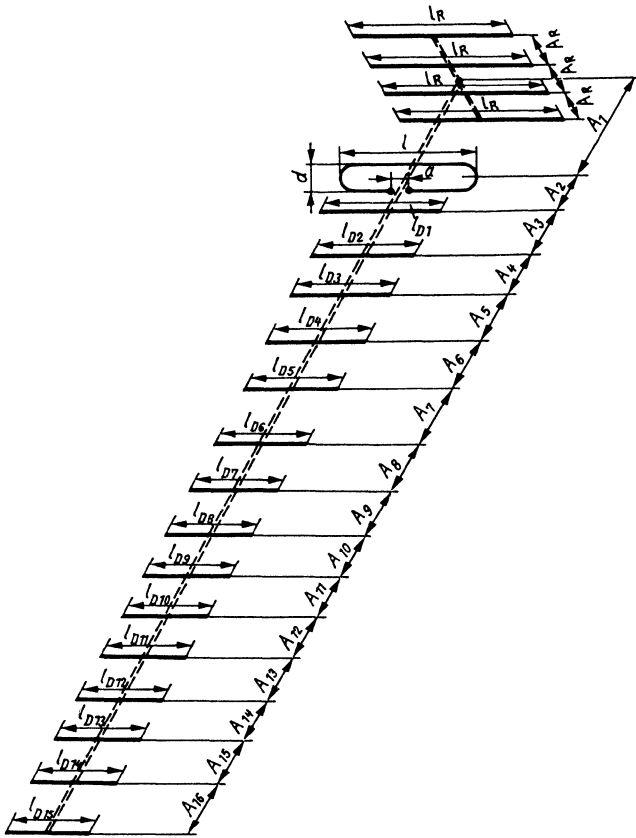


Рис. 29.17. Схема 20-элементной многоканальной директорной антенны

Таблица 29.9. Размеры 20-элементной антенны

	Группы каналов	
	Е-5 – Е-8	Е-9 – Е-12
Длина $l$ , мм	844	743
Длина $l_R$ , мм	1055	928
Длина $l_{D1}$ , мм	642	564
Длина $l_{D2}$ , мм	621	547
Длина $l_{D3}$ , мм	609	535
Длина $l_{D4} - l_{D7}$ , мм	604	530
Длина $l_{D8} - l_{D15}$ , мм	590	520
Расстояние $A_1$ , мм	232	204
Расстояние $A_2$ , мм	112	98
Расстояние $A_3$ , мм	136	120
Расстояние $A_4$ , мм	445	395
Расстояние $A_5 - A_{16}$ , мм	422	372
Расстояние $A_R$ , мм	226	199

ширина диаграммы в горизонтальной плоскости остается той же, что и у одинарной антенны. Многоэтажные антенны особенно эффективны в местностях с высоким уровнем помех. Благодаря узкой вертикальной диаграмме сильно ослабляются идущие снизу помехи от систем зажигания двигателей и прочей электроаппаратуры. Усиление, получаемое за счет вертикальной фокусировки, зависит от количества этажей антенны и величины межэтажного расстояния. Хотя оптимальное по усилению расстояние у двухэтажной короткой директорной антенны составляет  $0,65 \lambda$  (прирост усиления до 2,7 дБ), обычно выбирают его равным  $0,5 \lambda$  (прирост 2 дБ). Тогда на диаграмме направленности меньше боковых лепестков и проще питать всю систему.

Считается, что у длинных многоэтажных директорных антенн межэтажное расстояние



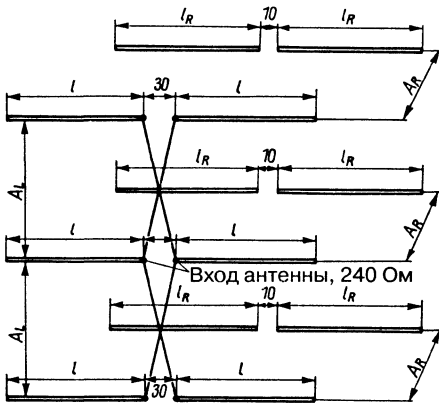


Рис. 29.18. Схема 12-элементной антенной решетки

Таблица 29.10. Размеры 12-канальной антенной решетки

	Группы каналов	
	Е-5 – Е-8	Е-9 – Е-12
Длина $l$ , мм	708	620
Длина $l_R$ , мм	800	700
Расстояние $A_L$ , мм	790	685
Расстояние $A_R$ , мм	242	210

должно составлять 75% длины одинарной антенны. Мерой служит длина траверсы для размещения элементов.

По известной ширине горизонтальной диаграммы направленности  $\alpha_E$  определяют оптимальное межэтажное расстояние  $D_{opt}$  по формуле

$$D_{opt} = \frac{\lambda}{2 \sin \alpha_{E/2}} \quad (29.1)$$

Поскольку все директорные антенны для самостоятельного изготовления по публикуемым табличным данным характеризуются входным сопротивлением 240 Ом, их можно соединять друг с другом 240-омной симметричной линией произвольной длины независимо от выбранного межэтажного расстояния, подключая 240-омный фидер в средней точке такой линии (рис. 29.19). В силу параллельного соединения входных сопротивлений пары антенн импеданс в средней точке становится равным 120 Ом, что может привести к рассогласованию с 240-омным фидером. Однако вызванные

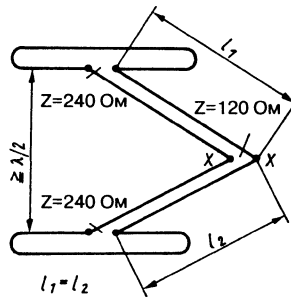


Рис. 29.19. Двухэтажная решетка пары антенн с расстоянием  $\geq \lambda/2$  (показаны только активные петлевые вибраторы)

этим потери напряжения составляют лишь 6% (0,5 дБ) и сравнимы с потерями на трансформаторе. Поскольку заметного ухудшения приема не происходит, а частотная полоса устройства сохраняет свою ширину, такой простой способ питания без устранения рассогласованности можно рекомендовать для телевизионных приемных антенн с относительно короткими фидерами. Необходимо только соединять одноименные клеммы разных этажей (левые с левыми и правые с правыми), иначе в результате переполюсовки линий междуэтажной связи диаграмма направленности антенны будет сильно искривлена.

Если соединить друг с другом четыре одинаковых, поэтажно расположенных директорных антенн, можно обеспечить широкополосное возбуждение системы без рассогласованности (рис. 29.20). В соответствии с эквивалентной схемой, приведенной на рис. 29.20б, верхние и нижние этажи каждой пары включены параллельно, тогда как пары параллельных этажей соединены последовательно. Поэтому по закону Кирхгофа на входе антенны  $X_1-X_2$  восстанавливается входное сопротивление отдельного этажа 240 Ом, что и позволяет питать устройство через 240-омный фидер без всякого рассогласования. Другой вариант решетки из четырех антенн представлен на рис. 29.21. Для синфазного возбуждения всех компонентов группы необходимо строго следовать нижеперечисленным правилам:

- линии  $l_1-l_4$  могут быть любой, но одинаковой длины;
- волновое сопротивление линии должно соответствовать входному сопротивлению

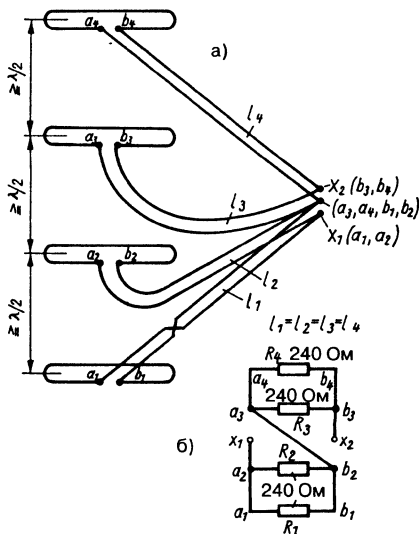


Рис. 29.20. Соединения четырехэтажной антенны с соблюдением требований по импедансу и фазе: а – принципиальная схема; б – эквивалентная схема

отдельного этажа; поскольку у описанных антенн оно равно 240 Ом, то  $l_1-l_4$  реализуются в виде стандартных 240-омных линий;

- необходимо строго соблюдать полярность соединений и ни в коем случае не путать точки а и б (разметать проводники линий при монтаже).

Чтобы не загромождать рисунки, на схемах включения антенн показаны только активные петлевые вибраторы.

Если надо преобразовать входное сопротивление, целесообразно воспользоваться

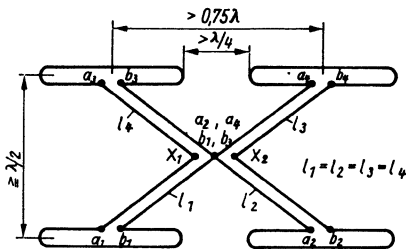


Рис. 29.21. Объединение четырех антенн в решетку из равноправных элементов с соблюдением требований по импедансу и фазе

четвертьволновым трансформатором (раздел 6.5) или четвертьволновой согласующей линией (раздел 6.6).

### 29.3.12. Телевизионные антенны дециметрового диапазона

Дециметровый диапазон IV/V занимает интервал длин волн от 63 до 38 см, так что размеры элементов антенн данного диапазона составляют только 1/3 от элементов диапазона III (МККР). По этой причине напряжение сигнала на выходе дециметровой антенны вдвое меньше, чем на выходе аналогичной антенны диапазона III при одинаковой напряженности поля, и антенна диапазона IV уступает аналогичной антенне диапазона III почти 9 дБ по усилению. Это обстоятельство и тот факт, что в ДМВ области даже мелкие препятствия вызывают сильные отражения, заставляют обращаться к высокоэффективным остронаправленным антеннам. Как правило, указанными качествами обладают длинные директорные антенны. Им отдадут предпочтение в силу технических достоинств и экономичности изготовления.

Однако публикуемые экспериментальные оценки усиления длинных директорных антенн не достигаются на практике. В некоторых случаях это объясняется искажениями поля в месте приема, из-за которых наводимые в директорах напряжения оказываются взаимно смещенными по фазе, и результирующее напряжение уступает максимально возможному в данной точке. В подобных ситуациях рекомендуется прибегать к многоэтажным коротким директорным антеннам или переходить к особым широкополосным типам поперечных излучателей. Они хороши также в качестве комнатных или чердачных антенн<sup>1</sup>.

### Директорные антенны дециметрового диапазона

Конструктивно директорные антенны дециметрового диапазона не отличаются от аналогичных антенн для метровых телевизионных каналов. Частотная полоса антенн

<sup>1</sup> Необходимо также отметить, что многоэлементные директорные антенны нуждаются в тщательной настройке путем изменения длины элементов при контроле максимума усиления. Без настройки даже при точном соблюдении табличных размеров получить паспортное усиление обычно не удастся. – Прим. ред.

ДМВ достаточна для охвата нескольких соседних каналов, и уже научились строить директорные дециметровые антенны, перекрывающие все каналы в телевизионных диапазонах IV/V. Заметим, что усиление несколько убывает от высокочастотного канала к низкочастотному.

При монтаже директорных антенн дециметрового диапазона недопустимо сочленять верхушку мачты с центром тяжести траверсы, как это делается на УКВ, без ущерба для свойств антенны. Имеет смысл воспользоваться опытом монтажа ДМВ антенн промышленного изготовления. Короткие директорные антенны принято крепить перед мачтой, а в случае длинной антенны под траверсой устанавливают продольную балку для крепления антенны на верхушке мачты (рис. 23.106).

Описываемые далее директорные дециметровые антенны из 8, 16 и 24 элементов призваны удовлетворить нужды радиолюбителя, заинтересованного в самостоятельном изготовлении своей антенны. Все они пригодны для приема цветных телевизионных передач и при необходимости объединяются в многоэтажную конструкцию. Межэтажные промежутки, оптимальные по усилению, указаны для каждого варианта сборки.

Восьмиэлементная антенна – прототипная модель этого ряда. Она достраивается до 16- или 24-элементной конструкции только добавлением соответствующего количества элементов. Максимальное усиление всегда приходится на самый высокочастотный канал (с 39-го по 59-й каналы). Оно спадает к каналу наименьшей частоты (с 21-го до 40-го канала) и принимает там табличное минимальное значение.

Расширение прототипа не ограничивается 16 или 24 элементами. Можно выбирать любое промежуточное количество элементов без ухудшения свойств антенны (например, 13 или 18). В этом случае параметры антенны принимают значения, которые легко рассчитать. Характеристики антенн в табл. 29.11 относятся к эскизу на рис. 29.22.

### **Волновый вибратор ДМВ перед отражателем**

У радиолюбителей, занимающихся телевидением, ценятся широкополосные антенны с отражателями, замечательные своей продольной компактностью и прочностью. Волновые антенны с отражателем, обладая средним усилением, но весьма широкой полосой

частот, успешно применяются в качестве пробных при поиске мест, благоприятных для приема передач. Если напряженность поля в выбранном месте достаточно велика, те же антенны можно использовать и в рабочем режиме ради экономии площади, особенно когда требуется вести прием на нескольких частотно разнесенных каналах. Поскольку они очень компактны, то отлично подходят для установки на чердаках и в жилых помещениях, где директорные антенны из-за их размеров разместить трудно.

Простейший вариант волнового вибратора с отражателем на частоту 450–900 МГц уже описывался в разделе 26.2.1 (рис. 26.9 и 26.10). Благодаря большому углу раскрытия  $\alpha = 70^\circ$ , эта антенна отличается широкой полосой частот и постоянством входного сопротивления во всей частотной полосе диапазонов IV/V.

Двухэтажный вариант на рис. 29.23 покрывает всю ДМВ область и образован парой волновых вибраторов с углом раскрытия  $50^\circ$  на расстоянии 140 мм перед отражателем (чтобы не загромождать эскиз, он показан лишь внешним обводом). В разделе 26.2 представлены различные типы рефлекторов и их свойства. Простейший и недорогой отражатель делается из текстолитовой пластины соответствующих размеров и оборачивается бытовой алюминиевой фольгой. Естественно, такой рефлектор пригоден только для помещений.

Вибраторы крепятся к отражателю на стойках из изолятора длиной 140 мм. Если отверстия для крепежных болтов разметить строго по эскизу, можно применить металлические стойки, не опасаясь заметных потерь. В этом случае вся конструкция заземляется через рефлектор.

Параметры (ориентировочные значения): усиление в полосе 470–790 МГц составляет от 9 (470 МГц) до 12 dBd (790 МГц); обратное излучение подавляется более чем на 20 дБ; симметричное входное сопротивление равно 240 Ом; КСВ  $s \leq 2$ ; Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости  $50^\circ$ , а в вертикальной изменяется от  $40^\circ$  до  $70^\circ$  в зависимости от частоты.

Расстояние между вибраторами и отражателем равно 140 мм (остальные параметры см. в разделе 26.2.2). Для примера на рис. 29.24 представлена аналогичная антенна промышленного изготовления фирмы Kathrein.

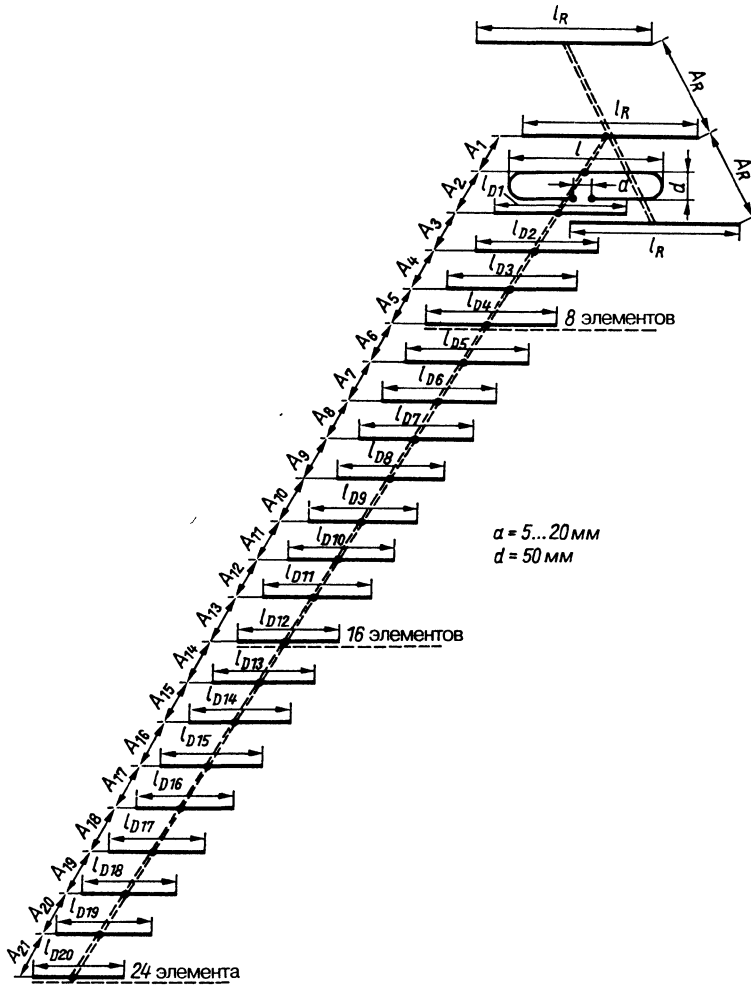


Рис. 29.22. 8-, 16- и 24-элементные директорные антенны

**Телевизионные антенны с уголковым отражателем**

Популярность и эффективность антенн с уголковым отражателем настолько велики, что ими занимается промышленность (рис. 26.14). Антенны этого типа уже рассматривались в разделе 26.2.3. Широкополосный вариант на частоты 470–790 МГц представлен на рис. 29.25. По своей конструкции он аналогичен антенне на рис. 26.13 с панельным вибратором, сложенным под неким углом относительно продольной оси. Ширина уголкового отражателя (рис. 26.126) на рис. 29.25 не указана; она должна быть

не менее 450 мм: чем она больше, тем лучше подавляется обратное излучение.

Параметры (ориентировочные значения): в зависимости от частоты усиление составляет от 9 до 12 dBd; обратное излучение подавляется более чем на 24 дБ; симметричное входное сопротивление равно 240 Ом; КСВ  $s \leq 3$ ; остальные параметры см. в разделе 26.2.3.

Уголкового отражателя выполняется также с углом раскрытия 60°. В этом случае расстояние вибратор–отражатель  $D = 248$  мм, а длина стороны отражателя  $S = 500$  мм, но усиление ограничено сверху величиной 10 dBd.

Таблица 29.11. Размеры и параметры многоэлементных антенн ДМВ

Параметры	8 элементов	16 элементов	24 элемента
Усиление, dBd	8,0–9,5	12–13,5	15–17
Подавление обратного излучения, дБ	20	23	28
Ширина горизонтальной диаграммы, град.	46	33	22
Ширина вертикальной диаграммы, град.	63	36	23
Относительная длина антенны, $\lambda$	0,9	3,4	5,8
Оптимальное межэтажное расстояние, мм	700 (1,44 $\lambda$ )	970 (2,0 $\lambda$ )	1400 (2,88 $\lambda$ )
Общие данные: цельнометаллическая конструкция, тройной рефлектор, симметричное входное сопротивление 240 Ом. Диаметр всех элементов 9 мм $\pm$ 20%. Диаметр металлической траверсы 20 мм $\pm$ 20%			
Размеры элементов антенн	Диапазон IV (каналы 21–37)	Диапазон V (каналы 38–59)	
Длина $l$ петлевого вибратора, мм	284	226	
Длина $l_r$ рефлекторов, мм	349	278	
$l_{D1}$ , мм	212	168	
$l_{D2}$ , мм	204	162	
$l_{D3}$ , $l_{D4}$ , мм	202	160	
$l_{D5}$ , $l_{D6}$ , $l_{D7}$ , $l_{D8}$ , мм	199	159	
$l_{D9}$ , $l_{D10}$ , $l_{D11}$ , $l_{D12}$ , мм	197	157	
$l_{D13}$ , $l_{D14}$ , $l_{D15}$ , $l_{D16}$ , мм	195	155	
$l_{D17}$ , $l_{D18}$ , $l_{D19}$ , $l_{D20}$ , мм	195	155	
Расстояние вибратор–рефлектор, мм	117	94	
Расстояние $A_1$ , мм	77	61	
Расстояние $A_2$ , мм	22	17	
Расстояние $A_3$ , мм	63	51	
Расстояние $A_4$ , мм	132	105	
Расстояние $A_5$ , мм	139	112	
Расстояние $A_6$ – $A_{21}$ , мм	149	119	

### Логопериодические телевизионные антенны ДМВ

У логопериодических антенн есть ряд преимуществ перед директорными антеннами равного усиления (разделы 26.6 и 18.12), хотя первые требуют больше затрат на изготовление. Тем не менее использование их для приема телевизионных передач в некоторых ситуациях оправдано. Логопериодическая антенна поможет прежде всего там, где вероятны помехи от принимаемого канала или сильные отражения, поскольку реагирует на сигнал с главного направления, подавляя обратное излучение на 25–35 дБ. Эта почти идеальная диаграмма направленности сохраняется в пределах расчетной полосы частот, причем усиление в тех же пределах меняется не более чем на  $\pm 0,4$  dBd.

Логопериодическая дециметровая антенна, сконструированная по схеме на рис. 18.66, рассчитана на интервал частот 450–850 МГц и способна принимать каналы ДМВ с 21-го по 68-й с неизменным усилением 9 дБ, приведенным к полуволновому вибратору. Период структуры  $\tau = 0,93$ , а междурядный коэффициент  $\sigma = 0,174$ . Величина КСВ не более 1,3.

На рис. 26.40 показана конструкция с парой параллельных трубчатых траверс, где видно, что антенна состоит из двух одинаковых плоскостей. Размеры элементов отдельной плоскости приведены на рис. 29.26. Две такие плоскости устанавливаются с расстоянием 10 мм между их траверсами так, чтобы половинки элементов равной длины взаимно дополнялись до целого (рис. 26.40). Размеры элементов на рис. 29.26 отсчитываются от оси траверсы.

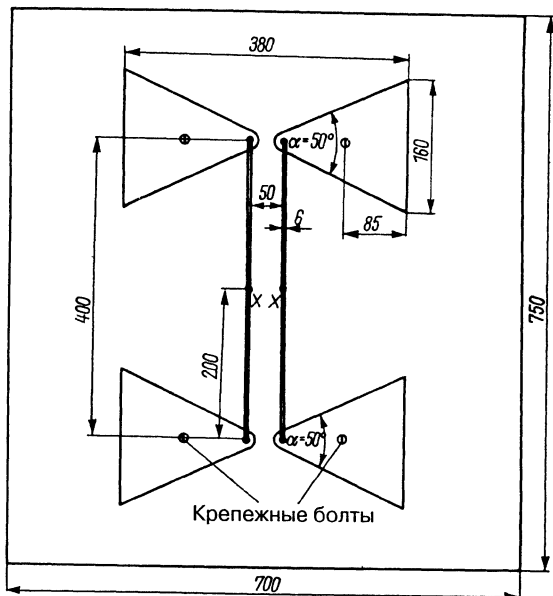


Рис 29.23 Двухэтажный волновой вибратор с отражателем для диапазонов IV/V

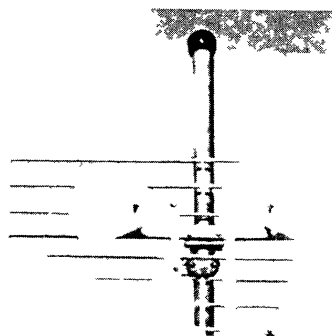


Рис 29.24 Промышленный образец широкополосной антенны с отражателем (фирма Kathrein)

Траверы антенны выполнены из квадратного профиля сечением  $12,7 \times 12,7$  мм, для них пригоден также стандартный

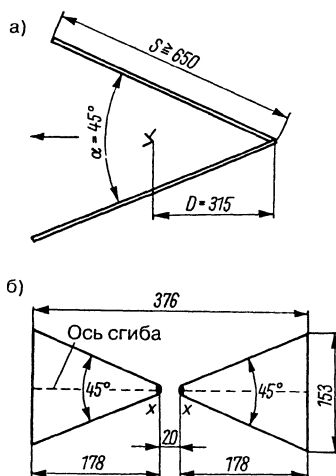


Рис 29.25 Антенна с уголковым отражателем с раскрывом  $45^\circ$  для диапазонов IV/V а – вид сбоку, б – эскиз широкополосного вибратора

алюминиевый профиль сечением  $16 \times 16$  мм. Траверы длиной по 1250 мм монтируются параллельно друг другу через изоляторы толщиной 10 мм и гальванически связаны скобой крепления к мачте только на концах с самыми длинными элементами, образуя

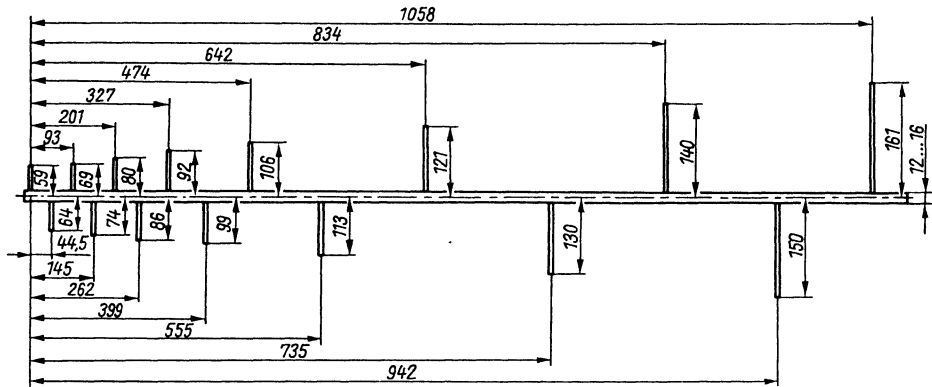


Рис. 29.26. Одно полотно логопериодической телевизионной дециметровой антенны с размерами элементов (без соблюдения масштаба)

замкнутую линию из параллельных труб. Предпочтение отдано траверсам квадратного сечения, так как на них легче крепить элементы антенны, но вполне пригодны и обычные трубы.

Материалом для самих элементов служит трубка из легкого сплава диаметром 6–8 мм. Один из концов элемента расплющивается, сгибается и надежно привинчивается к плоскости траверсы (рис. 26.40). Элементы из алюминиевой полосы шириной 10 мм были бы электрически равноценны, но они дороже и их сложнее собирать. В любом случае важно гарантировать гальваническую связь элементов с траверсой.

Подключение коаксиального кабеля выполняется в соответствии с описанием в разделе 26.6 и рис. 26.41а. Логопериодическая вибраторная антенна, изображенная на рис. 26.43, строилась по тем же принципам (хотя и для иной области частот), что позволяет воспользоваться этими сведениями и для дециметровой антенны.

Если логопериодическую антенну дооснастить директорной структурой по принципам антенны Яги, получим широкополосную антенну с высоким усилением. Подобная сверхширокополосная телевизионная антенна с логопериодической системой возбуждения на петлевом вибраторе описана в [1].

### Особые типы широкополосных телевизионных антенн ДМВ

Многоэтажная V-образная антенна, рассмотренная в разделе 27.1 (рис. 27.1 и 27.2), обладает приблизительно теми же свойствами, что и многоэтажный волновый

вибратор перед отражателем (рис. 29.23). Рис. 27.2 позволяет заключить, что ее усиление составляет от 9 до 12 дБ на всем протяжении диапазона IV/V. Кроме того, она может быть использована в качестве УКВ антенны для приема ЧМ вещания в диапазоне II МККР. Многоэтажная V-образная антенна в области 87,5–104 МГц действует как уголковая волновая антенна и потому характеризуется круговой диаграммой направленности (рис. 10.36). Сдвоенные плечи вибратора способствуют расширению полосы частот, а КСВ величиной не более 3 не сказывается на приеме ЧМ вещания. Антенна строится по размерам на рис. 27.1.

Другим примером полезной конструкции для приема телевизионных программ дециметрового диапазона служит уголковый панельный вибратор, описанный в разделе 26.1.3. Если у антенны на рис. 26.6 изменить длину стороны треугольника с 2,45 м на 800 мм, окажется возможным принимать передачи, начиная с нижнего частотного предела диапазона IV (21-й канал) при усилении 10 дБ. Усиление непрерывно растет с частотой и достигает 15 дБ у высокочастотного конца диапазона (60-й канал). Для этого обе половинки вибратора должны быть выполнены из листового алюминия. В данном случае угол раскрытия плеча вибратора составляет 60°. Эмпирическое правило для таких антенн гласит: при удвоении частоты усиление возрастает на 6 дБ.

В отдельных ситуациях представляет интерес ромбическая дециметровая антенна (рис. 27.6). Из рис. 27.7 видно, что при заданной

длине стороны ромба  $l = 4\lambda$  максимум усиления лежит в высокочастотной области телевизионного ДМВ диапазона (50-й канал). Руководствуясь графиками на рис. 12.11 и 27.4, нетрудно сконструировать любую ромбическую антенну. Поэтажное расположение пары одинаковых ромбических ДМВ антенн создает особенно благоприятные условия для питания. Если в диапазоне IV/V межэтажное расстояние сделать равным 800 мм, то усиление достигнет 2,5 дБ. Входы этажей соединяются перекрещивающейся линией из параллельных проводников с волновым сопротивлением 500 Ом. Посредине этой линии находятся точки подключения симметричного фидера волнового сопротивления 240–300 Ом.

## 29.4. Приемные антенны УКВ ЧМ диапазона

Чтобы обеспечить высокое качество звучания радиовещательных передач с частотной модуляцией, необходима широкая полоса высокочастотного канала. Именно поэтому ЧМ вещание ведется в УКВ диапазоне. В регионе I ему выделена полоса 87,5–108 МГц (3,43–2,78 м)<sup>1</sup>.

Поскольку такие метровые волны проходят в тропосфере, их реальное распространение приблизительно на 15% превышает теоретически возможную дальность прямой видимости (раздел 2.4). Сверхдальний прием, обусловленный тропосферой, наблюдается гораздо чаще сверхдальнего приема на отражениях от ионосферы. Чтобы обеспечить наибольшую зону действия вещательных УКВ передатчиков, для их размещения выбирают возвышенности и сооружают высокие антенные мачты.

У современных радиовещательных приемников эффективность УКВ диапазонов настолько высока, что при благоприятных условиях даже комнатная или суррогатная антенна позволяет вполне удовлетворительно принимать сигналы мощных передатчиков УКВ вещания. При более серьезных требованиях нужна высокая УКВ антенна, настроенная в резонанс. Тем более она необходима для приема стереофонических

передач: при этом требуется повышенное напряжение сигнала на выходе антенны по сравнению с монофоническими. Монофонический прием осуществим при минимальном уровне сигнала 40 дБ·мкВ (соответствует 100 мкВ), а для безупречной ЧМ стереофонии антенна должна выдавать не менее 45 дБ·мкВ ( $\approx 170$  мкВ) полезного напряжения.

В области ЧМ вещания удается строить директорные антенны с усилением до 8 dBd, оставаясь в пределах разумных затрат. Это значит, что под действием ЧМ передатчика даже простой вибратор должен выдавать настолько высокое полезное напряжение, что большой направленной антенне было бы достаточно увеличить его всего в 2,5 раза.

Ниже приводятся размеры и технические данные антенн для приема УКВ вещания, адресованные радиолюбителям, предпочитающим самостоятельное их изготовление. Все модели выполняются цельнометаллическими и призваны обеспечить симметричное входное сопротивление величиной 240 Ом.

В качестве материала для элементов антенны рекомендуется алюминиевая трубка диаметром 10–30 мм. С тем же успехом можно использовать прутки или любые другие профили, лишь бы они подходили по механическим свойствам.

Ни по конструкции, ни по электрическим параметрам антенны для приема ЧМ вещания не отличаются от антенн для приема телевизионных передач. Как правило, не применяются конструкции особого типа. Поскольку все описываемые варианты характеризуются симметричным входным сопротивлением 240 Ом, они согласуются со стандартным входным импедансом радиовещательных приемников. Эскизы образцов представлены в разделе 29.3, а их размеры – в табл. 29.12.

## 29.5. Приемные антенны спутникового телевидения

### 29.5.1. Введение

Непосредственный прием сигналов спутникового телевидения во многом отличается от приема сигналов телевидения наземного. Во-первых, высокая несущая частота

<sup>1</sup> В странах бывшего СССР используется также диапазон 66–74 МГц (4,55–4,05 м). – *Прим. ред.*



Таблица 29.12. Размеры антенн для приема УКВ ЧМ радиовещания

Область частот 87,5–108 МГц		
Одноэлементная антенна (рис. 29.9; параметры см. в разделе 29.3.1)	Длина $l$ , мм	1470
Двухэлементная антенна (рис. 29.10; параметры см. в разделе 29.3.2)	Длина $l$ , мм	1420
	Длина $l_R$ , мм	1650
	Расстояние $A$ , мм	975
Трехэлементная антенна (рис. 29.11; параметры см. в разделе 29.3.3)	Длина $l$ , мм	1440
	Длина $l_R$ , мм	1740
	Длина $l_D$ , мм	1270
	Расстояние $A_1$ , мм	480
	Расстояние $A_2$ , мм	280
Четырехэлементная антенна (рис. 29.12; параметры см. в разделе 29.3.4)	Длина $l$ , мм	1580
	Длина $l_R$ , мм	1850
	Длина $l_{D1}$ , мм	1280
	Длина $l_{D2}$ , мм	1250
	Расстояние $A_1$ , мм	830
	Расстояние $A_2$ , мм	230
Шестиэлементная антенна (рис. 29.13; параметры см. в разделе 29.3.5)	Расстояние $A_3$ , мм	690
	Длина $l$ , мм	1580
	Длина $l_R$ , мм	1900
	Длина $l_{D1}$ , мм	1350
	Длина $l_{D2}$ , мм	1365
	Длина $l_{D3}$ , мм	1345
	Длина $l_{D4}$ , мм	1320
	Расстояние $A_1$ , мм	870
	Расстояние $A_2$ , мм	212
	Расстояние $A_3$ , мм	705
Расстояние $A_4$ , мм	615	
Расстояние $A_5$ , мм	670	

(12 ГГц) и слабая напряженность поля вынуждают обращаться к антеннам, построенным на иных принципах; во-вторых, сигнал частотой 12 ГГц необходимо усилить в антенне, а затем преобразовать на более низкую частоту.

Установка для приема спутникового телевидения состоит из зеркала антенны с механическим или электрическим приводом; системы питания с линейным или круговым поляризатором и конвертером; спутникового тюнера с системой позиционирования и телевизором.

Передачи со спутников принимаются на значительных территориях. Каждый из спутников транслирует множество программ, обеспечивая таким образом:

- своевременность информации;
- более широкие возможности развлечений;
- более широкий выбор программ.

### Принцип действия

Слабый линейно или по кругу поляризованный сигнал принимается высокочувствительной антенной, потом определяется тип поляризации, и сигнал деполаризуется. Затем он усиливается и преобразуется в первую промежуточную частоту (950–2050 МГц), после чего вновь усиливается. Преобразователь обозначается как LNB (low noise block converter – малошумящий блок конвертера), если в нем объединены поляризатор и конвертер, и LNC (low noise converter – малошумящий конвертер).

По коаксиальному кабелю сигнал первой промежуточной частоты подается на спутниковый телевизионный тюнер, преобразующий его в форму, пригодную для любого стандартного телевизора. Неподвижная антенна способна работать с единственным спутником, на который она нацелена. Устройство привода служит для дистанционной ориентации антенны на спутники в разных участках небосвода. Поляризатор механического или магнитного исполнения позволяет выбирать тип поляризации. Набор расширения дает возможность принимать сигналы двух спутников, размещенных в одном и том же направлении.

Частоты спутниковых программ занимают интервал от 10,95 до 12,75 ГГц. Полосы смежных частотных каналов частично перекрываются. Во избежание взаимных помех их излучения поляризуются по-разному. Применяется линейная горизонтальная или вертикальная поляризации, а в области 11,7–12,5 ГГц – право- или левонаправленная круговая.

Проекты спутникового телевидения интенсивно разрабатываются по сей день. В [9–12] указана литература по приему спутникового телевидения.

### 29.5.2. Искусственные спутники Земли

Искусственные спутники Земли (ИСЗ), предназначенные для непосредственного приема телевидения (НТВ), обращаются на геостационарной круговой орбите, которая

расположена на высоте около 35875 км над земной поверхностью, со скоростью вращения Земли. Благодаря такой скорости и тому, что земное притяжение уравнивается центробежной силой, спутники почти неподвижны относительно земной поверхности. Это и делает возможной постоянную ориентацию антенны на тот или иной спутник. Некоторые спутники, откуда ведется телевизионное вещание на Европу, показаны на рис. 29.27. Они напоминают жемчужины, нанизанные на нить.

- 1957 Запущен первый ИСЗ «Спутник» (СССР).
- 1962 Впервые передано изображение из Америки в Европу через экспериментальный спутник-шар Echo 1; в том же году последовала первая прямая телевизионная трансляция через спутник Telstar 1.
- 1965 Запущен первый спутник серии Intelsat Early Bird (Intelsat 1). Intelsat – это международная организация, объединяющая 117 стран-участниц, с резиденцией в г. Вашингтоне, США. С 1978 г. радиовещание на Европу ведется со спутников Eutelsat.
- 1982 Ракетой Ariane с космодрома Куру запущен первый спутник Eutelsat I-F1. Eutelsat, будучи европейской организацией, включает 17 стран-участниц СЕРТ (Европейского объединения почтовых служб); резиденция в Париже.

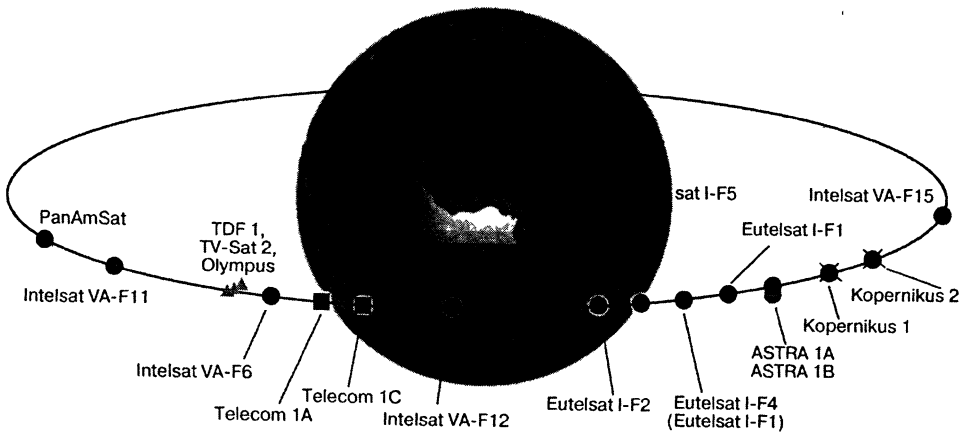


Рис. 29.27. Европейские спутники

Соответствующие частоты и орбиты были выделены Международным союзом телекоммуникаций (ITU) на сессии Всемирной административной радиоконференции в Женеве (ВАКР-92).

Различают телекоммуникационные спутники FSS (Fixed Satellite Service – фиксированная спутниковая служба связи) и радиовещательные спутники DBS (Direct Broadcasting Satellite – спутники непосредственного вещания)<sup>1</sup>. Первые из них являются маломощными и рассчитаны всего на 20 Вт; вторые строятся на мощность около 200 Вт. Есть также спутники промежуточной мощности (на 50 Вт). Излучаемая мощность спутника выражается в единицах ЭИИМ (эффективной изотропно-излучаемой мощности):

ЭИИМ = выходная мощность + усиление антенны – затухание в кабеле.

Плотность потока мощности в месте приема выражается в дБВт/м<sup>2</sup>. Способ пересчета мощности излучения в плотность потока мощности приведен в приложении.

Зоны охвата Центральной Европы спутником Astra 1A (Beam V2: каналы RTL plus, SAT1, PRO7, 3SAT) показаны на рис. 29.28. Вместо плотности потока мощности здесь указаны диаметры приемного зеркала, необходимые для успешного приема. Диаметр 85 см примерно соответствует плотности потока мощности –112 дБВт/м<sup>2</sup>.

Параметры некоторых спутников:

- ASTRA 1A1D. Координаты: 19,2° в.д.; частота 11 ГГц; поляризация горизонтальная и вертикальная;
- EUTELSAT II F-1. Координаты: 13° в.д.; частота 11 ГГц; поляризация горизонтальная и вертикальная;
- EUTELSAT II F-2. Координаты: 19,2° в.д.; частота 11 ГГц; поляризация горизонтальная и вертикальная;
- EUTELSAT II F-3. Координаты: 16° в.д.; частота 11 ГГц; поляризация горизонтальная и вертикальная;
- EUTELSAT/NOTBIRD. Координаты: 13° в.д.; частота 11 ГГц; поляризация горизонтальная и вертикальная;
- ASTRA – самая популярная спутниковая система; она принадлежит частному объединению SES в Люксембурге. На спутники системы ASTRA с 1A по 1D нацелены

90% индивидуальных приемных устройств. Для приема сигналов этих спутников, например, в Германии достаточно иметь «тарелку» диаметром 55–60 см. Ожидается ввод в строй новых спутников данной серии.

### 29.5.3. Антенны

Выражение «хорошая антенна – лучший усилитель» особенно справедливо для спутниковых приемных антенн. Что антенна не примет – уже не усилишь, не преобразуешь и не покажешь на экране.

Антенна должна усилить слабый сигнал плотностью всего около –110 дБВт/м<sup>2</sup> и одновременно выделить его из помех за счет направленности. Обратите внимание: недостаточное усиление антенны невозможно компенсировать высокой чувствительностью усилителей.

Для приема сигналов со спутниковых устройств важны следующие свойства антенны:

- высокое усиление;
- малые амплитуды боковых лепестков;
- низкий уровень собственных шумов;
- низкий уровень перекрестной поляризации.

#### Усиление

Здесь требуется усиление не менее 35 дБ, что соответствует решетке из 200 директорных антенн или ≈4000 вибраторов. Такое усиление реализуется только посредством зеркальной антенны с однородным покрытием (апертурой); оно будет расти с увеличением площади зеркала и убывать с квадратом длины волны излучения.

Спутниковые приемные антенны диаметром до 4 м изготавливают в виде вращающихся осесимметричных параболических антенн с центральным питанием. На рис. 29.29 демонстрируется параболическая антенна диаметром 1,8 м с усилением 45 дБ, углом раскрытия 1°, ослаблением боковых лепестков более 30дБ и КПД 70%.

#### Боковые лепестки

При диаметре зеркала менее 1 м уже нельзя пренебрегать тем, что облучатель с его арматурой дают тень. Она и порождает боковые лепестки. В какой-то степени помогает применение несимметричных параболических антенн с вневосевым питанием (оффсетных антенн). При меньшем затенении

<sup>1</sup> В российской терминологии соответственно ФСС и ВСС – *Прим ред*



Рис. 29.28. Зоны действия спутника ASTRA 1A



Рис. 29.29. Параболическая антенна (OrbiSat)

улучшается КПД поверхности. Недостаточно жесткие допуски на форму отражателя также способствуют увеличению боковых лепестков. Несмотря на ряд конструктивных

недостатков и трудностей реализации, зеркала со смещенным питанием становятся все более популярными в классе антенн диаметром от 50 до 120 см.

Образец такой антенны представлен на рис. 29.30. Он характеризуется диаметром 60 см, усилением  $\approx 36$  дБ, углом раскрытия более  $2,8^\circ$  и развязкой по перекрестной поляризации более 27 дБ.

### Шумы

Зеркальные антенны с малыми потерями принимают шумы главным образом от небосвода и в гораздо меньшей степени – со стороны земной поверхности. На частоте 12 ГГц температура небосвода составляет 20 К (градусов Кельвина), в горизонтальном направлении антенна воспринимает около 100 К, а боковые лепестки «чувствуют» температуру среды порядка 290 К. Суммирование всех составляющих температур (или шумов), принимаемых в главном луче и боковых лепестках, дает оценку шумовой температуры антенны. Ее величина зависит от частоты и при рабочем угле возвышения  $\approx 30^\circ$  составляет от 30 до 80 К в зависимости от размеров антенны.

Шумовые характеристики приемного устройства существенно зависят от качества предусилителя. В настоящее время их строят на полевых транзисторах из арсенида галлия.

Коэффициент шумов определяется системой питания. Его типичные значения лежат в пределах 1,6–2 дБ при усилении  $\approx 50$  дБ.

### Перекрестная поляризация

Возможность различить тип поляризации определяется, в первую очередь, кросс-поляризацией антенны, качеством поляризатора и поляризационного фильтра, иногда применяемого в антеннах. Ослабление перекрестной поляризации у зеркала со смещением составляет более 27 дБ, а развязка по поляризации в системе питания достигает более 45 дБ.

### Типы антенн

Различают два типа антенн: зеркальные и панельные.

#### *Зеркальные антенны*

Чаще всего эффективная поверхность зеркальной антенны является фрагментом параболоида. Тип антенны определяется ориентацией плоскости сечения [14].

Антенны центрального возбуждения:

- параболическая антенна питается в точке первичного фокуса;



Рис. 29.30. Параболическая офсетная антенна (фирма Kathrein)

- антенна по схеме Кассегрена питается в фокусе вторичного зеркала перед первичным фокусом;
- антенна по схеме Грегори питается в фокусе вторичного зеркала позади первичного фокуса.

Антенны со смещенным возбуждением:

- офсетные антенны выполняются в форме сечения параболаида под углом к его оси и, не будучи осесимметричными, имеют ширину меньше высоты;
- антенна со смещенным питанием в первичном фокусе;
- антенна по схеме Кассегрена со смещением питается в фокусе вторичного вогнутого зеркала перед первичным фокусом;
- антенна по схеме Грегори со смещением питается в фокусе вторичного вогнутого зеркала позади первичного фокуса.

#### Панельные антенны

Наряду с параболическими применяются антенны еще одного типа, называемые планарными (панельными) и состоящие из множества маленьких отдельных антенн, которые включены в общую схему с помощью сети блоков-объединителей в сочетании с малошумящим конвертером. Для приема сигналов со спутников DBS большой мощности достаточно располагать небольшой антенной. Панельные антенны левокруговой поляризации обеспечивают прием сигналов со спутников TV-Sat 2, Olymrus и Tele-X на большей части Центральной Европы.

При габаритах 40×40 см такая антенна прекрасно вписывается в пространство жилого автофургона. Она характеризуется усилением 30 дБ, коэффициентом шумов конвертера от 1,4 до 1,7 дБ и усилением за счет усилителя 50 дБ.

#### Литература к главе 29

- [1] ITU: Radio Regulations I & 2. ITU General Secretariat, Geneva, 1990.
  - [2] *Klawitter, G.*: Ionosphäre und Wellenausbreitung. Siebel Verlag, Meckenheim, 1990.
  - [3] *Klawitter, G. (Hrsg. ADDX)*: Technik, Tips & Tricks mnd um den Empfänger (Langdrahtantenne – optimal angeschlossen...). Siebel Verlag, Meckenheim, 1994.
  - [4] *Blechschildt, A.*: Balun: Anpassungsglied von Langdrahtantenne auf Koaxialkabel. Kurier, 10/94, S. 10.
  - [5] *Spindler, E.*: Antennen (Abschnitt 4.1. und 4.2). VEB Verlag Technik, Berlin, 1986.
  - [6] *Rothe, G.; Spindler, E.*: Antennenpraxis. Verlag Technik, Berlin, 1968.
  - [7] *Sjobbema, D. J. W.*: Aerials – TV and FM Receiving Aerials. N. V. Philips, Eindhoven, 1964.
  - [8] *Taeger, W.*: UKW- und Fernseh-Empfangsantennen. Verlag Technik, Berlin, 1961.
  - [9] *Pauli, P. (Hrsg.)*: TV-SAT -Expert Verlag, Ehningen, 1987.
  - [10] *Liesenkötter, B.*: 12 GHz-Satellitenempfang. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1989.
  - [11] *Kriebel, H.*: Taschenbuch Satelliten-Empfang. Kriebel Verlag, Schondorf, 1991.
  - [12] *Kriebel, H.*: Satelliten-Radio/TV-Empfang. Franzis-Verlag, München, 1992.
  - [13] –: Satellit. Funk Spezial 12. Verlag für Technik & Handwerk, Baden-Baden, 1990/91.
  - [14] *Jungk, K.*: Satellitenantennen.(Arbeitsblätter Antennen-Typen). Funkschau 5/95, S. 79–80.
- Jasik, H. (Ed.)*: Antenna Engineering Handbook (Lo, Y. T.: TV Receiving Antennas, Ch. 24), McGraw-Hill, New York, 1961.
- Karamanolis, S.*: Fernsehsatelliten. Elektra-Verlag, Neubiberg, 1986.
- Nicholson, J. D.*: Short Wave Antennas. World Publication, Hellerup, Denmark, 1971.
- Noll, E. M.*: Easy-up Antennas for Radio Listeners and Hams. Editors & Engineers, New Augusta, IN, 1988.
- Noll, E. M.*: 25 Simple Indoor and Window Aerials. (BP 136). Babani Ltd., London, 1992.
- Noll, E. M.*: 25 Simple Shortwave Broadcast Band Aerials. (BP 132). Babani Ltd., London, 1989.
- Noll, E. M.*: 25 Simple Tropical and MW Band Aerials. (BP 145). Babani Ltd., London, 1984.
- Noll, E. M.; Mandl, M.*: TV & FM Antenna Guide. Macmillan, New York, 1951.

## 30. Защита от радиопомех

Поскольку радиолюбитель пользуется аппаратурой, способной быть источником заметных радиопомех, он обязан заниматься их подавлением. Сами по себе антенны не дают помех, так как не генерируют электромагнитных колебаний, а лишь передают их. Следовательно, антенна или фидер излучают колебания помех, только если они идут от передатчика. Поэтому фундаментальный принцип любой защиты от радиопомех – в первую очередь подавлять источник мешающего излучения.

### 30.1. Общие мероприятия по подавлению помех

Источниками помех в любительской аппаратуре служат прежде всего любые генераторы, которые кроме полезной основной частоты излучают целый спектр высших гармоник, а также побочных колебаний комбинационных частот как следствие непредвиденных процессов их смещения. В результате неграмотного конструирования и отсутствия мер по нейтрализации помех в высокочастотных каскадах усилителей и умножителях частоты возникают мощные собственные колебания. Радиопомехи возникают также из-за перемодуляции и выпрямительного эффекта или искрения (например, при нажатии кнопочных переключателей).

Радиопомехи распространяются различными путями. Недостаточно экранированный передатчик и плохое заземление приводят к тому, что помехи особенно легко проникают в электросеть через бытовые электроприборы, провода заземления или другие проводники. Помехи, излучаемые через антенны, распространяются дальше всего.

Начнем с мероприятий по защите от радиопомех, связанных с антенным устройством или непосредственно с оконечным каскадом передатчика. Однако для успеха

предлагаемых мер необходимо существенно ослабить помехи еще до их проникновения в антенные устройства. Этого можно достичь, если выполнить:

- сплошное экранирование и безупречное заземление передатчика;
- дросселирование всех выходящих проводников и линий электропитания;
- конструирование передатчика на современном техническом уровне.

Не существует никакого эмпирического правила защиты от помех, потому что они чрезвычайно разнообразны по месту своего возникновения, путям распространения и формам, в которых они проявляются на входе защищаемого приемника. Поэтому надо систематически выявлять частоты помех и локализовать места их максимального излучения. Хорошим помощником в этом процессе служит простой волномер (рис. 30.1). Настраиваемый контур  $L_1C$  должен покрывать требуемый частотный интервал, и его следует предварительно откалибровать по сигнал-генератору, хотя бы приблизительно. Количество витков катушки связи  $L_k$  должно быть в пять раз меньше, чем у катушки  $L_1$ . Можно использовать любой германиевый диод для выпрямления радиочастот.

Пространство вокруг оконечного каскада передатчика обследуется с помощью

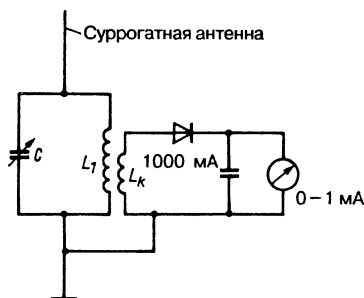


Рис. 30.1. Простой индикатор излучения помех с волномером

суррогатной антенны длиной 25–30 см при постоянной перестройке частоты волномера. После выявления частоты помехи нетрудно рассчитать номер гармоники. Если частота помехи не укладывается в гармонический ряд, она, вероятно, генерируется оконечным каскадом передатчика или появилась вследствие смещения частот. В любом случае частота помехи, излучаемой антенным устройством, всегда присутствует на выходе оконечного каскада передатчика.

Если частота помехи совпадает с гармоникой рабочей частоты, то, чтобы ее подавить, достаточно включить в анодную цепь оконечного каскада параллельный резонансный контур, настроенный на помеху (рис. 30.2). Предварительная настройка контура осуществляется с помощью индикатора резонанса, а окончательная – в ходе эксплуатации по минимуму помехи. Такие резонансные контуры, настроенные на частоту помехи, называют ловушками. В двухтактном каскаде необходимо включать одинаковые контуры в каждом плече анодной цепи. Простые ловушки неэффективны в случае широкополосных или частотно-зависимых помех, так как препятствуют их распространению лишь в узкой полосе, а не в широком спектре. Поэтому сейчас ловушки почти не применяются.

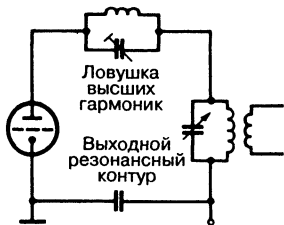


Рис. 30.2. Ловушка высших гармоник в оконечном каскаде

Высшие гармоники в выходном параллельном контуре проникают в цепь антенны через непредвиденные емкостные связи, поскольку они всегда появляются одновременно с действием цепей индуктивной связи, обычно применяемой в выходном каскаде передатчика (рис. 30.3). Малая емкость катушки означает высокое емкостное сопротивление на рабочей частоте, и потому на ней преобладает индуктивная связь. Но, как известно, емкостное сопротивление конденсатора заметно падает с частотой. Поэтому малая емкость катушки связи по

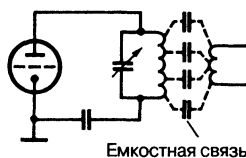


Рис. 30.3. Непредвиденные емкостные связи с цепью антенны

отношению к катушке выходного контура может стать лазейкой, через которую высокочастотные гармоники рабочей частоты проникают в антенное устройство.

Чтобы не допустить емкостной связи и излучения высших гармоник рабочей частоты антенной, следует связывать ее с «холодным» концом катушки выходного контура. Если антенная катушка связи наматывается поверх катушки выходного контура, то конец катушки связи, обращенный к «горячему» концу катушки анодного контура, должен соединяться с точкой нулевого потенциала. Заземление катушки связи прокладывается кратчайшим путем к шасси передатчика предпочтительно в виде медной полосы, отличающейся малой индуктивностью. В случае симметричных линий связи заземляется середина намотки, а при несимметричных линиях в виде коаксиального кабеля – его экран. В диапазонах УКВ катушка связи несимметричной линии выполняется из самого коаксиального кабеля по образцу, показанному на рис. 30.4. Ее экранирование сводит к нулю емкостную составляющую и делает связь практически чисто индуктивной.

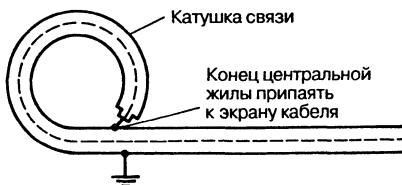


Рис. 30.4. Экранированная катушка связи

## 30.2. Фильтры

Высшие гармоники, попадающие в антенну по внутренней жиле кабеля, сравнительно легко отсеять, включив в линию питания цепочку связи с антенной или фильтр. Однако этот способ не препятствует проникновению помех в антенну на частотах,



распространяющихся через экран кабеля. Поэтому подавление высших гармоник с помощью чисто индуктивной связи с цепью антенны эффективно только при условии, что передатчик достаточно хорошо экранирован и гармоники не проникают в экран кабеля через паразитные связи.

Большинство схем связи с фидером (глава 8) поддерживают эффективное подавление высших гармоник благодаря дополнительной селективности. Устранение гармоник и прочих нежелательных частот успешно осуществляется фильтрами, отличительной характеристикой которых является способность пропускать или закрывать целые частотные области. В границах полосы пропускания все частоты должны проходить без потерь. Напротив, в пределах полосы подавления частоты задерживаются и не попадают в антенну. Схемные элементы самого фильтра не должны потреблять эффективную мощность. Этому требованию отвечают емкости и индуктивности, которые фактически выполняют роль чисто реактивных сопротивлений. Поэтому антенные фильтры строят из емкостей и индуктивностей [1, 2].

В идеальном случае переход от полосы пропускания к полосе подавления должен происходить скачком, однако на деле этот процесс несколько растянут из-за потерь в схемных элементах. Частота, на которой осуществляется переход между областями пропускания и подавления, называется критической, или граничной, частотой  $f_{gr}$ . Ей соответствует равенство индуктивного и емкостного сопротивлений фильтра.

При подключении фильтра последовательно с согласованной линией ее согласование не может быть нарушено. Поэтому входной и выходной импедансы фильтра должны быть равны волновому сопротивлению  $Z$  фидера. Необходимо также соблюдать симметрию: несимметричность фидера заставляет строить несимметричный фильтр, тогда как фильтр, симметричный относительно земли, применяется только с симметричной линией питания.

По назначению различают четыре основных типа фильтров: фильтры нижних частот, верхних частот, полосовой и режекторный (заграждающий).

Они рассчитываются по следующим формулам, имеющим фундаментальное значение для всей высокочастотной техники:

$$\text{круговая частота } \omega = 2\pi f = 6,28f \quad (30.1)$$

где  $\pi = 3,14$  (константа) и  $f$  – частота;

$$\text{импеданс } Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (30.2)$$

где  $L$  – индуктивность и  $C$  – емкость;  
индуктивное сопротивление

$$R_L = \omega L \quad (30.3)$$

емкостное сопротивление

$$R_C = \frac{1}{\omega C} \quad (30.4)$$

$$\text{условие резонанса } \omega_{gr} L = \frac{1}{\omega_{gr} C} \quad (30.5)$$

круговая граничная частота

$$\omega_{gr} = 2\pi f_{gr} \quad (30.6)$$

Из этих принципиальных формул выводятся другие, по которым без труда рассчитываются схемы фильтров.

### 30.2.1. Фильтр нижних частот

Фильтр нижних частот (ФНЧ) пропускает все частоты, меньшие определенной граничной частоты  $f_{gr}$  (область пропускания), и служит препятствием для более высоких частот (область заграждения). Простейший вариант ФНЧ в виде несимметричного полувзвена образуется последовательной индуктивностью  $L$  и параллельной емкостью  $C$  (рис. 30.5а). Однако заграждающий эффект полувзвешенных фильтров невелик, поэтому им предпочитают так называемые

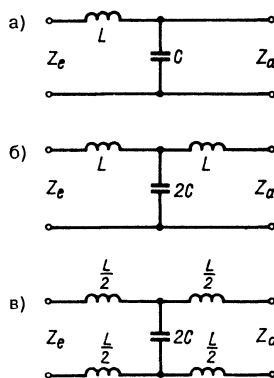


Рис. 30.5. Т-образные фильтры нижних частот:  
а – несимметричное полувзвено;  
б – несимметричный полновзвешенный фильтр;  
в – симметричный полновзвешенный фильтр

полнозвенные фильтры в виде симметричных схем (рис. 30.5б). Например, фильтр, рассчитанный на импеданс  $Z = 60$  Ом, пригоден для подключения к фидеру из 60-омного коаксиального кабеля (входное сопротивление  $Z_e$  равно выходному сопротивлению  $Z_a$ , а также волновому сопротивлению  $Z_g$  фидера и волновому сопротивлению фильтра  $Z_{fi}$ ). На рис. 30.5в показан вариант симметричного полнозвенного фильтра для плоского УКВ кабеля, двухпроводной линии и прочих симметричных линий.

ФНЧ рассчитывается по следующим формулам, выведенным из (30.1–30.6):

$$\text{индуктивность } L = \frac{Z_{fi}}{\omega_{gr}} \quad (30.7)$$

$$\text{емкость } C = \frac{1}{\omega_{gr} Z_{gr}} \quad (30.8)$$

T-образные фильтры используются для защиты от радиопомех гораздо реже П-образных (рис. 30.6), известных как фильтры Коллинза. Величины  $L$  и  $C$  для П-образных фильтров находят по тем же формулам (30.7) и (30.8).

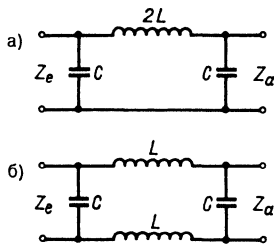


Рис. 30.6. П-образные схемы ФНЧ:  
а – несимметричное П-образное звено;  
б – симметричное П-образное звено

На практике параметры T- и П-образных фильтров несколько различаются. Волновое сопротивление ФНЧ в области пропускания является активным, но непостоянным. С приближением к граничной частоте оно убывает у T-образной схемы и возрастает у П-образной. Поэтому номинальный импеданс T-образной схемы  $Z_{fi}$  выбирается несколько больше сопротивления  $Z_s$  на ее входе и выходе. Напротив, П-образной схеме требуется несколько меньший импеданс  $Z_{fi}$ . Для правильного выбора должны соблюдаться соотношения  $Z_{fi} = 1,25 Z_s$  у T-образной схемы ФНЧ и  $Z_{fi} = 0,8 Z_s$  у П-образной.

Например, чтобы подключить T-образный ФНЧ к коаксиальному фидеру с волновым сопротивлением  $Z_s = 60$  Ом, в расчетные формулы подставляется импеданс фильтра  $Z_{fi} = 1,25 \times 60 \text{ Ом} = 75 \text{ Ом}$ . В случае П-образной схемы ФНЧ при тех же условиях  $Z_{fi} = 0,8 \times 60 \text{ Ом} = 48 \text{ Ом}$ .

### 30.2.2. Фильтр верхних частот

Фильтр верхних частот (ФВЧ) пропускает все частоты, превышающие определенную граничную частоту  $f_{gr}$ , и отсекает все более низкие. По своей схеме он отличается от ФНЧ тем, что емкость включается последовательно, а индуктивность – параллельно. В этом случае также имеются различия между T- и П-образными схемами ФВЧ (рис. 30.7 и 30.8 соответственно).

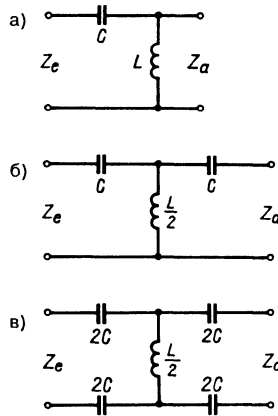


Рис. 30.7. T-образные схемы ФВЧ:  
а – несимметричное полузвено;  
б – несимметричный полнозвенный фильтр;  
в – симметричный полнозвенный фильтр

Для ФВЧ  $L$  и  $C$  рассчитываются по тем же формулам (30.7) и (30.8). Как и для ФНЧ,  $Z_{fi} = 1,25 Z_s$  у T-образной схемы ФВЧ и  $Z_{fi} = 0,8 Z_s$  у П-образной. Обычно ФВЧ не применяются для борьбы с помехами на передатчиках. Зато их часто включают на входе приемников (особенно телевизионных) для подавления помех от любительских передатчиков.

### 30.2.3. Полосовой фильтр

Уже по названию ясно, что полосовой фильтр пропускает некоторую частотную

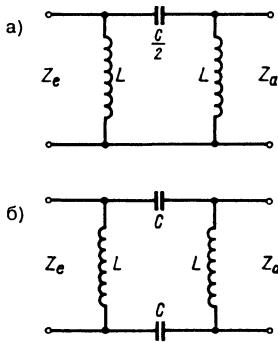


Рис. 30.8. П-образные схемы ФВЧ:  
а – несимметричное П-образное звено;  
б – симметричное П-образное звено

область, пределами которой служат верхняя (максимальная) частота  $f_b$  и нижняя (минимальная) частота  $f_n$ .

Любые частоты выше  $f_b$  и ниже  $f_n$  через него не проходят. Такой фильтр состоит из последовательного резонансного контура  $L_1 C_1$  вдоль линии и параллельного резонансного контура  $L_2 C_2$  поперек нее (рис. 30.9). При проектировании полосового фильтра, зная  $f_b$  и  $f_n$ , по формуле (30.1) рассчитывают круговые частоты  $\omega_b$  и  $\omega_n$ . Кроме того, по той же формуле находят среднюю резонансную частоту  $f_c$  (сердину полосы пропускания) и соответствующую круговую частоту  $\omega_c$ . Определив  $\omega_b$ ,  $\omega_n$  и  $\omega_c$ , рассчитывают величины схемных элементов, пользуясь следующими формулами:

$$L_1 = \frac{Z}{(\omega_b - \omega_n)} \quad (30.9)$$

$$L_2 = \frac{Z(\omega_b - \omega_n)}{\omega_c^2} \quad (30.10)$$

$$C_1 = \frac{(\omega_b - \omega_n)}{\omega_c^2 Z} \quad (30.11)$$

$$C_2 = \frac{1}{Z(\omega_b - \omega_n)} \quad (30.12)$$

Эти формулы относятся к Т- и П-образным полосовым фильтрам, принципиальные схемы которых приведены на рис. 30.9.

### 30.2.4. Режекторный фильтр

Режекторный фильтр характеризуется областью заграждения, которая ограничена

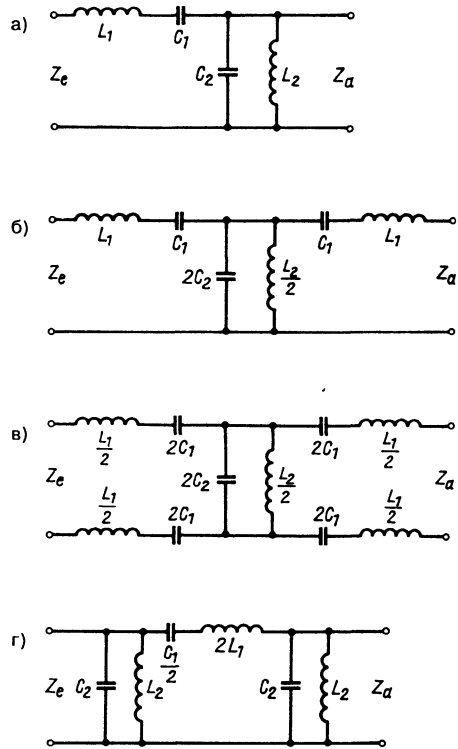


Рис. 30.9. Полосовые фильтры, собранные по Т- и П-образным схемам:  
а – несимметричное полувзвено; б – схема несимметричного полнозвенного Т-образного фильтра; в – схема симметричного полнозвенного П-образного фильтра; г – схема несимметричного полнозвенного П-образного фильтра

определенными частотами  $f_b$  и  $f_n$ . Он пропускает все частоты выше  $f_b$  и ниже  $f_n$ . Такой фильтр образуется параллельным резонансным контуром вдоль линии и последовательным резонансным контуром поперек нее (рис. 30.10).

Номиналы схемных элементов режекторного фильтра рассчитываются по формулам (30.9–30.12) по заданным  $\omega_b$ ,  $\omega_n$  и  $\omega_c$  точно так же, как и полосового фильтра. Разница лишь в том, что благодаря порядку включения последовательных и параллельных резонансных контуров область пропускания становится областью заграждения и наоборот.

Полные сопротивления полосового и режекторного фильтров должны отвечать уже

знаковым условием:  $Z_{fi} = 1,25 Z_s$  у Т-образной схемы фильтра и  $Z_{fi} = 0,8 Z_s$  у П-образной.

### 30.3. Антенный фильтр для любительского передатчика

Антенные фильтры бесполезны, если частота помехи уже прошла через корпус передатчика или подключенные к нему кабели. Следовательно, любая частота не должна покидать передатчик иначе, как через гнездо антенны. Для этого надо соблюдать требования, указанные в конце раздела 30.1 об экранировании и заземлении передатчика и дросселировании всех ведущих к нему линий. Важно также проектировать передатчик на современном уровне. Прежде всего, требуется взаимно экранировать и развязывать каскады в самом передатчике, чтобы не пропустить к его оконечному каскаду (выходному контуру) основную частоту генератора и кратные ей гармоники (кроме рабочей частоты), а также боковые частоты и результаты смещения частот. При соблюдении этих требований в выходной контур передатчика поступают только рабочие колебания и неизбежные высшие гармоники. Именно их и должны отсекал ФНЧ.

Испытанные П-образные фильтры пользуются наибольшей популярностью среди радиолюбителей. При правильном конструировании и настройке подобный фильтр обеспечивает достаточное подавление высших гармоник. О его создании и регулировке говорилось в разделе 8.1.1. Однако П-образный фильтр – не панацея от любых нежелательных излучений, особенно если он образует выходной контур (анодный в ламповых передатчиках или контур в цепи коллектора – в транзисторных) и при этом служит в нем единственным избирательным устройством. Очень часто в выходной контур приходится включать дополнительные избирательные звенья, чтобы удовлетворить жесткие требования по защите от помех, предъявляемые к коротковолновым передатчикам.

#### 30.3.1. Фильтр нижних частот для передатчика QRP

Обычно в передатчиках QRP не предусмотрены регулировки с использованием

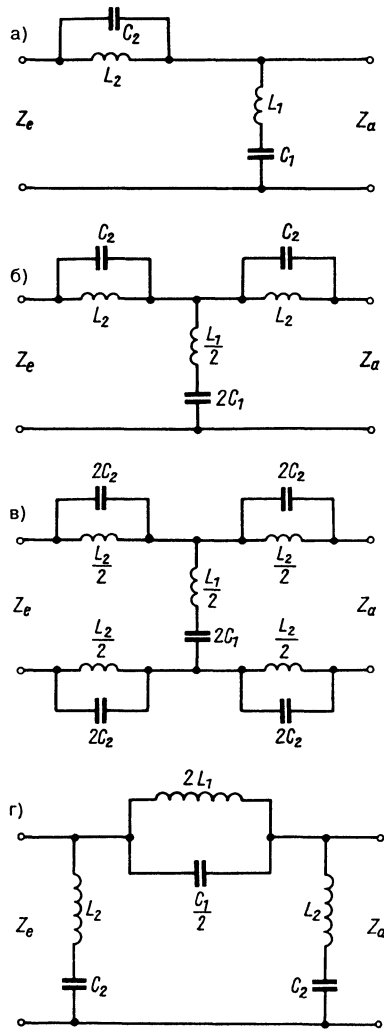


Рис. 30.10. Режекторные фильтры, собранные по Т- и П-образным схемам: а – несимметричное полнзвенно; б – схема несимметричного полнзвенного Т-образного фильтра; в – схема симметричного полнзвенного Т-образного фильтра; г – схема несимметричного полнзвенного П-образного фильтра

П-образного фильтра. Желательно дооснастить выход такого передатчика фильтром нижних частот. Схема на рис. 30.11 принадлежит G3ZPF и опубликована в 1983 г. Значения индуктивностей и емкостей фильтра для разных любительских диапазонов

приведены в табл. 30.1. Катушки намотаны медным проводом диаметром 1 мм на кольцевом сердечнике Amidon T-80-2. Пропускное затухание (затухание в полосе прозрачности) составляет 0,1 дБ на 160 м и 0,3 дБ на 10 м, а входной и выходной импедансы – по 50 Ом [3].

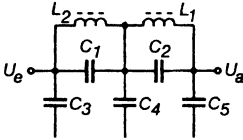


Рис. 30.11. ФНЧ для передатчика QRP

Таблица 30.1. Номиналы элементов фильтра

Диапазон, МГц	1,8	3,5	7	14	21	28
$L_1$ , витки	26	18	15	10	9	8
$L_2$ , витки	23	16	13	9	8	7
$C_1$ , пФ	200	100	51	24	15	10
$C_2$ , пФ	680	300	160	75	51	39
$C_3$ , пФ	1000	560	270	150	100	68
$C_4$ , пФ	2000	910	500	250	160	120
$C_5$ , пФ	820	390	200	100	68	51

### 30.3.2. Сдвоенный ФНЧ

При высокой выходной мощности и жестком управлении оконечного каскада передатчика в режиме класса С высшие гармоники особенно часто проникают в фидер и излучаются антенной. Если антенна питается через тщательно согласованный коаксиальный кабель, последовательно с ним включается ФНЧ, собранный по схеме на рис. 30.12. Он состоит из двух одинаковых жестко настроенных П-образных фильтров нижних частот для подавления высших гармоник и ослабляет вторую, третью и четвертую гармоники соответственно на 30,48 и 60 дБ. Теоретически ослабление высших гармоник растет с их порядком, однако на практике свойства схемных элементов и монтажа ограничивают рост ослабления на высоких частотах.

Готовый фильтр помещается в полностью замкнутый металлический кожух, где секции отделены друг от друга экраном. Кожух фильтра кратчайшим путем соединяется с

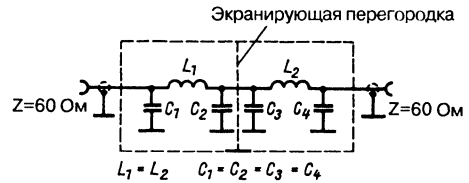


Рис. 30.12. Сдвоенный П-образный ФНЧ

точкой нулевого потенциала оконечного каскада передатчика. Как правило, такие фильтры оптимизируются для каждого используемого любительского диапазона, работа в котором сопровождается возникновением радиопомехи. Если компоненты фильтра отличаются малыми потерями, затухание в полосе прозрачности (то есть ослабление рабочей волны) не превышает 0,5 дБ. Величины емкостей и индуктивностей, приведенные в табл. 30.2, позволяют изготовить фильтр, не требующий особой настройки.

В катушках индуктивности проволока толщиной 2 мм наматывается свободно. Для подстройки индуктивности катушки на требуемый номинал ее витки сдвигают или раздвигают. Далеко не все любители располагают аппаратурой для измерения индуктивности, но для настройки фильтра достаточно индикатора резонанса. Сначала закорачивают конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$ , а проводник, соединяющий секции фильтра, замыкают на его кожух. В результате получают два не зависящих друг от друга параллельных резонансных контура  $L_1C_1$  и  $L_2C_4$ . Слегка деформируя обмотку катушек, настраивают фильтры на рабочую частоту по показаниям индикатора резонанса. После настройки и удаления закорачивающих перемычек фильтр готов к работе.

Здесь требуются конденсаторы с малыми потерями, но не слишком высокой пробойной прочностью. К примеру, при высокочастотной мощности 100 Вт напряжение на 60-омном кабеле составляет около 110 В. Его пиковая величина несколько выше благодаря анодной модуляции. Таким образом, достаточно воспользоваться керамическими конденсаторами на 350 В при мощности радиоколебаний до 100 Вт. Однако при этом надо удостовериться в отсутствии стоячих волн в фидере (необходимо тщательное согласование), иначе могут возникнуть пиковые напряжения, способные разрушить конденсаторы фильтра.

Таблица 30.2. Номиналы элементов двоянного фильтра

Любительский диапазон, м	Емкости $C_1-C_4$ , пФ	Индуктивности $L_1-L_2$ , мкГн	Ориентировочные данные $L_1$ и $L_2$		
			Диаметр катушки, мм	Длина намотки, мм	Количество витков
80	820	2,20	25	50	13
40	390	1,30	25	25	8
20	220	0,57	20	20	7
15	150	0,38	13	18	6
10	100	0,30	13	22	6

### 30.3.3. Трехсекционный ФНЧ

Трехсекционный ФНЧ, изображенный на рис. 30.13, отвечает более жестким требованиям подавления высших гармоник. Несимметричный вариант на рис. 30.13а предназначен для подключения к 60-омному коаксиальному фидеру, тогда как симметричный фильтр на рис. 30.13б используется совместно с симметричной 240-омной линией. Фильтр заключен в полностью замкнутый трехкамерный кожух. Полоса заграждения начинается с 35 МГц, что обеспечивает подавление всех помех телевизионным передачам и радиовещанию на УКВ. Высшие гармоники подавляются на 60–70 дБ по всей полосе непрозрачности. Фильтр пригоден для любых коротковолновых передатчиков с рабочей частотой до 30 МГц.

Аналогичная схема фильтра представлена на рис. 30.14. Его секции также заключены в три отдельные экранированные камеры. В отличие от схемы на рис. 30.13 с параллельными резонансными контурами вдоль

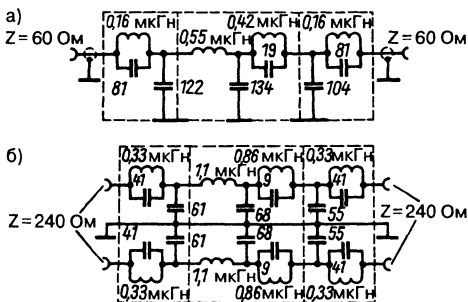


Рис. 30.13. Трехсекционные ФНЧ с заграждающим эффектом от 35 МГц и выше: а – несимметричный вариант для 60-омного кабеля; б – симметричный фильтр для плоского кабеля 240 Ом

линии передачи, в фильтре на рис. 30.14 последовательные резонансные контуры включены поперек линии. Они делают рост ослабления более жестким в области заграждения. Параллельные резонансные контуры вдоль линии действуют как заградители для своей резонансной частоты, а последовательные резонансные контуры поперек линии служат проводящими контурами, их недаром называют отсасывающими: они пропускают свою резонансную частоту сразу к точке нулевого потенциала. Остальные частоты заперты. Поэтому на практике фильтры обоих типов действуют одинаково. Параметры фильтра на рис. 30.14 приведены в табл. 30.3.

Катушки фильтра намотаны медным эмалированным проводом диаметром 1,5–2 мм на каркасе диаметром 11 мм, так что после удаления каркаса внутренний диаметр катушки составляет 12–13 мм.

Для правильной настройки фильтра нужен индикатор резонанса на частоты от 20 до 50 МГц. Сначала из фильтра удаляют катушки  $L_2$  и  $L_4$  и замыкают на экран гнезда  $Z_e$  и  $Z_a$ . Тем самым образуются три обособленных резонансных параллельных контура:  $L_1C_1$ ,  $L_5C_4$  и  $L_3C_2C_3$ . Сдвигая и раздвигая витки катушки  $L_1$ , контур  $L_1C_1$  настраивается на частоту  $f_1$  (в табл. 30.3) по показаниям индикатора резонанса. Аналогичным образом поступают с контуром  $L_5C_4$ . Затем, сдвигая витки катушки  $L_3$ ,

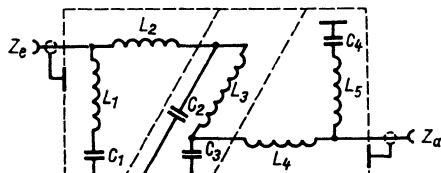


Рис. 30.14. Трехсекционный ФНЧ с заграждающим эффектом от 35 МГц и выше

**Таблица 30.3. Номиналы элементов и частоты настройки трехсекционного ФНЧ**

Импеданс фильтра $Z = Z_e = Z_a$ , Ом	52	60	75
Емкость $C_1$ и $C_4$ , пФ	50	46	35
Емкость $C_2$ и $C_3$ , пФ	170	150	120
Количество витков катушек $L_1$ и $L_3$	5	5,5	6
Количество витков катушек $L_2$ и $L_4$	8	9	11
Количество витков катушки $L_3$	9	10,5	13
Граничная частота $f_{гр}$ , МГц	36	36	36
Частота настройки $f_1$ , МГц	44,4	45,5	47
Частота настройки $f_2$ , МГц	25,5	25,4	25,2
Частота настройки $f_3$ , МГц	32,5	32,2	31,8

настраивают контур  $L_3C_2C_3$  на частоту  $f_2$ , осторожно выпаивают катушку  $L_3$ , стараясь не сбить ее настройку, убирают закорачивающие перемычки из гнезд  $Z_e$  и  $Z_a$  и снова впаяют катушки  $L_2$  и  $L_4$  на их место в схеме. Теперь, смещая витки катушки  $L_2$  и следя за показаниями индикатора, добиваются резонанса комбинации  $L_1C_1L_2C_2$  на частоте  $f_3$ . При этой настройке недопустимо изменять  $C_1$ . Точно так же поступают с катушкой  $L_4$ , настраивая ее комбинацию  $L_5C_4L_4C_3$  на ту же частоту  $f_3$ , после чего уже настроенную катушку  $L_3$  осторожно возвращают на место. Этим заканчивается настройка фильтра, и он готов к работе, в чем можно убедиться с помощью индикатора резонанса. Индикатор должен показать, что резонансная частота каждой катушки  $L_1-L_5$  приблизительно совпадает с граничной частотой  $f_{гр}$ .

### 30.3.4. Блокировка поверхностных волн

Ферритовые кольца на коаксиальном кабеле (раздел 7.4.3) и/или кабельный дроссель в виде витков коаксиального кабеля (раздел 7.4.2) препятствуют образованию поверхностных волн в экране кабеля при передаче, снижая помехи приему теле- и радиопередач. При приеме эти же устройства подавляют помехи, поступающие, например, от компьютера (рис. 30.15).

### 30.3.5. ФНЧ для передатчика УКВ

Оконечный каскад двухметрового передатчика создает высшие гармоники в интервалах

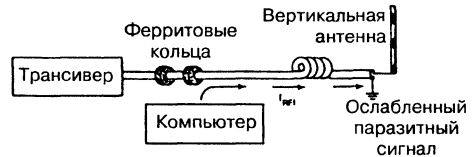


Рис. 30.15. Средства блокировки поверхностных волн

288–292, 432–438, 576–584 и более мегагерц. Следовательно, они могут быть помехами только для каналов с 34–35 по 52–53 телевизионного диапазона IV/V. Однако умножители частоты, предшествующие оконечному каскаду, наряду с полезными гармониками способны выдавать целый ряд нежелательных высших гармоник, которые могут усиливаться, множиться и смешиваться в оконечном каскаде. Поэтому часто приходится оснащать двухметровый передатчик фильтром, чтобы избежать помех от высших гармоник каналам телевизионного диапазона III.

Симметричный и несимметричный варианты двухзвенного ФНЧ для передатчика диапазона 2 м показаны на рис. 30.16. Для этого подойдет и трехсекционный фильтр (рис. 30.14), если соответственно изменить его параметры. Вот их оценки, полученные по данным в табл. 30.1:

$C_1 = C_4 = 10$  пФ;  $C_2 = C_3 = 40$  пФ;  $L_1 = L_5 = 3$  витка;  $L_2 = L_4 = 2$  витка;  $L_3 = 5$  витков.

Катушки наматывают эмалированным медным проводом толщиной 1 мм на сердечники длиной 6 мм. Фильтр настраивается аналогично его коротковолновой версии, но для граничной частоты  $f_{гр} = 200$  МГц и настроечных частот  $f_1 = 200$  МГц,  $f_2 = 112$  МГц и  $f_3 = 144$  МГц. Передатчик диапазона 2 м способен создавать помехи не только телевидению, но и другим важным службам радиосвязи, которые пользуются диапазонами УКВ и ДМВ. Неудивительно, что на УКВ передатчики наложены строгие ограничения в отношении вредных излучений. Кроме того, высшие гармоники искажают показания индикатора резонанса и завышают измеряемую проходную мощность, так как в ее оценку входит суммарная мощность высших гармоник. Фильтры высших гармоник, изготовленные из обычных дискретных элементов в виде катушек и конденсаторов, не всегда приводят к успеху в УКВ диапазоне, потому что индуктивность

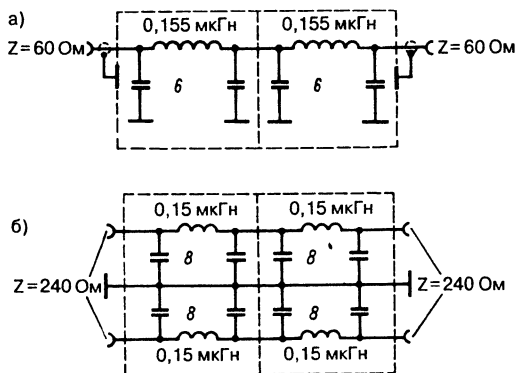


Рис. 30.16. П-образный ФНЧ для передатчика двухметрового диапазона: а – несимметричный фильтр для кабеля на 60 Ом; б – симметричный фильтр для кабеля на 240 Ом

монтажа и собственные резонансы катушек становятся причиной помех на высоких частотах. К тому же любительские средства недостаточно точны для настройки УКВ фильтров. Применение коаксиальной техники на УКВ и ДМВ избавляет от подобных трудностей. Такие ФНЧ из контуров с линиями передачи, предназначенные для любительского двухметрового передатчика, впервые сконструировал и описал DJ3QC [1]. При их изготовлении понадобятся определенные расходы и технические навыки. Фильтры получаются очень компактными, не требуют настройки и отличаются превосходной способностью отсекающей помехи.

Простой коаксиальный ФНЧ оператора DJ3QC показан на рис. 30.17 в разрезе. Внешний проводник (экран) образован латунной или медной трубкой длиной 301 мм и внутренним металлический проводник состоит из нескольких секций разного диаметра. Две секции диаметром 14,4 мм и длиной по 38,1 мм заключены в кольцевые изоляторы соответствующих диаметров, удерживающие внутренний проводник во внешней трубке. В оригинальной модели фильтра применены тефлоновые кольца с  $\epsilon_r = 2,0$ , но их можно делать и из другого высококачественного синтетического материала с учетом диэлектрической постоянной. На

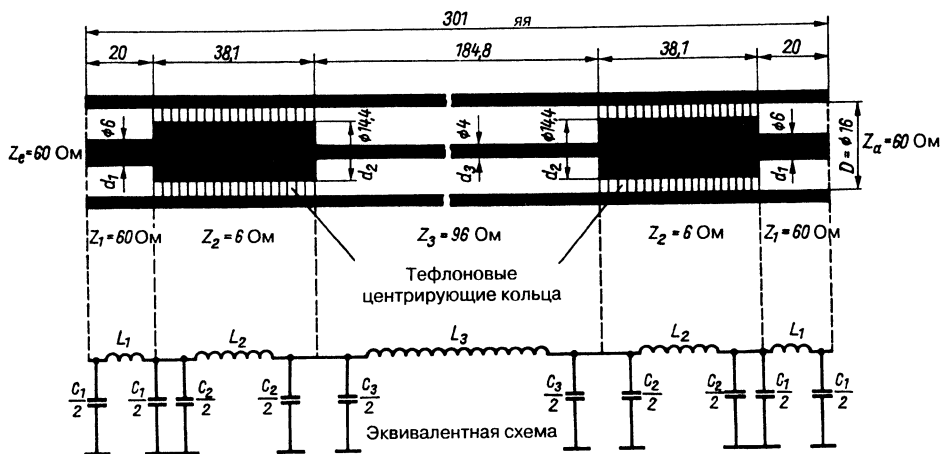


Рис. 30.17. Коаксиальный ФНЧ для передатчика двухметрового диапазона и его эквивалентная схема, предложенные DJ3QC



торцах фильтра имеются 60-омные коаксиальные гнезда (на рис. 30.17 они не показаны).

Эквивалентная схема фильтра приведена на том же рис. 30.17. По ней видно, что каждая секция линии сама является как бы П-образным звеном. В этом случае все индуктивности и емкости не зависят от частоты. Точная эквивалентная схема служит основой расчета фильтра. Он несложен, но занимает много времени и фактически выполняется только с помощью компьютера. Для получения оптимальных значений параметров в расчеты надо закладывать размеры, указанные DJ3QC.

Частотный ход ослабления гармоник для однозвенного фильтра (рис. 30.17) свидетельствует, что уже в телевизионном диапазоне III помехи – на 8 дБ, вторая гармоника (290 МГц) – на 20,5 дБ, а к четвертой гармонике приурочен первый максимум ослабления 33 дБ. О дальнейшем ходе этой характеристики можно судить по рис. 30.19. Ослабление в полосе прозрачности на частоте 145 МГц не превышает 0,1 дБ.

Предусмотрена возможность последовательного соединения нескольких таких фильтров (рис. 30.18). При этом шестиомные секции линии длиной по 38,1 мм, оказавшиеся посередине, сводятся воедино и образуют двозвенную секцию длиной 76,2 мм. В многозвенном фильтре ослабление соответственно возрастает, а крутизна его частотного хода увеличивается. Размеры двозвенного П-образного фильтра приведены на

рис. 30.18а, а трехсекционный фильтр показан на рис. 30.18б. Частотный ход ослабления помех различными моделями фильтров демонстрируется на рис. 30.19. Нетрудно заметить небольшой рост ослабления на частотах ниже 144 МГц. Отсюда ясно, что на этом спектральном участке несколько подавляются частота 48,72 МГц и попадающие туда побочные частоты. Ослабление очень велико на частотах четвертой и пятой гармоник двухметрового передатчика, особенно опасных для каналов телевизионного диапазона IV/V.

Аналогичный фильтр может быть построен для любительского передатчика диапазона 70 см, если размеры деталей уменьшить на одну треть. Технические данные и эскизы такого коаксиального фильтра опубликованы в [4].

Возможности любых фильтров в полной мере реализуются при условии, что их входные  $Z_e$  и выходные  $Z_a$  сопротивления строго согласованы с передатчиком и фидером соответственно. Вместе с тем это значит, что антенна должна быть настроена на резонанс и согласована с фидером. Стоячие волны в фидере заметно нарушают согласование и отрицательно влияют на эффективность фильтра. Как уже сказано, различные типы антенн в разной степени способны излучать помехи. В принципе антенны с низкоомным строго согласованным фидером излучают минимум помех. В понятие «строгое согласование» входит также соблюдение симметрии. Иначе говоря, коаксиальный кабель, например, должен

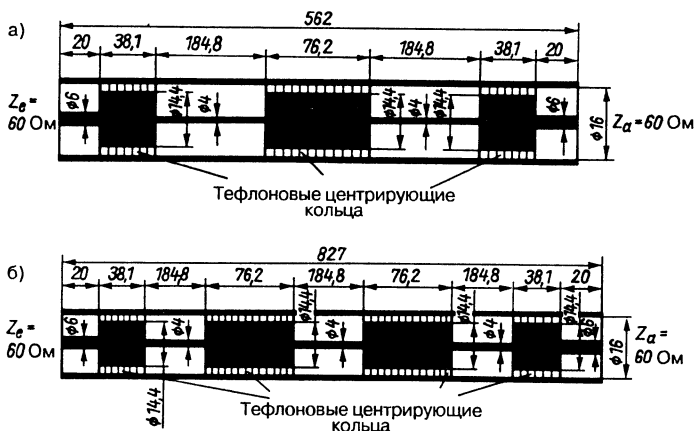


Рис. 30.18. Многозвенные ФНЧ DJ3QC: а – двозвенный коаксиальный П-образный фильтр; б – трехсекционный коаксиальный П-образный фильтр

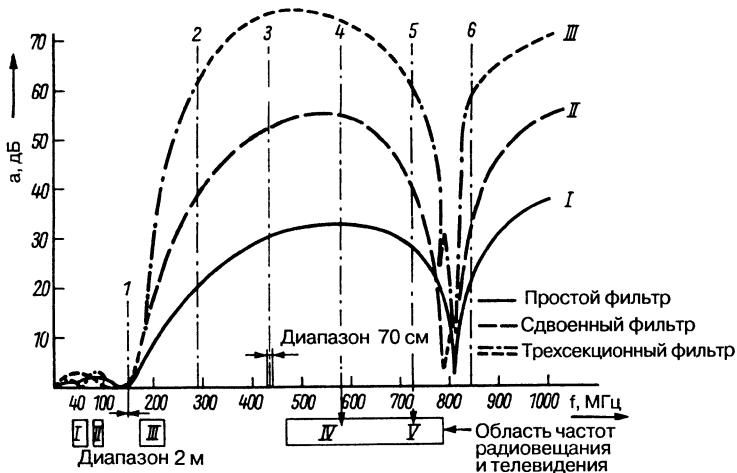


Рис. 30.19. Измеренная частотная зависимость ослабления одно- и многозвенными коаксиальными ФНЧ для 145 МГц (из UKW-Berichte)

соединяться с симметричной антенной только через симметрирующее устройство.

### 30.4. Практические реализации фильтров для бытовой электроники

Радиолюбителю всегда неприятно слышать упреки соседей по поводу помех от его передатчика теле- и радиоприему, а также работе звуковоспроизводящей аппаратуры. Во многих случаях причины помех кроются не в недостатках передающего устройства, а в техническом несовершенстве приемников или усилителей. Тем не менее в интересах сохранения дружеских отношений радиолюбителю стоит выяснить причину помех и поделить ее результатом с обеспокоенным соседом. Такого диагноза часто бывает достаточно, чтобы сравнительно примитивными средствами устранить причину недоразумений. В более тяжелых случаях, когда возникает необходимость вскрывать подозреваемое устройство, его владельцу надо обратиться к изготовителю плохо защищенного аппарата [5].

Фундаментальное исследование защищенности бытовой электроники от внешних излучений и возможностей ее усовершенствования выполнил и опубликовал Эгон Кох — DL1HM [6–8]. Остальная часть

этого раздела во многом основана на результатах его изысканий.

#### 30.4.1. Фильтры верхних частот

Искажения телевизионной картинки вызывают наибольшее раздражение зрителя и чаще всего служат причиной претензий к радиолюбителю. Они же чаще других причин фигурируют в рекламациях. Для начала необходимо удостовериться в том, что приемная антенна хорошо настроена и заземлена. В этой связи уместно напомнить, что до сих пор еще широко используются широкополосные антенные усилители. Не имея избирательных устройств на входе, они пропускают любые помехи от внешних источников излучений. Согласно [7], большая часть искажений телевизионной картинки возникает из-за недостаточной преселекции слишком мощных посторонних сигналов на транзисторе каскада предварительного усиления в тюнере. Когда такие сигналы излучаются АМ или SSB-передатчиками, имеет место кросс-модуляция, и на экране возникают искажения в виде более или менее широких горизонтальных полос или муара. Нередко это сопровождается сбоями кадровой или строчной синхронизации, а также нарушениями цветности; сильно искажается звуковое сопровождение и прослушивается посторонний передатчик. Напротив, мощные сигналы ЧМ передатчиков запирают транзистор каскада

предварительного усиления, что проявляется в более или менее сильном затемнении экрана.

Все искажения, обусловленные сильным посторонним сигналом на транзисторе каскада предварительного усиления, устраняются без вскрытия подверженной помехам аппаратуры, если между гнездом антенны на приемнике и самой антенной включить фильтр верхних частот (ФВЧ).

Такой фильтр рассчитывается по формулам (30.1–30.8) при граничной частоте  $f_{gr} = 35\div 45$  МГц. В зависимости от типа кабеля питания телеантенны применяется несимметричный ФВЧ с волновым сопротивлением 75 Ом для коаксиального фидера или симметричный ФВЧ с сопротивлением 240 Ом для плоской линии. Такими фильтрами комплектуются антенны промышленного производства.

Примеры ФВЧ для самостоятельного изготовления представлены на рис. 30.20. По схемам сразу видно: все, что здесь нужно, – это несколько керамических дисковых конденсаторов и моток медного эмалированного провода. Мелкие экранирующие корпуса нетрудно самому спаять из омедненной монтажной платы. Их размер должен быть

таким, чтобы расстояние между катушкой и окружающими металлическими поверхностями было не меньше диаметра катушки. Ориентировочные значения параметров катушек на рис. 30.20, достаточные для их изготовления, приведены в табл. 30.4.

Настройка катушек нужна лишь при необходимости довести ее индуктивность до номинальной величины. Если нет генриметра, настраиваемую катушку включают параллельно прецизионному конденсатору емкости  $C$  и с помощью индикатора резонанса определяют ее резонансную частоту  $f_{res}$ , а затем известным способом находят индуктивность катушки  $L$  по  $C$  и  $f_{res}$ . Настройка катушки на номинальную индуктивность осуществляется смещением ее витков.

### 30.4.2. Высокочастотный разделительный трансформатор

Другой причиной искажений на входе тюнера способны служить поверхностные волны, образующиеся на фидере. Они становятся особенно интенсивными, когда длина фидера оказывается резонансной для длин волн мешающего передатчика.

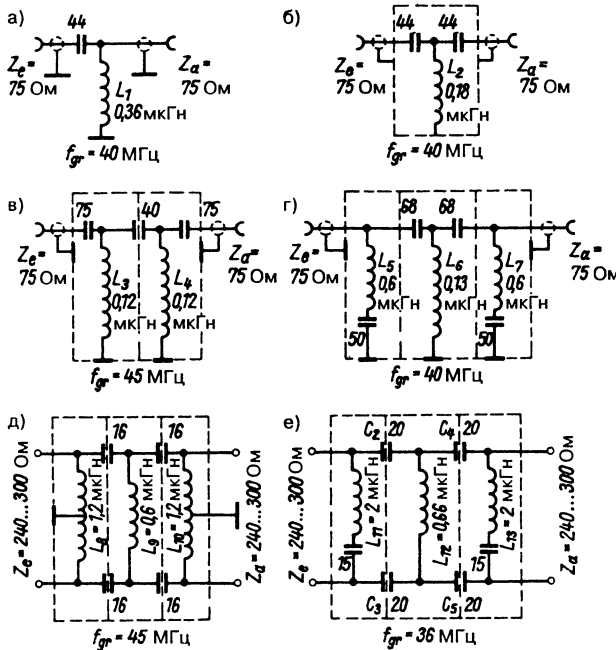


Рис. 30.20. Фильтры верхних частот для телевизионного приемника

Таблица 30.4. Ориентировочные данные катушек ФВЧ

Рисунок со схемой	Катушки	Индуктивность, мкГн	Количество витков	Диаметр катушки, мм	Длина намотки, мм	Диаметр провода, мм
30.20а	L1	0,36	12	8	14	0,8
30.20б	L2	0,18	8	8	14	0,8
30.20в	L3, L4	0,12	6,5	8	14	0,8
30.20г	L5, L7	0,60	16	8	16	0,8
	L6	0,13	7	8	14	0,8
30.20д	L8, L10	1,20	16	12	20	0,6
	L9	0,60	16	8	16	0,8
30.20е	L11, L13	2,00	26	12	34	0,8
	L12	0,66	17	8	16	0,8

Применение ФВЧ с коаксиальным фидером бессмысленно, так как поверхностные токи распространяются в экране кабеля и при недостаточном надежном заземлении экрана способны достигать входа приемника, обходя ФВЧ [7]. Такая опасность очень велика в случае телевизоров с несимметричным 75-омным входом, не оснащенных подлинно коаксиальным стандартным разъемом. В этом случае центральная жила и экран кабеля подключаются к входу тюнера и шасси через переходные конденсаторы, что требуется по соображениям безопасности из-за сетевого напряжения на шасси. Разделительный конденсатор не позволяет надежно заземлить экран кабеля. Более того, гармоники строчного генератора подключенного телевизора попадают в фидер и излучаются антенной, становясь более или менее сильной помехой приему радиовещательных станций КВ, СВ и ДВ диапазонов в растровом интервале 15625 Гц.

Помехи от поверхностных волн устраняются высокочастотным разделительным трансформатором, рассчитанным на частоты от 40 до 800 МГц. Некоторые изготовители комплектуют свои изделия такими трансформаторами для 240- и 75-омных входов, включаемыми между антенной и приемником без его вскрытия. Разделительные трансформаторы препятствуют также проникновению частот генератора строчной развертки в кабель фидера и вполне доступны для самостоятельного изготовления. На рис. 30.21а показана принципиальная схема для коаксиального кабеля, а на рис. 30.21б – для симметричной 240-омной линии. Они различаются монтажом и количеством витков. Преобразование в пропорции 1:1 обеспечивается бифилярной намоткой катушек трансформатора.

Их каркасом служит ферритовый сердечник с парными отверстиями, размеры которых соответствуют используемому проводу. Для 75-омной и 240-омной моделей достаточно 2×2 и 2×3 витков соответственно. Здесь также применимы мелкие ферритовые кольца. В крайнем случае можно обойтись вообще без ферритовых сердечников,

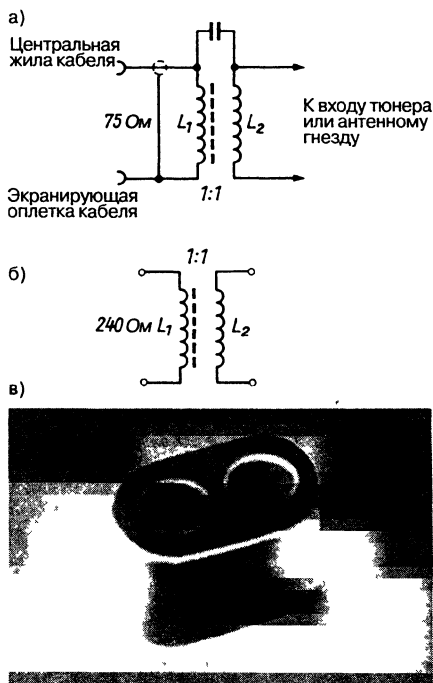


Рис. 30.21. Высокочастотные разделительные трансформаторы: а – для коаксиального кабеля; б – для 240-омного плоского кабеля; в – сердечник с парными отверстиями

удвоив количество витков. Ориентировочно на каркасе диаметром 7 мм надо уложить бифилярную обмотку из  $2 \times 4$  или  $2 \times 6$  витков эмалированного медного провода диаметром 1 мм с шагом 1 мм. По свидетельству в [2], подобные высокочастотные разделительные трансформаторы хорошо подавляют помехи от коротко- и средневолновых сигналов перед входом широкополосных антенных усилителей.

### 30.4.3. Высокочастотный шлейф

Вблизи мощного двухметрового любительского передатчика возможны помехи телевизионному приему, проявляющиеся в ослаблении контраста изображения. Как правило, причиной тому служит не сам передатчик, а недостаточная входная избирательность телевизионного приемника. Здесь поможет разомкнутый четвертьволновый шлейф, настроенный на частоту передатчика в двухметровом диапазоне и включенный рядом с гнездом антенны телевизионного приемника (рис. 30.22). Такой разомкнутый шлейф, изготовленный из того же кабеля, что и фидер антенны, действует как отсасывающий фильтр (последовательный резонансный контур) по отношению к волнам помех, ослабляя их на 35–45 дБ. При выборе длины четвертьволнового шлейфа надо учитывать коэффициент укорочения применяемого кабеля. Аналогичное действие оказывает полуволновый

замкнутый шлейф (рис. 5.29). Кроме того, на входе широкополосного антенного усилителя шлейфы ведут себя как отсасывающие фильтры относительно частот УКВ диапазона.

Если ослабление помехи одиночным шлейфом недостаточно, к фидеру подключают аналогичный шлейф на расстоянии  $\lambda/4$  от первого (рис. 30.23), и помеха ослабляется на 70 дБ. Расстояние между шлейфами определяется с учетом коэффициента укорочения. Шлейфы, настроенные на 145 МГц, ослабляют также полезный сигнал в низкочастотной области телевизионного диапазона III (канал 5 МККР) приблизительно на 12 дБ, но с ростом частоты ослабление полезного сигнала падает, убывая до нуля на 12-м канале МККР. Если ФВЧ и высокочастотные разделительные трансформаторы не устраняют помехи от посторонних излучений, значит, высокая частота проникает в телевизионный приемник через подключенные к нему линии или прямо воздействует на его схему. Для проверки отключают кабель дистанционного управления, провода внешних громкоговорителей и прочие внешние линии, а сетевое питание на приемник подают через дроссель (рис. 30.24). Его бифилярная обмотка на кольцевом ферритовом сердечнике характеризуется индуктивностью 1,8 мкГн на виток.

Наличие помехи и после этих мер свидетельствует о прямом воздействии внешнего излучения на схему телевизора. Здесь роль антенны играют главным образом длинные кабели межблочной связи и проводка монтажа, через которые нежелательный сигнал помехи проникает в критические цепи схемы. Причиной может быть и нерациональная топология отдельных плат с подключением множества проводников. Для устранения помех от непосредственного воздействия внешнего радиоизлучения на прибор придется вмешаться в его схему.

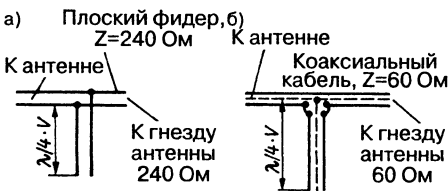


Рис. 30.22. Разомкнутый четвертьволновый шлейф: а – для симметричной линии; б – для несимметричного коаксиального кабеля

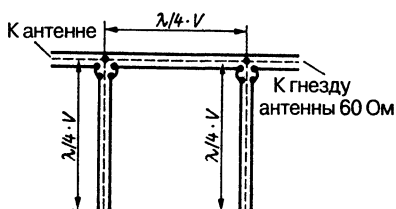


Рис. 30.23. Двойной шлейф для коаксиального кабеля

### 30.4.4. Фильтры нижних частот

Изредка приему средне- и длинноволновых радиовещательных станций мешают частоты любительских передатчиков. В этом случае ФВЧ бесполезны, и надо обращаться к ФНЧ, способным отсеять все частоты выше 1700 кГц. Подобный фильтр представлен на рис. 30.25. Во избежание связи между катушками  $L_1$  и  $L_2$  они монтируются так, чтобы их оси были взаимно перпендикулярны. Действие фильтра несколько улучшается, если между его выходом и

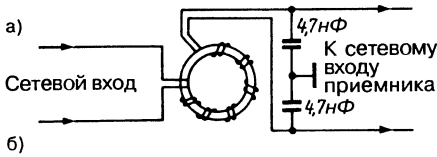


Рис. 30.24. Сетевой дроссель для телевизионного приемника: а – принципиальная схема; б – кольцо из порошкового железа с обмоткой (фото Эгона Коха)

гнездом антенны на приемнике включить безындукционное сопротивление на 400 Ом (показано пунктиром). Естественно, такой фильтр делает невозможным прием на коротких волнах, поскольку их частоты оказываются вне полосы прозрачности фильтра.

Фильтр содержит следующие катушки:  $L_1 = 65$  витков медного эмалированного провода диаметром 0,65 мм, уложенных виток к витку на цилиндрическом сердечнике диаметром 38 мм;  $L_2 = 41$  виток, остальное аналогично  $L_1$ . Индуктивная связь между катушками недопустима.

### 30.4.5. Дополнительные средства защиты от помех

Иногда высокочастотные колебания проникают в низкочастотные цепи радиоприемников,

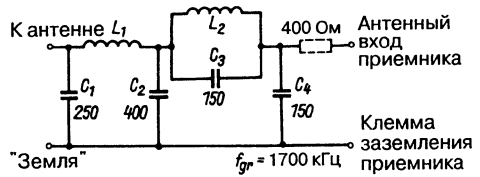


Рис. 30.25. Фильтр нижних частот для АМ радиовещательного приемника без КВ диапазонов

усилителей, магнитофонов или проигрывателей, выпрямляются там и прослушиваются как низкочастотные звуковые колебания. Вероятными источниками подобных высокочастотных колебаний служат передатчики SSB или с амплитудной модуляцией, а также радиотелетайп или малокадровое телевидение. Частотно модулированные ВЧ сигналы не бывают причиной таких помех, поскольку НЧ усилитель не способен демодулировать ЧМ сигнал. Чаще всего нежелательные радиосигналы проникают в низкочастотные усилители аппаратуры через подключенные сетевые шнуры, кабели микрофонов, проигрывателей, магнитофонов или внешних громкоговорителей. В определенном полупроводниковом элементе схемы мешающий радиосигнал выпрямляется, усиливается и становится слышимым. В зависимости от возникновения низкочастотного искажения (до или после регулятора громкости) слышимость помехи поддается регулировке или остается постоянной независимо от положения этого регулятора.

Чтобы установить, проникает ли радиочастота через подключенные к прибору шнуры, их отсоединяют от гнезд и клемм, заменяют внешний громкоговоритель наушниками по возможности с витым шнуром и питают прибор от сети через дроссель (рис. 30.26).

Если помеха сохранилась, значит, ее причина – прямое воздействие радиоизлучения на схему аппаратуры. В противном случае

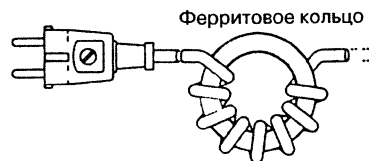


Рис. 30.26. Простой сетевой дроссель

источник помехи, выявляют, последовательно подключая к гнездам и клеммам все прежние шнуры. Иногда роль антенны могут играть длинные шнуры между стереоустройством и акустическими колонками. В таком случае акустику к выходу стереоустройства подключают через дроссель, блокирующий радиочастотный сигнал (рис. 30.27).



Рис. 30.27. Радиочастотный дроссель на ферритовом стержне для акустической колонки (фото Эгона Коха)

Дроссель делается из ферритового стержня длиной 140 мм и диаметром 10 мм, на который плотно укладывают 25 витков двухпроводного шнура с толщиной медных жил 0,5 мм. С тем же успехом можно использовать дроссель с бифилярной обмоткой, показанный на рис. 30.24б. Если же роль антенн для радиопомехи играют шнуры и кабели других устройств (проигрывателя, магнитофона и т.п.), надо прежде всего проверить, соединен ли вывод 2 стандартного входного гнезда напрямую с шасси устройства (рис. 30.28). Если нет, между массой и выводом 2 включают конденсатор на 2,2–10 нФ. Тогда низкочастотные выходы 3 и 5 для средне- и высокоомных источников (магнитофона, пьезоголовки, пьезомикрофона) развязывают с помощью RC-цепочек по схеме на рис. 30.28а. В случае низкоомного источника (магнитная головка, динамический микрофон) RC-цепочки включают по схеме на рис. 30.28б. Миниатюрные радиочастотные дроссели приобретают через торговую сеть или изготавливают самостоятельно, взяв ферритовый стержень длиной 15 мм и диаметром 2,5–3 мм и плотно уложив на нем 40 витков медного эмалированного провода диаметром 0,3 мм (индуктивность дросселя примерно равна 10 мкГн). Чтобы не вмешиваться в схему аппаратуры, цепи

для защиты от помех выполняют в виде вставных блоков. Описанные типы низкочастотных искажений бывают и в телевизионном приемнике.

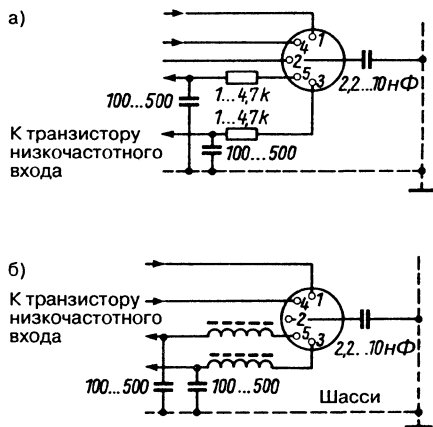


Рис. 30.28. Подключение звеньев для защиты от радиопомех к стандартным низкочастотным гнездам: а – для средне- и высокоомных источников; б – для низкоомных источников

### Литература к главе 30

- [1] Peitz, G.: Berechnung von Filtern. Funk-Technik 6/1966, S. 206–208.
- [2] Allen, W. H.: Modem filter design for the radio amateurs. Radio Communication, August 1971, pp. 532–535.
- [3] VFS: Antennen-Tiefpaßfilter für KW-QRP-Sender. Funkamateuer 5/95, S. 519.
- [4] Dohls, H.-J.: Koaxiale Tiefpaßfilter für VHF und UHF. UKW-Berichte 1/1964, S. 5–17.
- [5] Becher, H.: Hochfrequente Störeinstrahlungen in Empfänger. DL-QTC 1/1969, S. 3–16.
- [6] Koch, E.: Prüfung der Einstrahlfestigkeit von NF-Verstärkern. Funkschau, 8/1976, S. 309–311.
- [7] Koch, E.: Einstrahlfestigkeit «nachgerüstet» 1. Teil, Funkschau 23/1975, S. 73–76; 2. Teil, Funkschau, 24/1975, S. 83–86.
- [8] Koch, E.: Beseitigung störender Beeinflussungen bei Unterhaltungsgeräten durch Amateurfunkstellen. QRV 11/1979, S. 643–652.
- Blechert, G.: Zum Bedarf an Einstrahlungs-Störfestigkeit bei elektronischen Geräten in Wohngebieten. CQ-DL 11/88, S. 690–693.
- Brandt, H.-J.: Videorekorder-Entstörung im eigenen Haushalt. CQ-DL 6/89, S. 373.
- Brandt, H.-J.: Dioden im Strahlungsfeld von Antennen. CQ-DL 1/90, S. 31.
- DeMave, D.: How to Deal with Audio RFI Problems. QST, May 1988, pp. 18–20.
- Dettmers, B.: Störung oder störende Beeinflussung – ein wichtiger Unterschied in Funkstürfällen. CQ-DL 1/89, S. 28–29.

- Heidt, H.*: Antennenverteiler – ein Risiko für störende Beeinflussungen (TVI). CQ-DL 9/89, S. 563.
- Koch, E.*: Funkstörungen in Antennenverstärkern. Funkschau 12/1977, S. 83–87.
- Koch, E.*: Störende Beeinflussungen von Empfangsanlagen durch Amateurfunkstellen. Funkschau 13/1977, S. 52–54.
- Lamb, M.*: RFI and Computers in the Shack. CQ, November 1987, pp. 66–68.
- Schmidt, H.*: Störungen und störende Beeinflussungen. Funkschau 14/1979, S. 65–66.
- Schwarzbeck, G.*: BCI/TVI durch Oberwellen von KW-Sendern. CQ-DL 2/76, S. 44–45.
- Schwarzbeck, G.*: TVI und BCI durch Oberwellen. CQ-DL 12/82, S. 593–600.
- Weidemann, A.*: Funkstömngen – Rechtslage/Tips zur Entstörung. Funkschau 16/1986, S. 38–41; Funkschau 7/1986, S. 36–39.
- Weidemann, A.*: Funk-Störungen – Funk-störende Beeinflussungen. Beam 12/88, S. 33–35; Beam 1/89, S. 20–21.



# 31. Измерительные приборы и измерения характеристик антенн

## 31.1. Приборы

Для обеспечения благоприятных условий эксплуатации антенного устройства требуется определенный минимум измерительных приборов. Увы, установки промышленного изготовления очень дороги и почти недоступны радиолюбителю. Приходится заниматься самостоятельным изготовлением нужной аппаратуры, тем более что для практических целей вовсе не требуется высокая точность измерений.

Самодельные измерители, необходимые при согласовании антенн, несложны и не нуждаются в дорогостоящих деталях. Это особенно важно применительно к антенным устройствам с коаксиальным фидером, когда минимальный комплект приборов состоит лишь из индикатора резонанса (измерителя резонансной частоты) и КСВ-метра, самостоятельно построить который не составляет труда. Есть еще несколько приборов, упрощающих настройку антенн или позволяющих определять их характеристики, однако они необязательны для подготовки антенны к работе в нормальном режиме.

Надобность в абсолютных измерениях возникает не очень часто, обычно удовлетворяют относительные оценки. Как правило, достаточно определить максимум тока или напряжения, найти минимальный КСВ или свидетельство максимальности либо минимальности напряженности поля. Далее рассматриваются важнейшие самодельные приборы и вспомогательные средства для измерения параметров антенн.

### 31.1.1. Индикаторы тока и напряжения

Возможность измерять ток антенны, а иногда и ее напряжение весьма полезна при использовании настроенного фидера. Для абсолютных измерений тока антенны применяют термопару с высокочувствительным магнитоэлектрическим измерителем постоянного тока, реже – тепловой электроизмерительный

прибор. Однако они дороги и боятся перегрузок.

Поскольку радиолюбителю обычно не требуются абсолютные значения тока антенны, то вполне достаточно иметь устройство, способное определить появление максимума тока при настройке антенны. В простейшем случае между выходом передатчика и антенной включают лампу накаливания (например, для подсветки шкал), свечение которой становится предельно ярким при максимальном токе в цепи (рис. 31.1).

Параллельные сопротивления  $R_S$  шунтируют лампу, отчасти защищают ее от перегрузки и ослабляют вредное влияние индуктивности нити. Лампы в схеме на рис. 31.1б дополнительно показывают, симметрично ли возбуждение проводников фидера (при симметричном возбуждении их яркость одинакова).

На рис. 31.1 лампу и резистор  $R_S$  можно поменять местами. Вместо  $R_S$  включается отрезок фидера и шунтируется лампой.

Индикаторы тока антенны на рис. 31.2 различаются только способом подключения фидера. Выпрямителями здесь могут служить любые полупроводниковые диоды, работающие в радиочастотном диапазоне. Чувствительность таких приборов к индикации тока намного выше, чем у лампы накаливания. Величина сопротивления  $R_V$  зависит от внутреннего сопротивления измерительной головки и требований к чувствительности устройства в целом.

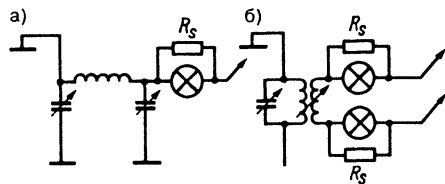


Рис. 31.1. Индикатор тока на лампе накаливания: а – для однопроводной линии питания; б – для двухпроводного фидера

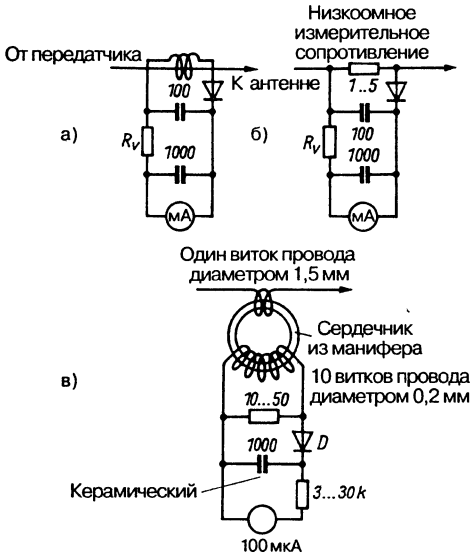


Рис. 31.2. Приборы для индикации тока антенны: а – отвод высокочастотного тока через петлю связи; б – измерение падения напряжения на низкоомном измерительном сопротивлении; в – радиочастотный трансформатор тока

Характеристика полупроводникового диода нелинейна, поэтому необходимо калибровать измерительную головку вместе с диодом.

Иногда очень полезно определять максимум или минимум высокочастотного напряжения. Такой способностью обладает неоновая лампа, подключенная к фидеру через емкость (рис. 31.3). При средней мощности передатчика для разгорания лампы бывает достаточно ее емкостной связи с фидером. Во всех приведенных ниже схемах используются керамические конденсаторы.

При смешанном подключении (рис. 31.4) проволочная петля служит емкостным и индуктивным отводом радиочастотного напряжения от фидера. Диод D выпрямляет

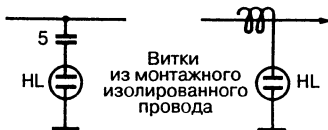


Рис. 31.3. Индикация высокочастотного напряжения неоновой лампой с емкостной связью

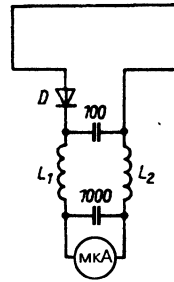


Рис. 31.4. Индикатор высокой частоты с петлей связи

высокочастотный сигнал, и напряжение постоянного тока через многозвенный фильтр поступает на микроамперметр.

Размеры петли связи выбирают по обстоятельствам. В коротковолновых диапазонах ее длина составляет 50–100 мм, тогда как в двухметровом диапазоне достаточно 20 мм. Одинаковые дроссели  $L_1$  и  $L_2$  рассчитываются на исследуемый интервал частот. Для всех КВ диапазонов подходят катушки с намоткой «универсаль» индуктивностью около 0,5 мГн, а на УКВ – дроссели свободной намотки приблизительно из 20 витков медного эмалированного провода на карандаше. Измерительной головкой может служить не только микроамперметр, но и более грубый прибор со шкалой на 1 мА.

Использование диодов в цепи антенны сопряжено с опасностью возникновения поверхностных волн рабочей частоты при выпрямлении сигнала из-за нелинейности характеристики диода. Поэтому диоды могут оказаться причиной помех приему радио- и телепередат.

### 31.1.2. Индикатор резонанса

Обычно индикатором резонанса (Dip-Meter) называют измерительный прибор со встроенным генератором, позволяющий определить частоту резонанса внешнего LC-контура по броску отсчета измерительной головки при непрерывной перестройке частоты колебаний генератора. Такой прибор активно применяется в радиоловительской практике и является неотъемлемой частью любительской радиостанции. Его главное назначение – находить и приблизительно определять резонансную частоту колебательных контуров. Он служит также для настройки антенн и измерений параметров

фидеров. Возможность применять индикатор резонанса в качестве поглощающего измерителя резонансной частоты, кварцевого генератора и измерителя индуктивностей и емкостей подчеркивает универсальность прибора [1–3].

Когда-то индикатор строился на лампе (рис. 31.5). Теперь такая конструкция считается устаревшей: лампы вытеснили полупроводники. Прибор работает на автономном питании и очень экономичен по току, но из-за этого выходная мощность встроенного генератора мала. Ее недостаточно, например, для питания измерительных мостов полного внутреннего сопротивления.

В простейшем случае (рис. 31.5) индикатор резонанса состоит из лампового генератора перестраиваемой частоты колебаний со стрелочным прибором в цепи управляющей сетки лампы, показывающим постоянную составляющую сеточного тока. С приближением катушки индикатора к внешнему колебательному контуру, который находится в резонанс с частотой генератора, внешнее устройство, не имеющее собственного источника колебаний, начинает отсасывать энергию колебаний индикатора из катушки. В результате сеточный ток убывает, что и показывает стрелка прибора.

Ламповый индикатор резонанса по техническому устройству – самый обычный прибор. В любительской литературе имеется множество подробных описаний таких приборов. В схемах индикаторов, рассматриваемых далее, для простоты опущены подробности, связанные с питанием от сети и вспомогательными блоками. Ориентировочные параметры колебательных контуров всех моделей приводятся в табличном виде.

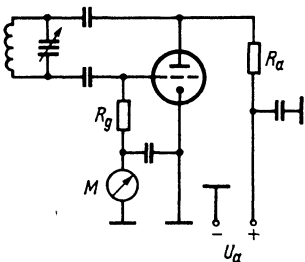


Рис. 31.5. Принципиальная схема лампового индикатора резонанса

### Одноламповые схемы

В схемах на рис. 31.6 использован генератор с параллельным питанием, собранный по схеме Колпица (емкостный трехточечный генератор), обычной для индикаторов резонанса. Главное его достоинство состоит в том, что он не нуждается в катушке обратной связи или отводе от индуктивности контурной катушки, поскольку колебания обеспечиваются положительной обратной связью за счет емкостного делителя напряжения высокой частоты. В катушках индуктивности  $L$  не протекает постоянный ток, и они не имеют гальванической связи ни с точкой нулевого потенциала схемы, ни с шиной анодного питания лампы. На рис. 31.6а чувствительность задается переменным резистором сопротивлением 10 кОм, шунтирующим стрелочный индикатор.

В приборе с улучшенной схемой настройки (рис. 31.6б) катодный резистор создает положительный потенциал катода. Одновременно с помощью переменного резистора сопротивлением 10 кОм к управляющей сетке приложено положительное напряжение смещения. Такая комбинация позволяет выбрать подходящую рабочую точку, расширяя диапазон регулировки и улучшая четкость индикации.

В схеме на рис. 31.6в используется нувистор GCW4 – сверхминиатюрная лампа, отличающаяся особой компактностью, ничтожными значениями индуктивностей вводов и малым током накала. При соответствующих параметрах сопротивления анодной нагрузки и сопротивления утечки сетки здесь могут быть применены и другие триоды, поскольку речь идет об обычном генераторе. Новизна прибора заключается в транзисторном усилителе постоянного тока, с помощью которого улучшается чувствительность индикации резонанса. В оригинальной конструкции усилитель собран на транзисторе 2N1264, но он может быть заменен практически любым низкочастотным транзистором<sup>1</sup>.

При правильном конструировании с использованием коротких проводников все схемы генераторов Колпица с указанными типами ламп работают во всем УКВ диапазоне. Емкости ламп почти одинаковы,

<sup>1</sup> Лампу ЕС92 можно заменить отечественной 6С2П, сверхминиатюрной 6С2Б или 6С7Б. – Прим. ред.

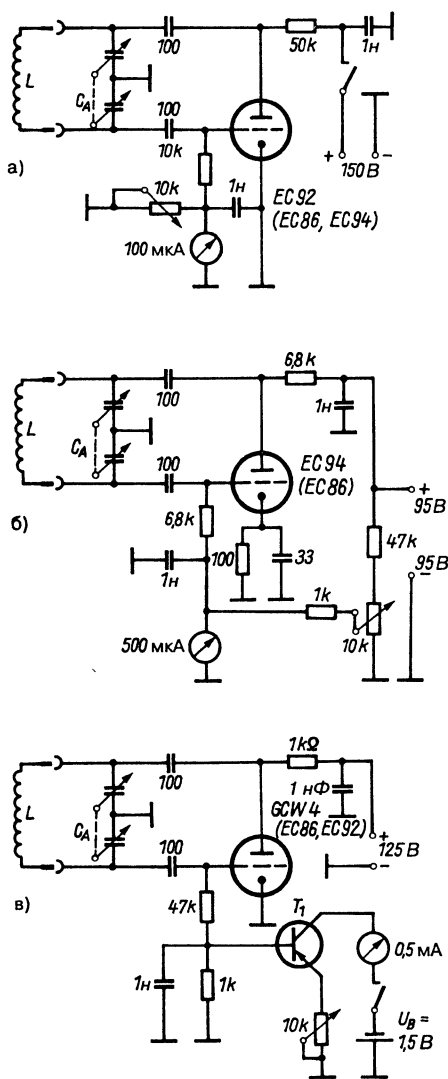


Рис. 31.6. Схемы простых универсальных ламповых индикаторов резонанса

благодаря чему параметры колебательных контуров подобных схем имеют приблизительно равные значения. Поэтому в табл. 31.1 приводятся только параметры катушек  $L$  для единственной величины емкости двухсекционного агрегата переменных конденсаторов (АПК)  $C_A$  по 140 пФ, выбранные так, чтобы перекрывались частотные диапазоны настройки. Данные в табл. 31.2 соответствуют емкости АПК  $C_A$   $2 \times 50$  пФ.

В этом случае для перекрытия всего диапазона требуется больше сменных катушек, но вместе с тем улучшается точность индикации резонанса. Если не указано иное, обмотки катушек укладываются в один слой на синтетическом каркасе диаметром 19 мм.

### Индикатор резонанса для ДМВ

Схема прибора на рис. 31.7 построена на нувисторе GCW4<sup>1</sup> и применяется на частотах до 700 МГц. С тем же успехом в ней можно использовать ДМВ триод EC86. Емкость конденсатора настройки  $C_A$  (8 пФ) включена последовательно с проходной емкостью лампы (сетка-анод), благодаря чему получается приемлемое отношение  $L/C$ . Необычно малое сопротивление утечки сетки 330 Ом предотвращает перевозбуждение генератора, но существенно уменьшает амплитуду броска показаний микроамперметра, поэтому здесь, как и в схеме на рис. 31.6в, применен транзисторный усилитель постоянного тока. В анодную и сеточную цепи добавлены высокочастотные дроссели по 22 мкГн. Как и положено, в аппаратуре ДМВ дроссели малой индуктивности (0,8 мкГн) включены в цепь накала лампы. К сменным индуктивностям разной длины и U-образной формы приложено напряжение постоянного тока. Для защиты от поражения этим напряжением достаточно натянуть на них трубку из высококачественного изолирующего материала. Ориентировочные значения индуктивностей, показанных на рис. 31.7б, приведены в табл. 31.3.

### Комбинированные ламповые индикаторы резонанса

Чтобы добиться четкого броска стрелки при наступлении резонанса при использовании простого лампового индикатора, необходима очень сильная связь между ним и обследуемым контуром. Такая связь приводит к тому, что значительно расстраиваются и контур, и сам генератор. В результате показания индикатора оказываются неверными. Поэтому предпочтительнее устройства, повышающие чувствительность прибора при слабой связи с контуром без дополнительных затрат. На рис. 31.8 показана проверенная схема на двойном триоде ECC82<sup>2</sup>, ставшая стандартом среди радиолюбителей

<sup>1</sup> Лампу GCW4 можно заменить отечественной 6С52Н. – Прим. ред.

<sup>2</sup> Лампу ECC82 можно заменить лампой 6Н11П. – Прим. ред.

Таблица 31.1. Параметры сменных катушек индикатора резонанса с конденсаторами переменной емкости по 140 пФ

Диапазон частот, МГц	Количество витков	Провод	Каркас катушки
2–5	102	0,16 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
5–14	26	0,3 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
14–37	8	0,5 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
37–100	2	2,0 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
100–250	Петля U-образной формы длиной 38 мм и шириной 6 мм из посеребренного медного провода диаметром 2–2,5 мм		

Таблица 31.2. Параметры сменных катушек индикатора резонанса с конденсаторами переменной емкости по 50 пФ

Диапазон частот, МГц	Количество витков	Провод	Каркас катушки
1,7–3,2	195	0,16 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
2,7–5,0	110	0,25 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
4,4–7,8	51	0,25 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
7,5–13,5	24	0,25 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм
12–22	21	0,5 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм (длина намотки 20 мм)
20–36	14	0,5 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм (длина намотки 12 мм)
33–60	8 1/2	0,8 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм (длина намотки 13 мм)
54–99	3 3/4	0,8 мм, медь, лак	Диаметр 19 мм (длина намотки 8 мм)
90–165	Петля U-образной формы длиной 85 мм и шириной 12 мм из посеребренного медного провода диаметром 2 мм		
150–275	Петля U-образной формы длиной 32 мм и шириной 6 мм из посеребренного медного провода диаметром 2 мм		

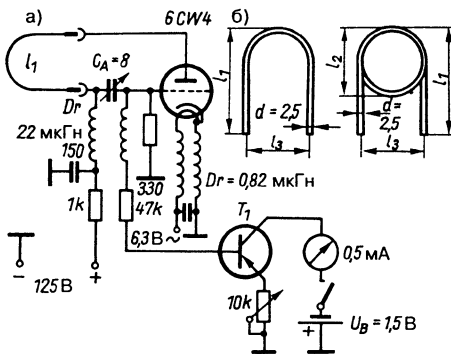


Рис. 31.7. Ламповый индикатор резонанса для УКВ и ДМВ; а – схема; б – эскиз сменных индуктивностей

ФРГ. На левом триоде собран генератор по обычной трехточечной схеме Колпица, которая ничем не отличается от рассмотренных схем. На правом триоде собран ламповый вольтметр, внутреннее сопротивление которого служит одним из плеч моста. Три других плеча образованы резисторами, а в диагональ моста включен стрелочный прибор. При работающем генераторе мост уравнивается переменным резистором  $R_3$ . В случае резонанса амплитуда колебаний генератора уменьшается из-за отсоса энергии исследуемым контуром. Это приводит к уменьшению сеточного тока и напряжения смещения левого триода, а вместе с ним уменьшается напряжение смещения правого триода. В результате изменяется его внутреннее сопротивление и нарушается баланс моста. Поэтому при резонансе стрелка миллиамперметра

Таблица 31.3. Параметры сменных катушек индикатора резонанса для диапазона УКВ

Диапазон частот, МГц	$l_1$ , мм	$l_2$ , мм	$l_3$ , мм	d, мм
270–325	70	17,5	13	2,5
315–375	80	–	13	2,5
370–460	50	–	13	2,5
415–515	42	–	13	2,5
445–565	32	–	13	2,5
545–730	13	–	13	2,5

уверенно отклоняется даже при очень слабой связи с объектом измерения.

Схема еще более доступной модели индикатора представлена на рис. 31.9. Цепь левого триода ЕСС83 собрана также по схеме генератора Колпица. Правая половина триода образует усилитель постоянного тока, в анодную цепь которого включен вольтметр постоянного тока, служащий также рабочей нагрузкой. Шкала вольтметра должна быть рассчитана на величину используемого анодного напряжения (около 250 В). Вольтметр надежно защищен от любых перегрузок, так как приложенное к нему напряжение не может быть меньше нуля и больше напряжения анодного питания.

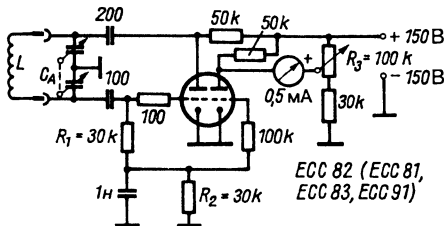


Рис. 31.8. Индикатор резонанса с ламповым вольтметром

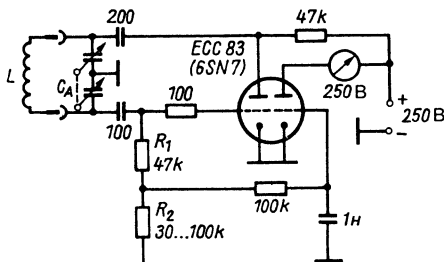


Рис. 31.9. Индикатор резонанса с усилителем постоянного тока

В данной схеме признаком резонанса также служит отклонение стрелки вольтметра. Чувствительность индикатора вполне достаточна и может быть повышена, если переключить вольтметр на более низкий предел измерений. Начальная установка осуществляется с помощью переменного резистора сопротивлением 200 кОм, который включается вместо делителя напряжения  $R_1 - R_2$ . Движок потенциометра устанавливают при включенном генераторе так, чтобы отсчет вольтметра был приблизительно равен  $1/4$  от его верхнего предела. Сопротивления между крайними выводами потенциометра и его средним выводом измеряют омметром. Потенциометр заменяют делителем из пары постоянных резисторов величиной, соответствующей показаниям омметра. После этого индикатор резонанса готов к работе. Разумеется, здесь подойдет любой многопредельный вольтметр, который отвечает требуемому диапазону измерений.

### Индикаторы резонанса на полевых транзисторах

Полупроводниковые индикаторы резонанса выгодны своей компактностью и экономичностью по питанию, что делает их особенно удобными для исследования антенн. Однако их применение несколько ограничено по сравнению с ламповыми индикаторами, так как стандартные радиочастотные транзисторы маломощны<sup>1</sup>. Поэтому, например, транзисторный генератор нельзя использовать в качестве высокочастотного генератора для питания мостов полного внутреннего сопротивления.

На рис. 31.10а изображена схема транзисторного индикатора резонанса с генератором, собранным, как и предыдущие, по схеме Колпица. В качестве транзистора  $T_1$  должен быть выбран кремниевый транзистор структуры п-р-п, обладающий как можно более высокими значениями граничной частоты и статического коэффициента передачи тока. В прототипе прибора применен транзистор 2SC288A<sup>2</sup>. Схема предоставляет возможность модулировать выходной сигнал генератора по амплитуде звуковой частотой 2000 Гц, которая генерируется схемой на транзисторе  $T_2$  с двойным Т-образным

<sup>1</sup> В настоящее время выпускаются достаточно мощные транзисторы высокой и ультравысокой частоты. – Прим. ред.

<sup>2</sup> Можно использовать отечественный транзистор КТ315А. – Прим. ред.

мостом в цепи обратной связи. Выбор транзистора  $T_2$  не имеет решающего значения. Обычно модуляцию сигнала не задействуют, отказываясь от звуковой части схемы без всякого ущерба.

В этой схеме могут быть использованы катушки индуктивности, параметры которых приведены в табл. 31.1 и 31.2. Если имеется сдвоенный агрегат конденсаторов переменной емкости по 130 пФ, понадобится только шесть сменных катушек, чтобы охватить диапазон частот от 1,5 до 230 МГц

с перекрытием поддиапазонов. В табл. 31.4 указаны индуктивности катушек, необходимые для получения соответствующих поддиапазонов. Важно изготовить катушки с минимальной собственной емкостью и выбрать переменные конденсаторы с наименьшей начальной емкостью.

Переменное напряжение генератора выпрямляется диодом  $D$ , постоянная составляющая выпрямленного тока измеряется магнитоэлектрическим прибором с верхним пределом 100 мкА. Выходной уровень генератора

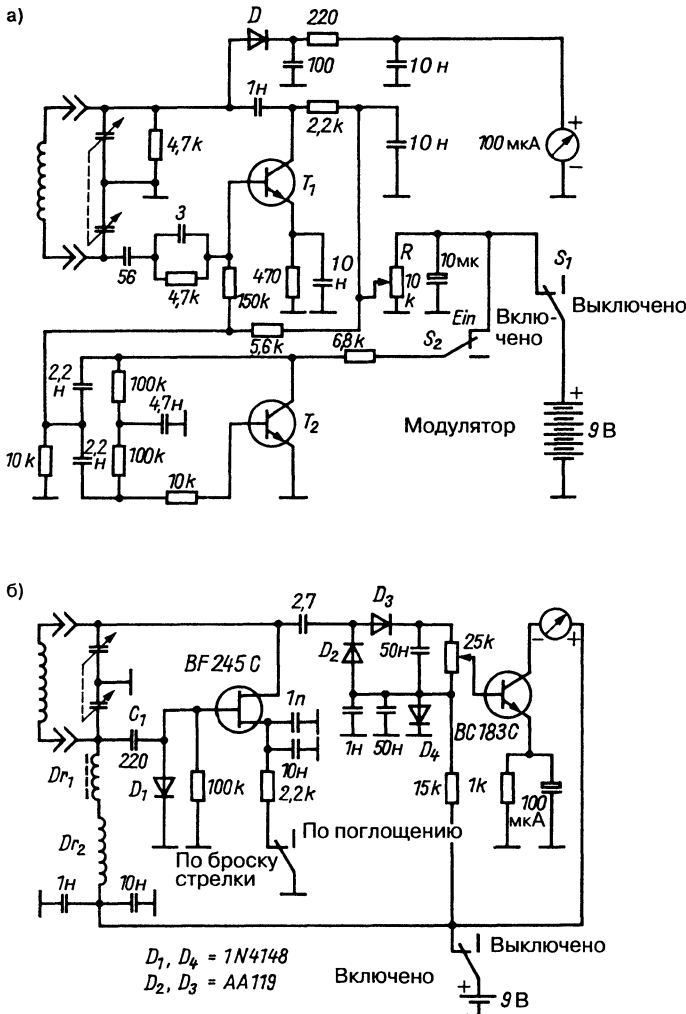


Рис 31 10. Полупроводниковый индикатор резонанса: а – схема транзисторного индикатора с модулятором; б – схема современного индикатора на полевых транзисторах

устанавливается переменным резистором  $R$  на 80% от этого предела. Резонанс с внешней схемой индицируется броском стрелки микроамперметра к началу шкалы. При напряжении питания 9 В потребляемый ток составляет 2 мА. В режиме с выключенным питанием при разомкнутом ключе  $S_1$  прибор работает как поглощающий частотомер. Схема во многом аналогична транзисторному индикатору резонанса промышленного изготовления марки LEADER LDM 815.

Современный индикатор резонанса на полевых транзисторах, схема которого показана на рис. 31.10б, описан в [4]. Его родство с ламповым индикатором очевидно. В качестве сменных катушек индуктивности колебательного контура могут быть взяты данные из табл. 31.1 и 31.2 без всяких изменений. У схемы есть одно полезное свойство: диод  $D_1$  стабилизирует амплитуду радиочастотных колебаний и одновременно уменьшает составляющую колебаний, связанную с поверхностными волнами. Германиевые диоды  $D_2$  и  $D_3$  образуют схему удвоения напряжения, тогда как  $D_4$  стабилизирует рабочую точку транзистора BC183C<sup>1</sup> при разряде аккумулятора питания. Обычный миниатюрный радиочастотный дроссель  $D_7$  состоит из нескольких витков на ферритовом сердечнике. Напротив, дроссель  $D_8$  индуктивностью 1 мГн задерживает низкие частоты. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  должны быть дисковыми керамическими со слабым отрицательным температурным коэффициентом (около Н75). Стрелочным прибором служит миллиамперметр на 0,1–0,5 мА. При отключении источника питания прибор действует как поглощающий частотомер очень высокой чувствительности. Дополнительная литература указана в [5, 6].

### 31.1.3. КСВ-метры

Описываемые далее приборы показывают наличие стоячих волн, измеряют коэффициент отражения и служат индикатором согласования.

#### Рефлектометр и направленный ответвитель

Рефлектометр образуется из пары последовательных ответвителей, когда один из них измеряет уровень проходящей волны,

Таблица 31.4. Индуктивности сменных катушек при емкости 2–130 пФ

Диапазон частот, МГц	Индуктивность, мкГн
1,55–3,5	165
3,12–7,9	40
7,05–18	7,8
17–42,5	1,4
39,5–100	0,25
93–235	0,045

а другой – отраженной. Это позволяет определить коэффициент отражения или величину КСВ. Так, рефлектометр (W. Buschbeck – германский патент № 737877, 1939 г.) состоял из направленных ответвителей с дискретными реактивными сопротивлениями (трансформатором тока и делителем напряжения) [7]. Автор назвал свой прибор «измерителем рассогласованности».

Термин «рефлектометр» появился в 1941 г. в описании прибора Пистолькорса и Неймана [8] для прямых измерений согласования, который состоял из двух шлейфных ответвителей.

#### Направленные ответвители

Принцип действия направленного ответвителя иллюстрируется рис. 31.11 [9]. Он состоит из главного и побочного плеч с зоной связи, в которой имеют место индуктивная и емкостная связь. Напряжение, получаемое благодаря индуктивной связи, определяется направлением тока в кабеле, тогда как напряжение за счет емкостной связи от направления тока не зависит.

На одной стороне побочного плеча имеется связанный выход, а на другой – развязанный.

Термин «направленный ответвитель» появился в американских публикациях 1945 г.

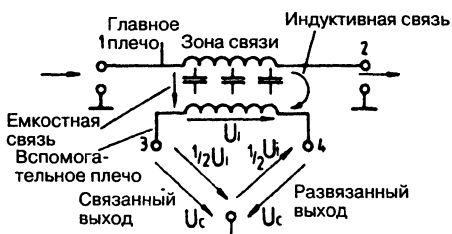


Рис. 31.11. К принципу действия направленного ответвителя

<sup>1</sup> Транзистор BF245C можно заменить отечественным КП303Е, а BC183C – КТ611Г. – Прим. ред.



### Частотно-независимый направленный ответвитель

В этом ответвителе отбираемые ВЧ напряжения не зависят от частоты, и потому выходное напряжение также является частотно-независимым. Принцип действия частотно-независимого ответвителя представлен на рис. 31.12. Он образован трансформатором тока  $L$  с сопротивлением  $R$  (индуктивная связь  $M$ ) и делителем напряжения  $C_1$  и  $C_2$  (емкостная связь). Наведенное напряжение синфазно с током в кабеле, а напряжение с емкостного делителя – с напряжением на кабеле.

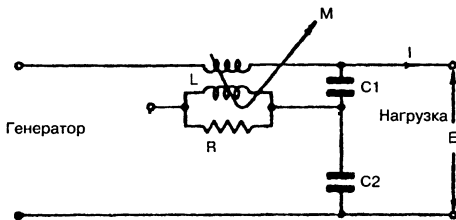


Рис. 31.12. Принцип действия частотно-независимого направленного ответвителя

Рефлектометры такого типа применяются в диапазонах длинных, средних и коротких волн. Принципиальная схема подобного рефлектометра приведена на рис. 31.13 [10].

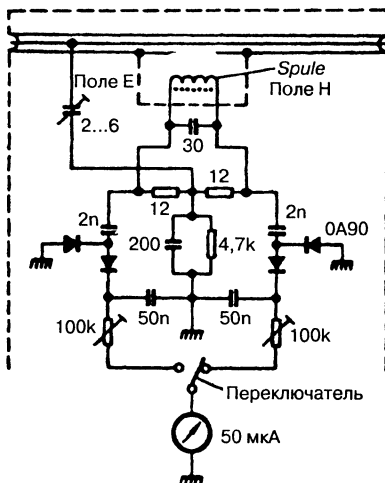


Рис. 31.13. Схема частотно-независимого рефлектометра

### Частотно-зависимый направленный ответвитель

В этом ответвителе отбираемые ВЧ напряжения зависят от частоты, и потому выходное напряжение также является частотно-зависимым. Выходное напряжение растет с частотой. Принцип действия частотно-зависимого ответвителя представлен на рис. 31.14. Он образован токовым трансформатором холостого хода  $L$  (индуктивная связь  $M$ ) и фазосдвигающей цепочкой из емкости  $C$  и сопротивления  $R$ . Наведенное и поделенное напряжения характеризуются фазовым сдвигом одинакового направления.

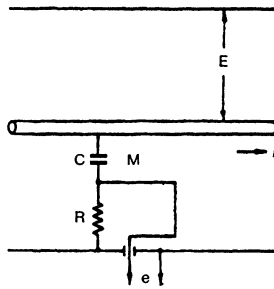


Рис. 31.14. К принципу действия частотно-зависимого направленного ответвителя

Рефлектометры такого типа применяются в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн в качестве линейных или шлейфовых ответвителей с распределением  $L$  и  $C$  по всему шлейфу. Схема подобного рефлектометра приводится на рис. 31.15 [11].

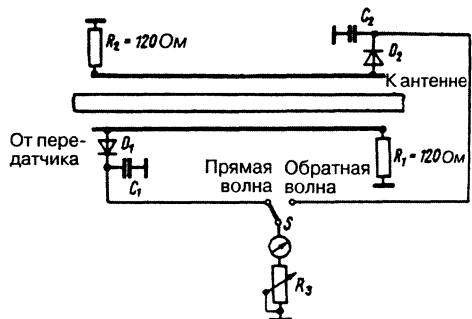


Рис. 31.15. Схема частотно-зависимого рефлектометра

**Параметры направленных ответвителей**

Смысл параметров состоит в следующем [12].

**Коэффициент, или ослабление, связи**

Коэффициент связи зависит от устройства прибора и определяет, какая часть напряжения доступна измерениям. Знать точное значение коэффициента для измерений не требуется. Типичные значения ослабления связи 3, 10, 20 дБ.

**Коэффициент, или ослабление, направленности**

Коэффициент направленности определяет точность измерений. Ошибка измерений тем меньше, чем лучше направленный ответвитель отличает прямую волну от обратной. Типичные значения ослабления направленности лежат в пределах от 20 до 40 дБ.

Схемы направленного ответвителя и рефлектометра показаны на рис. 31.16.

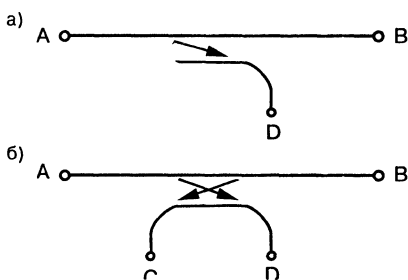


Рис. 31.16. Принципиальные схемы:  
а – направленного ответвителя;  
б – рефлектометра

Кроме описанных ответвителей из дискретных реактивных элементов и шлейфов, имеются другие типы ответвителей, различающиеся способом связи (через отверстия щелевые, гибридные, кольцевые).

**Индикатор Monimatch**

Monimatch – это примитивный, но весьма полезный индикатор стоячих волн в коаксиальном кабеле [13]. Его название указывает на использование рефлектометров преимущественно в режиме мониторинга, когда измерительный прибор надолго встраивается в фидер. Monimatch недорог, прост в изготовлении и обеспечивает получение практически достаточных результатов во всем коротковолновом диапазоне. В принципе

речь идет о сильно упрощенном рефлектометре (рис. 31.17), где нет даже второго диода, обычно применяемого в других схемах. Как создать Monimatch? Берется отрезок кабеля длиной 160 мм того же волнового сопротивления, что и кабель фидера (использование однотипных кабелей необязательно), с которого удаляют 140 мм изоляции, оставляя нетронутыми по 10 мм на концах (рис. 31.17а). Лучше выбрать кабель потолще: его легче обрабатывать. Следующий шаг требует терпения и ловкости: надо протянуть тонкий изолированный провод между металлическим экраном и внутренним диэлектриком, создав как бы вторую внутреннюю жилу. Как правило, удается несколько сжать экранирующую оплетку, что и позволяет протянуть провод, пользуясь, например, вязальной спицей как направляющей. Результат этой операции показан на рис. 31.17а.

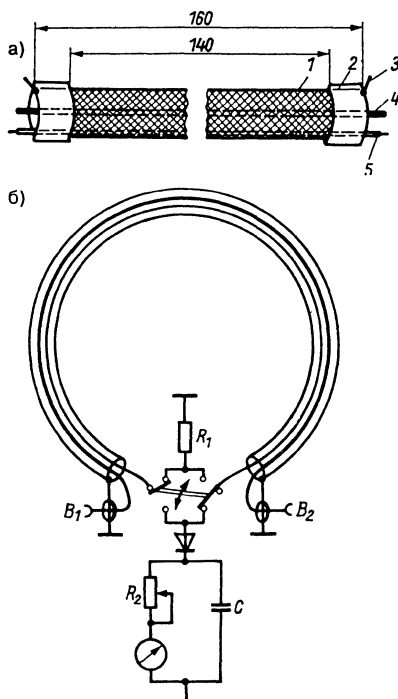


Рис. 31.17. Monimatch: а – отрезок кабеля:  
(1 – внешний проводник (медная оплетка);  
2 – остаток внешней изоляции; 3 – отвод  
от оплетки; 4 – внутренняя жила;  
5 – изолированный провод под оплеткой);  
б – прибор в сборе

Коаксиальный кабель со скользящим сплошным полиизобутиленовым диэлектриком позволяет протянуть измерительный провод без особого труда. Удалив внешнюю изоляцию, осторожно сдвигают оплетку по внутреннему диэлектрику и на обнажившейся его части делают продольную канавку, куда плотно укладывают измерительный проводник. Ради компактности монтажа отрезок кабеля сгибают, и его торцы фиксируются рядом друг с другом. На схеме прибора в сборе (рис. 31.176) концы «настоящей» внутренней жилы кабеля  $B_1$  и  $B_2$  соединяются с коаксиальным гнездом или вилкой, позволяющими врезать кусок кабеля в линию передачи энергии без пайки. Дополнительная измерительная петля подключается согласно схеме к выводам переключателя с малыми потерями при помощи предельно коротких проводников. Резистором  $R_1$  служит маломощный безындукционный резистор сопротивлением 30–150 Ом. Его лучше собрать из нескольких параллельных резисторов, так как это снизит суммарную индуктивность нагрузочного сопротивления. В качестве выпрямителя наведенных радиочастотных колебаний используется обычный германиевый диод. Дисковый керамический конденсатор на 2–10 пФ отводит переменную составляющую. Резистор  $R_2$  работает как реостат для стрелочного прибора. Благодаря малой нагрузке здесь достаточно миниатюрного линейного переменного резистора. Его номинал зависит от величины отводимого напряжения и чувствительности стрелочного прибора и в среднем составляет 50–100 кОм. Стрелочным прибором может быть любой магнитоэлектрический измеритель тока с верхним пределом от 0,1 до 1 мА. Провода к переключателю и сам он создают вредную дополнительную индуктивность, терпимую, однако, при использовании прибора на КВ диапазонах.

Еще два варианта схемы представлены на рис. 31.18. Здесь в радиочастотной части измерительной цепи имеются только измерительный проводник и нагрузочное сопротивление. Часть схемы за обоими диодами не критична, так как в ней протекает только постоянный ток.

В случае схемы на рис. 31.18а резистор  $R_1$  должен быть подключен строго в геометрическом центре измерительной петли. В модели прибора, собранной по этой схеме (рис. 31.19), сопротивление  $R_1$  составлено

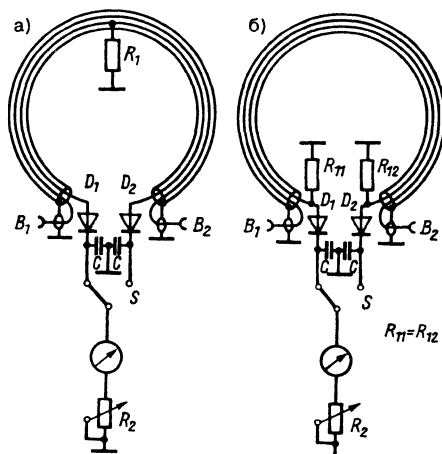


Рис. 31.18. Варианты измерительной ветви прибора Monimatch

из двух отдельных резисторов. Его оптимальная величина равна около 100 Ом, так что эти резисторы должны иметь номинал по 200 Ом. Необходимо выполнять монтаж предельно короткими проводами, причем нагрузочные сопротивления надо крепить как можно ближе к отводу измерительного проводника. Смещение точки заземления нагрузочных сопротивлений позволяет улучшить коэффициент направленности. Требование предельно укорачивать соединительные провода относится и к пайке обоих диодов с концами измерительного проводника. Чтобы избежать повреждений от перегрева, вывод диода при пайке удерживается плоскогубцами для отвода тепла, и пайка выполняется «в одно касание». Желательно применять парные диоды со сходными характеристиками при одинаковом напряжении постоянного тока. Здесь хорошо

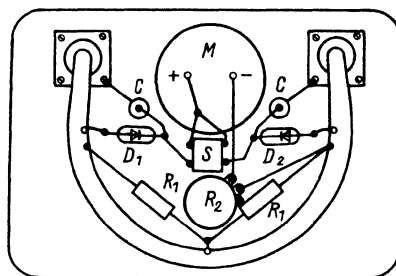


Рис. 31.19. Монтаж прибора Monimatch по схеме на рис. 31.18а

подходят диоды типа АА119<sup>1</sup>, а также любые другие, предназначенные для работы в радиочастотном диапазоне. Кабельную петлю проще всего изготовить из коаксиального кабеля со вспененным диэлектриком.

В варианте прибора, который собран по схеме на рис. 31.18б, вместо нагрузочного сопротивления, подключенного к центру измерительного проводника, применена пара резисторов  $R_{11}$  и  $R_{12}$  на его концах номиналом по 50 Ом.

### Рефлектометр с внешним проводником П-образного профиля

Конструкция одной из самых популярных моделей любительского рефлектометра показана на рис. 31.20. Внешний проводник АЛ главного плеча выгнут из листовой меди в форме П-образного профиля, внутрь которого помещен единственный измерительный проводник МЛ (рис. 31.20б). В своем геометрическом центре он подключен к массе (потенциалу внешнего проводника) через нагрузочный резистор R. В результате у одного измерительного проводника

образуются два измерительных плеча. Безындукционное сопротивление R имеет номинал 60 Ом. Его оптимальная величина зависит от волнового сопротивления измерительного проводника МЛ и, следовательно, от отношения расстояния к диаметру  $lL/ML$  или  $d_1/d_2$ . Это сводит окончательную настройку к простой смене номинала резистора R. Его собственная индуктивность ставит предел применению прибора на высоких частотах. Для уменьшения индуктивности резистора желательно заменить его несколькими параллельно включенными резисторами соответствующих сопротивлений, так как по закону Кирхгофа при параллельном включении индуктивностей их суммарная индуктивность убывает. Например, включив параллельно четыре резистора номиналом по 240 Ом и мощностью рассеяния по 0,1 Вт, получим сопротивление 60 Ом пониженной индуктивности. Но это случится лишь в том случае, если выводы резисторов сделать очень короткими. Рекомендуются эти выводы, обращенные к заземлению, согнуть под прямым углом и припаять к внутренней стороне внешнего проводника, расположив отогнутые выводы в виде звезды. На рис. 31.20б-г показано, как реализуется конструкция

<sup>1</sup> Допустимо использовать отечественные диоды ГД402Б. – Прим. ред.

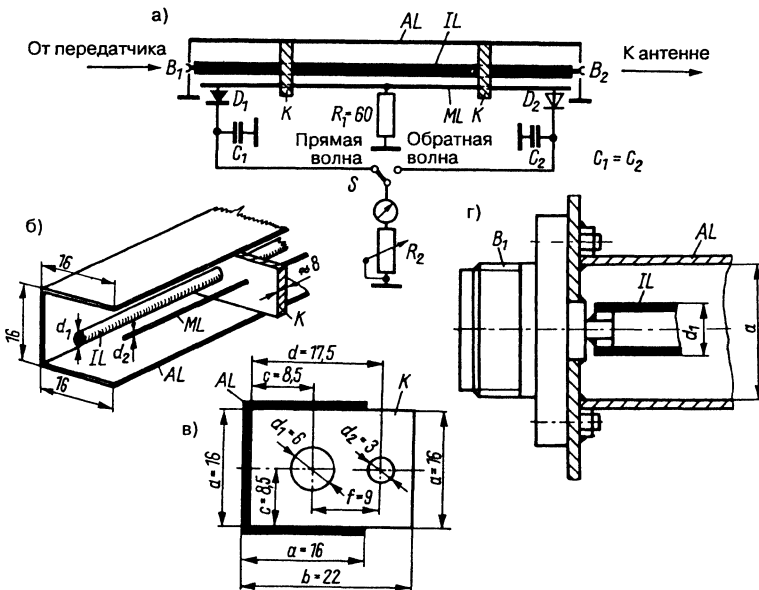


Рис. 31.20. Конструкция рефлектометра с внешним проводником П-образного профиля: а – принципиальная схема; б – объемный эскиз (без крышки и гнезд); в – разрез в плоскости стойки из пластика; г – крышка с коаксиальным гнездом  $B_1$

рефлектометра. Указанные размеры соответствуют волновому сопротивлению величиной 60 Ом, а диаметр внутреннего проводника  $d_1$  должен быть не менее 6 мм. При более тонком проводнике трудно выдерживать точное соотношение размеров и параллельность AL и ML, поэтому рекомендуется выбирать внутренние проводники большего диаметра. Естественно, в данном случае надо также пропорционально изменить размеры внешнего проводника  $a$  и расстояние  $c$ , чтобы сохранить волновое сопротивление в 60 Ом.

Этот номинал обеспечивается соотношениями  $d_1/a = 1/2,66$  и  $d_1/c = 1/1,41$ . Волновое сопротивление 50 Ом реализуется при  $d_1/a = 1/2$  и  $d_1/c = 1,33$ , а 75 Ом – при  $d_1/a = 1/2,9$  и  $d_1/c = 1/1,45$ . Обе пластиковые стойки К изготовлены из полистироловой пластины или аналогичного материала с малыми потерями. Продольные размеры внешнего AL, внутреннего IL и измерительного ML проводников не приводятся, так как они достаточно произвольны и обычно составляют от предполагаемой рабочей длины волны и чувствительности прибора-индикатора и в указанных пределах не влияют на основные функции рефлектометра.

Разумеется, существуют конструкции направленных ответвителей и рефлектометров, обеспечивающие более высокую точность измерений за счет более жестких требований к точности изготовления и сборки приборов.

### Индикатор с двумя лампами накаливания

Простой двухламповый индикатор предназначен для индикации стоячих волн в плоских линиях. Его электрическая схема и устройство показаны на рис. 31.21.

Петля связи длиной не более 0,1  $\lambda$  изготавливается из того же плоского кабеля, что и фидер. Оба конца петли замкнуты с однополярным разрывом посередине, что делает ее похожей на петлевой вибратор. Концы петли кратчайшими проводниками соединяются с цоколями ламп, а их центральные выводы припаивают один к другому и надежно подключают к ближайшей точке одного

из проводников фидера. Используются лампы накаливания под напряжение 3,8 В на 0,07 А, выгодно отличающиеся малой тепловой инерцией нити накаливания. Петля связи должна быть как можно теснее прижата к линии передачи и закреплена на ней липкой лентой.

Перед измерением выходную мощность передатчика выводят на минимум, а затем медленно повышают, пока яркость ламп не достигнет среднего уровня. Если линия уже была предварительно согласована, лампа 1 со стороны передатчика светится заметно ярче лампы 2 со стороны антенны. Отсюда нетрудно понять принцип действия рефлектометра: лампа 1 светится за счет энергии проходящей волны, а лампа 2 – за счет отраженной.

Далее с помощью средств настройки антенны предстоит добиться того, чтобы лампа 2 оставалась темной при ярком свечении лампы 1. Такое соотношение яркостей ламп будет указывать на отсутствие стоячих волн и полное согласование антенны с фидером.

Нередко лампы не разгораются из-за малой выходной мощности передатчика. Тогда их заменяют пленочными сопротивлениями по 500 Ом, на которых радиочастотное напряжение выпрямляют германиевыми диодами, и подают постоянную составляющую на магнитоэлектрический стрелочный измеритель. Согласование считается достигнутым, когда напряжение на сопротивлении со стороны передатчика становится близким к нулю.

Добавив диоды и усилитель постоянного тока, можно получить такую чувствительность, что стрелка измерителя станет отклоняться на полную шкалу при мощности передатчика двухметрового диапазона всего 10 мВт [14].

### Мосты для измерения коэффициента стоячей волны по напряжению

Радиочастотный мост служит простым измерителем стоячих волн. Измерительный мост коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН), или мост коэффициента отражения, прост в изготовлении и весьма эффективен [15, 16].

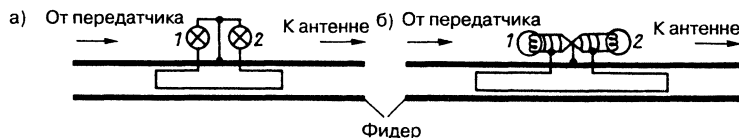


Рис. 31.21. Двухламповый индикатор: а – электрическая схема; б – устройство

Его схема (рис. 31.22) напоминает мост Уитстона, который питается напряжением высокой частоты. Образующие его сопротивления должны быть на рабочей частоте чисто активными. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  равны одно другому с точностью не хуже 1%, но их номинал не имеет особого значения. В таких условиях при равновесии моста (нуль на индикаторе) выполняются следующие соотношения:

$$R_1 = R_2 \text{ или } R_1/R_2 = 1 \quad (31.1)$$

$$R_3 = R_4 \text{ или } R_3/R_4 = 1 \quad (31.2)$$

Если вместо  $R_4$  включен объект, согласованность которого подлежит определению, напряжение в диагонали моста соответствует коэффициенту отражения. Однако эта зависимость однозначна только при постоянном входном сопротивлении.

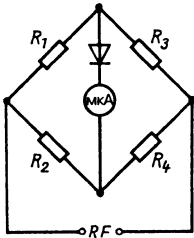


Рис. 31.22. Принципиальная схема радиочастотного моста

На рис. 31.23 представлены два варианта схемы моста КСВН. Волновое сопротивление  $Z_0$  фидера может составлять 50, 60, 70 или 75 Ом. В качестве сопротивления  $R_Z$  применяется прецизионный пленочный резистор мощностью 0,5 Вт. Значения сопротивлений постоянных балластных резисторов  $R_3$  и  $R_4$  одинаковы. И чем больше их номинал, тем чувствительнее стрелочный индикатор. Повышение величины балластных сопротивлений расширяет диапазон линейности индикатора и избавляет от необходимости калибровать стрелочный прибор вместе с диодами. Используются только дисковые керамические конденсаторы емкостью по 5000 пФ (можно от 1000 до 10000 пФ). Реостат  $R_K$  сопротивлением примерно 1 кОм нужен только при первой настройке. Реостат  $R_E$  служит для регулировки чувствительности, его номинал зависит от внутреннего сопротивления стрелочного прибора. Экран, показанный пунктиром,

означает, что  $R_Z$  заключено в собственный экранирующий корпус, который соединяется с выводами  $V_1$  и  $V_2$  кратчайшими проводниками.

Если гнездо  $V_2$  не подключено, на мост подают высокочастотное питание через гнездо  $V_1$  и, установив переключатель в положение «Вход», с помощью резистора  $R_E$  регулируют чувствительность так, чтобы стрелка индикатора отклонилась на полную шкалу. Затем переводят переключатель в положение «Мост» и вновь добиваются максимального отклонения стрелки. Если это не удастся, пользуются подстроечным сопротивлением  $R_K$ , обеспечивая равенство полных отклонений при свободном гнезде  $V_2$ . Теперь переключатель возвращают в положение «Вход» и замыкают коротко гнездо  $V_2$ ; при необходимости стрелку вновь выводят на полное отклонение сопротивлением  $R_E$ . После переключения в положение «Мост» это отклонение не должно изменяться, иначе  $R_1$  и  $R_2$  не равны или действуют паразитные связи между плечами моста. Подобную настройку надо проделать на нескольких частотах, по крайней мере на максимальной и минимальной частоте предполагаемого рабочего диапазона (например, 80- или 10-метрового). Результаты настройки позволяют выявить ошибки. Если, допустим,  $R_1$  и  $R_2$  не равны, а мост собран правильно, расхождение показаний на всех частотах окажется одинаковым. Если, напротив, величина ошибки меняется с частотой, можно полагать, что мост собран неудачно и между его элементами действуют паразитные индуктивные или емкостные связи.

Создавая радиочастотные измерительные мосты, необходимо соблюдать ряд общих правил:

- в высокочастотной части моста монтаж элементов выполняется с помощью предельно коротких проводников;
- резисторы  $R_Z$ ,  $R_1$  и  $R_2$  монтируются по отношению к окружающим металлическим частям с зазором, величина которого должна быть не меньше удвоенного диаметра самого элемента;
- схемные элементы радиочастотного плеча монтируются так, чтобы свести к минимуму взаимное влияние через индуктивные или емкостные связи.

Как и при любых мостовых измерениях, для проверки уравновешенности моста

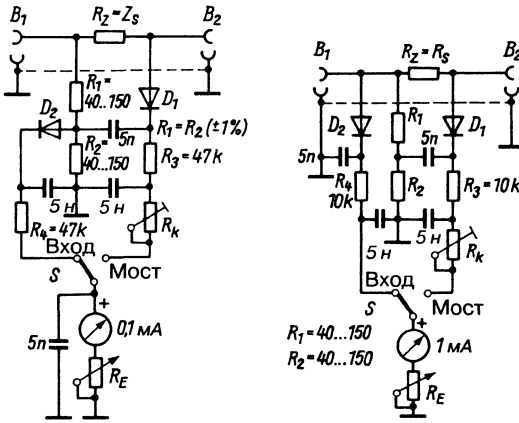


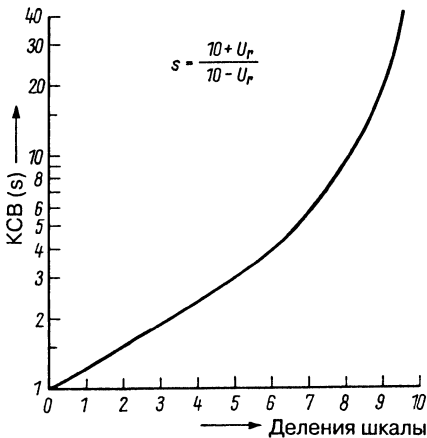
Рис. 31.23. Мостовые схемы с постоянными измерительными сопротивлениями

производится его начальная регулировка. Гнездо для объекта измерений  $B_2$  размыкают и переменным резистором  $R_E$  добиваются полного отклонения стрелки прибора в обоих положениях переключателя, а затем к  $B_2$  подключают нагрузочное сопротивление, строго равное  $R_Z$ . В положении «Вход» стрелка должна отклониться на полную шкалу (при необходимости прибегают к подстройке реостатом  $R_E$ ). При переключении в положение «Мост» стрелка должна вернуться к нулю. Если есть расхождение показаний на всех частотах питания моста, значит величины  $R_Z$  и нагрузочного сопротивления не одинаковы. Изменение

нулевой установки моста одновременно с изменением частоты – показатель слишком большой индуктивности  $R_Z$  или воздействия паразитных связей.

Если показания стрелочного прибора пропорциональны высокочастотному напряжению и вся шкала прибора соответствует десяти равновеликим интервалам напряжения, величина КСВ рассчитывается по графику, изображенному на рис. 31.24, как функция делений шкалы относительно нулевой установки моста при положении переключателя «Мост».

Образец исполнения моста с симметрирующим трансформатором 1:1 описан в [17], а современные мосты КСВН – в [18, 19]. Соответствующая схема представлена на рис. 31.25.

Рис. 31.24. Величина КСВ как функция отношения напряжений  $U_h / U_r$  (величина  $U_h$  всегда равна 10 делениям шкалы)

#### 31.1.4. Измерители полного внутреннего сопротивления

Радиочастотные мосты пригодны также для измерений импеданса. В простейшем случае измеряется только его активная составляющая. Соответствующими приборами служат антенноскоп и Matchmaker (измеритель согласования). Если вместо  $R_4$  включить испытуемый образец для определения его активного сопротивления, а в качестве  $R_3$  взять калиброванный безындукционный переменный резистор, величина его сопротивления, соответствующая балансу моста, окажется равной величине сопротивления образца. Это позволяет непосредственно определять входное сопротивление антенны. Однако необходимо

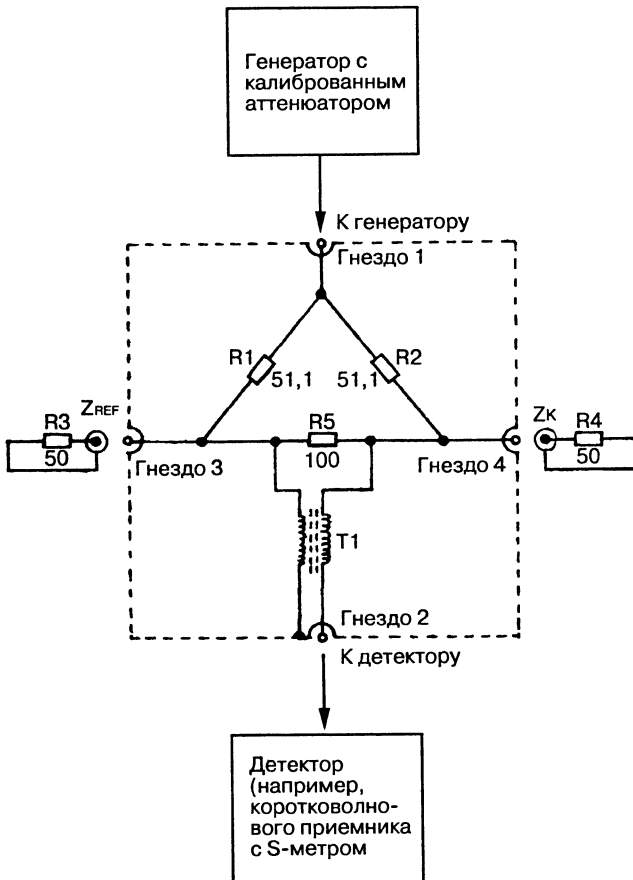


Рис. 31.25. Схема современного моста для измерения КСВН

учитывать, что антенна обладает чисто активным входным сопротивлением только в случае резонанса. Поэтому частота, на которой измеряется импеданс антенны, должна равняться ее резонансной частоте. Кроме того, мосты позволяют определять волновое сопротивление различных фидеров, а также их коэффициент укорочения.

#### Антенноскоп

Мостовая схема, хорошо приспособленная для антенных измерений и известная под названием антенноскопа (рис. 31.26), описана W2AEF в [20]. При сборке нет необходимости соблюдать абсолютные значения  $R_1$  и  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , указанные автором схемы,

но важно, чтобы они были попарно строго одинаковы. Поэтому без ущерба для работы антенноскопа сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  могут составлять 150 или 250 Ом, а емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  – 300 или 500 пФ, а также иметь близкие к этим значения.

Дорогостоящие прецизионные резисторы не требуются. Гораздо экономичнее с помощью моста или омметра отобрать парные сопротивления из нескольких обычных резисторов.

В качестве  $R_3$  можно использовать только переменный резистор малой индуктивности; проволочные потенциометры совершенно непригодны. Удовлетворительные результаты на УКВ диапазоне до 150 МГц



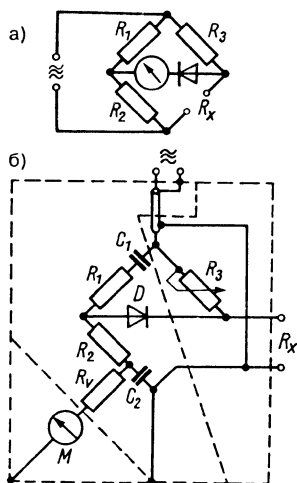


Рис. 31.26. Антенноскоп: а – принципиальная схема радиочастотного измерительного моста; б – схема антенноскопа W2AEF ( $R_3 = 500 \text{ Ом}$ ,  $R_v$  – добавочное сопротивление стрелочного прибора, М – микроамперметр на 0,2 мА, D – германиевый диод)

дают обычные переменные резисторы как можно меньших габаритов со снятой защитной крышкой. При монтаже надо свести к минимуму паразитные емкости между  $R_3$  и примыкающими деталями и экранами. Для этого потенциометр устанавливают на гетинаксовой плате за передней металлической панелью, и его ось выводят сквозь панель через отверстие с изоляцией. Величина сопротивления 500 Ом позволяет охватить измерениями весь вероятный диапазон волновых сопротивлений фидеров. Если нет такого переменного резистора (500 Ом), его можно заменить более распространенным 1 кОм, включив параллельно постоянный резистор сопротивлением также 1 кОм. Эта комбинация обеспечивает удобную зависимость калибровочных точек от угла поворота оси потенциометра. В настоящее время все чаще используются антенные устройства с коаксиальными фидерами. Поэтому естественно ограничить диапазон антенноскопа сопротивлением 100 Ом. Применение непровольного переменного резистора сопротивлением 100 Ом в качестве  $R_3$  повышает точность считывания показаний прибора в диапазоне сопротивлений коаксиальных фидеров.

Переменный резистор калибруется по прецизионному омметру и снабжается шкалой

для удобства считывания сопротивлений. Когда мост уравновешен, отсчет по шкале  $R_3$  соответствует сопротивлению испытуемого образца. Резистор  $R_v$  служит добавочным сопротивлением стрелочного прибора, его величина зависит от внутреннего сопротивления этого прибора и требуемой чувствительности показаний. Оператор W2AEF применял магнитоэлектрический микроамперметр на 200 мкА, но целесообразно воспользоваться более чувствительными измерителями – на 50 или 100 мкА. Их надо включать последовательно с высокоомным добавочным сопротивлением, чтобы не вносить искажений в балансировку моста. К германиевым диодам нет особых требований: подойдут любые стандартные диоды для детектирования радиочастотных колебаний.

Применение предельно коротких проводников в плечах моста минимизирует индуктивность и емкость монтажа. Нужно также обеспечить его симметричность. Прибор целиком заключают в экранирующий кожух, где необходимо иметь три обособленных экранированных отсека для размещения элементов в соответствии с рис. 31.26 (экраны обозначены пунктиром). Мост несимметричен относительно земли, что упрощает его устройство, делает менее критичным и особенно пригодным для подключения несимметричных объектов испытаний (например, коаксиальных кабелей). Тем не менее он позволяет измерять характеристики симметричных линий и антенн с достаточно высокой точностью. Экран не заземлен, поэтому целесообразно закреплять прибор на стойке из изолятора, а верхнюю часть кожуха покрывать защитным лаком. Столь же полезным было бы сделать кожух из фольгированного пластика. Выше уже отмечалось, что переменный резистор внутри экранированной секции следует устанавливать на стойке из диэлектрика как можно дальше от любой металлической поверхности, причем собственные металлические детали резистора не должны контактировать с экраном.

Антенноскоп без всяких изменений применяют в коротковолновых и метровых диапазонах волн. Использование на УКВ зависит от конструкции прибора и его отдельных элементов. Питание моста можно осуществить радиочастотным напряжением от генератора, имеющегося в составе индикатора резонанса или любого другого генератора радиочастотных колебаний с

регулируемой частотой и достаточной мощностью (например, от передатчика с измеряемой мощностью). Чтобы не повредить стрелочный прибор и диод, подводимая к мосту высокочастотная мощность не должна превышать 1 Вт. Для питания же моста достаточно 0,2 Вт. Радиочастотное напряжение легко подается к мосту по шлейфу из 1–3 витков, который связывается с катушкой контура индикатора резонанса настолько, чтобы при разомкнутых гнездах для подключения испытуемого образца  $R_x$  стрелка микроамперметра отклонялась на полную шкалу. При более сильной связи сбивается калибровка индикатора резонанса по частоте. Во избежание ошибок необходимо контролировать фактическую частоту калиброванным приемником.

Для проверки функционирования прибора к гнездам  $R_x$  подключают безындукционный резистор с известным омическим сопротивлением и убеждаются в совпадении показаний моста с номиналом резистора. Такую процедуру проделывают на разных частотах с несколькими постоянными резисторами разного сопротивления. При этом оценивают реальные пределы возможного применения прибора. На приближение к ним указывает нарастающая нечеткость индикации балансировки моста. В коротковолновой области результат должен быть безупречным, но на частотах УКВ диапазона у схемных элементов появляется более или менее значительная реактивная составляющая, из-за чего мост невозможно уравновесить. Тщательно переработав монтаж и укоротив проводники в целях уменьшения паразитных индуктивностей и емкостей, нередко удается довести антенноскоп до способности работать в двухметровом диапазоне, однако простые мостовые схемы совершенно не годятся для диапазона 70 см.

Рациональный монтаж и компенсация реактивных сопротивлений позволяет выпускать промышленные измерительные мосты с верхним частотным пределом до 250 МГц.

### Matchmaker

Matchmaker (согласователь) – это все та же мостовая схема антенноскопа, специально предназначенная для исследования коаксиальных кабелей и антенн с входным сопротивлением до 100 Ом. В этом приборе имеется второй радиочастотный выпрямитель для оценки высокочастотного напряжения (рис. 31.27). Корпус прибора представляет

собой три экранированные секции. Средняя отделяет диод и другие элементы схемы для измерения напряжений от элементов моста. Используется обычный безындукционный переменный резистор сопротивлением 100 Ом. Он монтируется тем же способом, что и в антенноскопе. Постоянные резисторы  $R_1$  и  $R_2$  должны иметь строго равные сопротивления от 40 до 80 Ом, минимальную индуктивность и рассчитаны на мощность 1 Вт. Добавочными сопротивлениями  $R_4$  и  $R_5$  служат обычные резисторы, номинал которых зависит от внутреннего сопротивления стрелочного прибора. При использовании микроамперметра на 100 мкА сопротивления резисторов  $R_4$  и  $R_5$  составляют 15 и 7,5 кОм соответственно. Важно сохранять отношение этих сопротивлений равным 2:1.  $C_{D1}$  и  $C_{D2}$  по 1000 пФ являются проходными конденсаторами, их емкости могут быть выбраны в широких пределах. Переменный резистор калибруется по прецизионному омметру (при отключенных германиевых диодах). Его шкала размечается по измеренным значениям на 10 делений по 10 Ом.

Для настройки и проверки работоспособности переключатель устанавливают в положение «Вход», а выход  $B_2$  (для образца) замыкают безындукционным резистором известного сопротивления, например 50 Ом. На вход прибора подают радиочастотный сигнал мощности, достаточной для отклонения стрелки микроамперметра на половину шкалы, что соответствует примерно 0,2 Вт. Такой сигнал может быть выдан индикатором резонанса. Затем переключатель переводят в положение «Мост», и переменным резистором мост уравновешивают (устанавливают нулевое напряжение стрелки). Теперь отсчет сопротивления по шкале

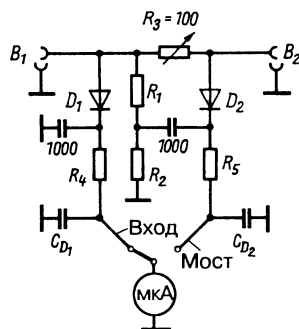


Рис. 31.27. Matchmaker

переменного резистора должен совпадать с величиной сопротивления образца на входе  $V_2$ . Такая проверка моста выполняется на нескольких частотах с эквивалентными сопротивлениями разного номинала. Затем эквивалентное сопротивление удаляют, оставляя входное гнездо разомкнутым. Когда переключатель находится в положении «Вход», на прибор снова подают радиочастотное напряжение питания, пока стрелка микроамперметра не займет место посередине шкалы. После переключения в положение «Мост» стрелка должна отклониться на всю шкалу (добавочные сопротивления относятся как 2:1). Если добиться этого не удастся, стрелку выводят на крайнее правое деление, изменяя  $R_5$ . То же самое проделывают с короткозамкнутым выходом  $V_2$ . При равных входных напряжениях стрелка должна отклоняться на всю шкалу при положении переключателя «Мост» и на половину шкалы – при положении «Вход». Несоблюдение данного соотношения означает неравенство сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Теперь показания стрелочного прибора можно откалибровать для непосредственного определения величины КСВ следующим образом: переменный резистор устанавливают на отметку 50 Ом и выход  $V_2$  нагружают безындукционным резистором с сопротивлением 50 Ом. Величину высокочастотного напряжения устанавливают так, чтобы в положении «Вход» стрелка отклонилась до среднего деления шкалы. Возвращения стрелки на нуль в результате переключения прибора в положение «Мост» соответствует  $s = 1$ . Наконец, поочередно подключают к выходу резисторы с сопротивлениями различной величины, отмечая отклонения стрелки при положении переключателя «Мост». При этом нельзя изменять входное напряжение и установку переменного резистора. Если, например, сопротивление нагрузочного резистора составляет 100 Ом, отсчет на шкале стрелочного прибора соответствует  $s = 2$  ( $100 : 50$ ); при нагрузочном сопротивлении 200 Ом получим  $s = 4$  и т.д. Пользуясь достаточным количеством разных нагрузочных сопротивлений, можно построить точную калибровочную кривую. Иногда значения КСВ наносят прямо на шкалу микроамперметра. Во время измерений рекомендуется:

- сопротивление переменного резистора устанавливать равным волновому сопротивлению применяемого коаксиального кабеля;

- выставлять стрелку микроамперметра строго на половину шкалы перед каждым измерением, изменяя входное напряжение (в положении «Вход»);
- при антенных измерениях выбирать частоту питания равной резонансной частоте антенны.

### Шумовые мосты

Еще одним примером многоцелевой и несложной мостовой схемы для определения согласования и измерения полных сопротивлений является шумовой мост. Он состоит из широкополосного генератора шума и собственно мостовой схемы. Индикатором равновесия моста служит любой приемник, в том числе рабочий приемник радиостанции.

В мостах КСВН применяют селективный генератор (передатчик радиостанции или индикатор резонанса), возбуждающий мост на определенной частоте, тогда в качестве нуль-индикатора используется неселективный прибор (как правило, стрелочный). У антенных шумовых мостов соотношение обратное: генератор выступает в роли источника шума, генерирующего так называемый белый шум, который отличается своей исключительной широкополосностью и аперiodичностью. Такой неселективный генератор сочетается с селективным нуль-индикатором в виде приемника, которым обладает любой радиолюбитель. Приемник гораздо чувствительнее магнитоэлектрического прибора с детектором, что позволяет обходиться маломощными генераторами. Шумовой мост идеален для слушателя-коротковолновика, у которого нет ни передатчика, ни индикатора резонанса. В спецификации антенного шумового моста фирмы Omega-T, предназначенного для радиолюбителей, указан верхний предел частоты 300 МГц [21]. Имеется ряд описаний самодельных устройств, основанных на принципах этого моста [22 и др.].

В качестве источника шума применен кремниевый стабилитрон с напряжением туннельного пробоя рп-перехода 6,8 В (например, типа ZF 6,8<sup>1</sup> или SZX 20/6,8). Задача стабилитрона состоит не в том, чтобы стабилизировать напряжение, и потому не требуется строго выдерживать заданное им напряжение. В трехкаскадном усилителе

<sup>1</sup> Стабилитрон ZF 6,8 можно заменить КС168А. – *Прим. ред.*

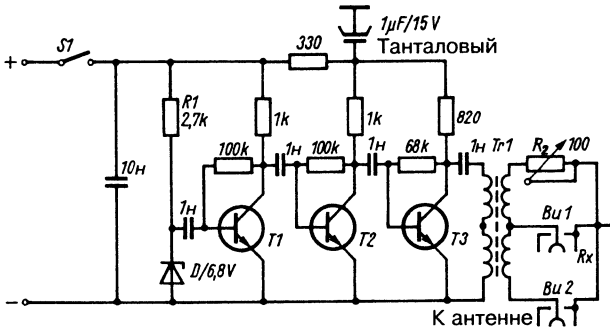


Рис. 31.28. Антенный шумовой мост с трехкаскадным усилителем шума

шума нет ничего особенного, отметим лишь тот факт, что его кремниевые pnp-транзисторы характеризуются высокой граничной частотой и значительным усилением. В прототипе в качестве T1, T2 и T3 применялись однотипные транзисторы BC109C или 2N3563<sup>1</sup>. Усиление должно быть настолько высоким, чтобы подключенный к мосту приемник RX в 10-метровом диапазоне показывал уровень шума не ниже S9 + 10 дБ. В заданных пределах уровень шума можно регулировать, изменяя сопротивление резистора R<sub>1</sub> (2,7 кОм) или установив вместо него переменный подстроечный резистор. Широкополосный трансформатор Tr1 служит переходом к мостовой схеме. Его назначение состоит в преобразовании несимметричного относительно земли напряжения шумов, чтобы со стороны вторичной обмотки обеспечивалось симметричное возбуждение моста. Область применения шумового моста в значительной степени определяется добротностью трансформатора. В качестве его сердечника используется ферритовое кольцо из соответствующего материала (например, Sifferrit 80 K1, Ferroxcube 4C4 или 4C6, Manifer Mf 343). Обмотки наматывают сразу четырьмя эмалированными медными проводами диаметром 0,3 мм, укладывая по четыре витка на кольцевом сердечнике.

R<sub>2</sub> представляет собой линейный переменный резистор с минимальными значениями паразитных индуктивности и емкости, для чего иногда приходится удалять металлическую крышку. Поскольку характеристики переменных резисторов бывают недостаточно линейными, его шкалу надо

откалибровать в единицах сопротивления с помощью хорошего омметра. Если в плече моста со стороны R<sub>2</sub> паразитная емкость слишком велика, ее компенсируют равновеликой емкостью конденсатора, включенного параллельно гнезду Bu2.

Величину сопротивления R<sub>2</sub>, которое обычно составляет от 100 до 250 Ом, выбирают в соответствии с областью измерений.

Применяя шумовой мост, надо придерживаться следующих рекомендаций:

- на шкале резистора R<sub>2</sub> заранее устанавливать ожидаемое значение импеданса (например, 50 или 75 Ом приемника на Bu1 и исследуемой антенны на Bu2);
- последовательно настраивать приемник на разные частоты в полосе, где предполагается резонанс антенны; фиксировать частоту, отвечающую равновесию моста (минимум шума или отсчета по измерителю среднего уровня принимаемого сигнала);
- подстраивать R<sub>2</sub> на минимум шума;
- попеременно повторять вторую и третью операции, пока не будет достигнут однозначный минимум шума, не поддающийся дальнейшему углублению.

В рассматриваемом случае установленная на приемнике частота соответствует резонансной частоте антенны, а величина сопротивления по шкале резистора R<sub>2</sub> равна активной составляющей полного сопротивления антенны. Для измерения его реактивной составляющей можно расширить схему моста согласно рис. 31.29. Реализация этой схемы описана в [23, 24]. В схеме на рис. 31.29а параллельно переменному резистору R<sub>1</sub> включен переменный конденсатор

<sup>1</sup> Транзисторы BC109C можно заменить КТ3102Б, а 2N368А – КТ368А. – Прим. ред.

с максимальной емкостью 200 пФ, а в другом плече моста параллельно гнезду антенны – постоянный конденсатор 100 пФ. Перед началом измерений емкость переменного конденсатора должна быть установлена точно на 100 пФ, чем обеспечивается баланс моста, поскольку в другом плече также имеется конденсатор емкостью 100 пФ. Если однозначный минимум шума достигается при повышении емкости переменного конденсатора, имеет место емкостная реактивная составляющая; признаком индуктивной составляющей служит появление минимума шума при уменьшении емкости. Если шкала переменного конденсатора откалибрована в пикофарадах, то по отсчету на шкале за вычетом 100 пФ можно рассчитать величину реактивной составляющей.

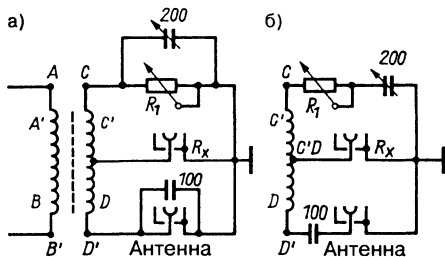


Рис. 31.29. Расширение мостовой схемы для измерения реактивной составляющей: а – по [4]; б – по [9, 11]

Схема на рис. 31.29б аналогична схеме на рис. 31.29а по своему действию и настройке.

Результаты получаются точными при условии, что измерения проводились непосредственно на входе антенны, или когда электрическая длина фидера строго равна половине длины волны либо кратна целому числу полуволн. Шумовой мост также позволяет точно измерять резонансную длину фидера.

### 31.1.5. Измерительная линия

По измерениям стоячих волн в радиочастотной линии и расстояний между минимумами

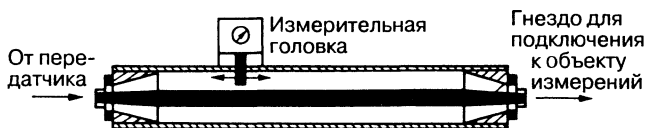


Рис. 31.30. Эскиз измерительной линии

напряжения можно определять полное внутреннее сопротивление исследуемого объекта. Такие расчеты удобно выполнять графически, пользуясь схемами линий.

Измерительная линия представляет собой механически жесткую копию коаксиального кабеля со строго определенным волновым сопротивлением. Внешний проводник имеет продольную прорезь, через которую внутрь линии помещают измерительный зонд. По поверхности внешнего проводника скользит измерительная головка с зондом, снимая напряжение сигнала в каждой точке линии, благодаря емкостной связи зонда головки с центральным проводником (рис. 31.30). Измерительные линии – это прецизионные приборы тонкой механики, отличающиеся высокой точностью измерений. Промышленность выпускает их по индивидуальным заказам или мелкими сериями.

Естественно, что стоимость подобных установок настолько высока, что они совершенно недоступны обычному радиолюбителю. Самостоятельное же изготовление таких приборов, как правило, нереально. Поэтому на практике применение измерительных линий ограничивается дециметровым диапазоном и частью УКВ области.

Чтобы упростить механику прецизионной измерительной линии, отказываются от скользящей измерительной головки и ограничиваются несколькими фиксированными точками измерений, распределенными вдоль линии (рис. 31.31). Такой прибор с тремя диодами рассчитывается на заданную частоту в диапазонах УКВ или ДМВ (по длине линии и положению точек измерений с промежутком  $\lambda/8$  между ними). Способ измерений в трех точках называют методом трех вольтметров [28–30]. Каждая из индуктивностей  $L$  вместе с емкостью «своего» диода образует резонансный контур, настроенный на частоту измерений.

Примитивная копия измерительной линии с множеством точек измерений делается из отрезка коаксиального кабеля, во многих местах которого обеспечивают доступ

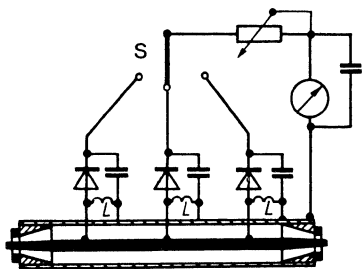


Рис. 31.31. Измерительная линия с тремя диодами

к внутренней жиле с помощью радиочастотного щупа. С этой целью на нужных участках кабеля удаляют его внешнюю изоляцию и, раздвинув или пробив пряди или полосы внешнего проводника, освобождают небольшие участки поверхности диэлектрика, где и прорезывают отверстия до внутренней жилы кабеля. В эти отверстия вставляют или вклеивают керамические бусинки или трубочки из пластика, чтобы через них вводить тонкий щуп до контакта с внутренней жилой. Таким способом подготавливаются все точки измерений (рис. 31.32). При этом точки равномерно распределяются вдоль линии длиной не менее  $0,75 \lambda$ , а ее волновое сопротивление должно быть равным волновому сопротивлению исследуемого коаксиального кабеля. Измерительный кабель включается между выходом передатчика и фидером как часть линии передачи энергии.

С помощью щупа радиочастотного лампового вольтметра или любого иного измерителя высокочастотного напряжения определяют напряжение радиочастоты в каждой точке кабеля. Признаком рассогласованности служит различие измеренных напряжений. Равенство напряжения во всех точках означает, что фидер хорошо согласован с излучателем. Из-за дискретности измерений невозможно строго определить положение минимумов и максимумов напряжения и, следовательно, сделать количественные

оценки стоячих волн. Однако обычно подобная суррогатная измерительная линия на ДМВ работает лучше самодельного рефлектометра, и потому представляет особый интерес для радиолюбителей, увлекающихся связью на УКВ и ДМВ (диапазоны 2 м и 70 см).

### 31.1.6. Измерители напряженности поля

Такие приборы показывают напряженность электрического или магнитного поля. Простейшая модель [31] представлена на рис. 31.33 в версиях магнитного (1) и электрического (2) зондов.

Описания других индикаторов имеются в [32, 33]. Простые индикаторы напряженности поля применяются при настройке антенн и для контроля характеристик направленных излучателей, позволяя совершенствовать созданную остронаправленную антенну.

В современной модели измерителя напряженности поля (рис. 31.34) индикатором служит светодиод вместо более дорогого стрелочного прибора. Транзисторный усилитель обеспечивает высокую чувствительность, порог чувствительности светодиода устанавливается переменным резистором. Диоды  $D_1$  и  $D_2$  могут быть любого типа, пригодного для радиочастот. Для усилителя подойдут любые прп-транзисторы. Прибор крайне экономичен по потреблению тока.

Иногда требуются селективные индикаторы напряженности поля, настраиваемые на заданную частоту. В них сочетаются функции измерителя напряженности поля и волномера. Этим требованиям отвечают, например, известные антенные тестеры. Даже совсем простой волномер с поглощающим контуром вместе с индикатором напряженности поля (рис. 31.35) становится в руках радиолюбителя полноценным средством измерений, несмотря на относительно низкую чувствительность. Параллельный перестраиваемый резонансный контур

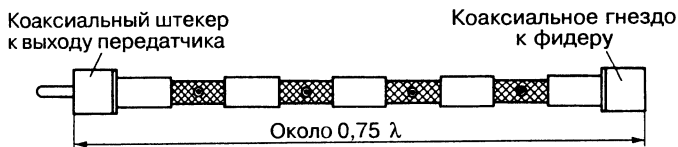


Рис 31 32 Суррогатная измерительная линия с несколькими точками измерений

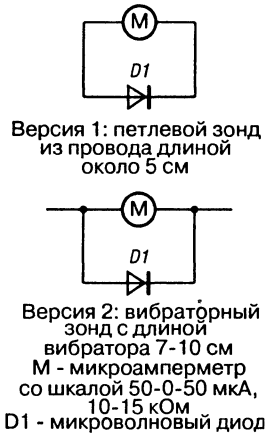


Рис. 31.33. Радиочастотный «сыщик» (магнитный и электрический зонды)

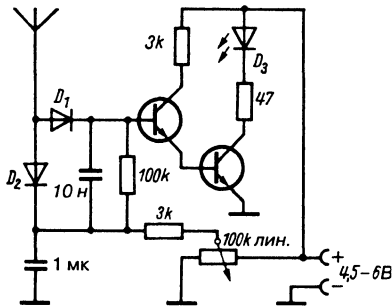


Рис. 31.34. Чувствительный индикатор напряженности поля со светодиодом

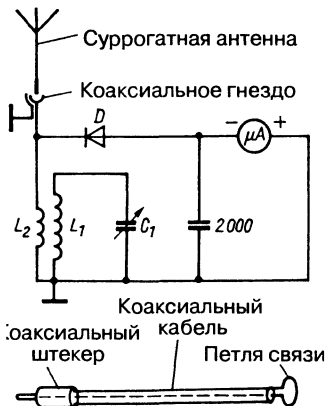


Рис. 31.35. Селективный индикатор напряженности поля

образуют  $L_1$  и  $C_1$ . Поскольку важна высокая избирательность, его не должны шунтировать суррогатная антенна и диодный детектор, поэтому используется катушка  $L_2$ , поддерживающая слабую связь контуром  $L_1 C_1$ . Суррогатная антенна принимает высокочастотные колебания, и, если они достаточно интенсивны, прибор определяет их наличие, даже если контур  $L_1 C_1$  не настроен с ними в резонанс. При настройке в резонанс индикатор показывает явный максимум. В случае слабого поля прибор отмечает наличие колебаний только при настройке контура в резонанс с частотой передатчика. Как и у индикатора резонанса, катушки прибора могут быть сменными. Емкостью  $C_1$  служит переменный конденсатор на 50 пФ со шкалой, проградуированной в единицах частоты.

Исходные данные для расчета сменных катушек приведены в табл. 31.1 и 31.2. В качестве измерителей пригодны магнитоэлектрические стрелочные приборы с верхним пределом 1 мА.

Индикатор напряженности поля используют в различных целях. Например, заменив суррогатную антенну отрезком коаксиального кабеля с петлей связи на конце и пользуясь им как зондом во внутреннем пространстве передатчика, обследуют отдельные каскады и локализуют паразитные излучения. Селективный индикатор напряженности поля полезен также при нейтрализации ламп передатчика. Включив наушники между точкой нулевого потенциала и измерительным прибором, можно получить детекторный приемник, позволяющий прослушивать модуляцию собственного передатчика (так называемый монитор).

Шкала индикатора радиочастотного напряжения по этой схеме имеет не линейный, а почти квадратичный характер. Если использовать высокочувствительный стрелочный прибор в сочетании с высокоомным добавочным сопротивлением (от 10 кОм), шкала станет почти линейной.

Добавление однокаскадного усилителя постоянного тока заметно повышает чувствительность индикатора напряженности поля. Подобная схема показана на рис. 31.36. В зависимости от параметров транзистора обеспечивается примерно десятикратное усиление тока, что дает возможность применять более дешевые и грубые стрелочные приборы, в том числе практически любой низкочастотный транзистор.

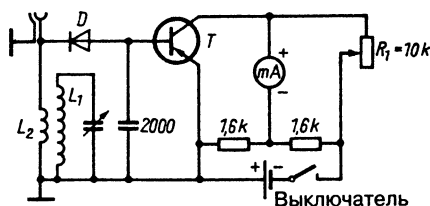


Рис. 31.36. Селективный индикатор напряженности поля с транзисторным усилителем постоянного тока

Выпрямленное диодом напряжение подается на базу транзистора. Ток коллектора компенсируется с помощью сопротивления  $R_1$  в мостовой схеме так, что при отсутствии сигнала отсчет прибора равен нулю. Необходимо чаще проверять установку нуля индикатора, поскольку на остаточный ток транзисторов влияют колебания температуры.

В схеме, приведенной на рис. 31.37, нужен транзистор с более высокой граничной частотой. Кроме того, для использования в двухметровом диапазоне требуется высокочастотный транзистор с минимальным начальным током коллектора. Контур LC рассчитывается на предполагаемую рабочую частоту. Чтобы низкое входное сопротивление транзистора не шунтировало резонансный контур, база транзистора подключена к отводу вблизи «холодного» конца катушки. Длина суррогатной антенны зависит от длины волны излучения и вероятной напряженности поля. Разумеется, здесь могут применяться также при-транзисторы, что потребует изменить полярность напряжения питания.

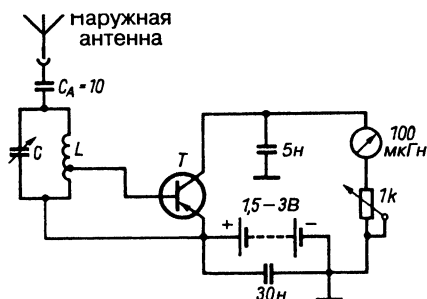


Рис. 31.37. Селективный индикатор напряженности поля с радиочастотным транзистором

## 31.2. Измерения

### 31.2.1. Измерения резонанса

Антенны – это, по сути, резонансные контуры. Следовательно, с ними можно обращаться как с LC-контурами. Для быстрого, но неточного определения резонанса достаточно индикатора резонанса. Как соединить его с вертикальной антенной, показано на рис. 31.38. Катушка связи индикатора резонанса подносится к основанию вертикальной антенны и устанавливается индуктивная связь в пучности тока. Соединение с горизонтальной антенной (полуволновым вибратором) показано на рис. 31.39а.

В отличие от колебательного контура на дискретных элементах (катушках индуктивности и конденсаторах) в случае резонансных измерений на антеннах индикатор резонанса сбрасывает также на частотах высших гармоник основной частоты. Антенны с широким частотным диапазоном не поддаются измерениям с помощью такого индикатора: они не дают четкого броска стрелки прибора как признака резонанса. На широкополосных антеннах вообще не проводятся резонансные измерения. Если они все же понадобятся, принято обращаться к антенноскопу, пригодному для работы с широкополосными антеннами.

Перед измерениями отключают антенный фидер. Вход антенны закорачивают коротким шлейфом из провода (рис. 31.39) и соединяют с ним индикатор резонанса через его катушку связи. Максимум тока всегда находится на расстоянии  $\lambda/4$  от конца настроенной антенны, что соответствует середине полуволнового вибратора.

Если, как исключение, понадобится измерять резонанс вблизи максимума напряжения, индикатор резонанса напрямую



Рис. 31.38. Применение индикатора резонанса с вертикальной антенной



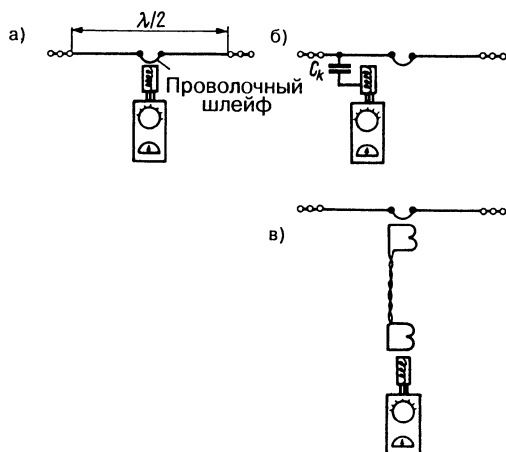


Рис. 31.39. Способы соединения индикатора резонанса с проводниками антенн:  
 а – прямое соединение в пучности тока; б – емкостная связь по напряжению;  
 в – индуктивная связь через промежуточную линию

соединяется с проводником антенны через небольшую емкость  $C_K$  (рис. 31.39б). При этом надо учитывать, что настройка антенны под влиянием такой емкости нарушается. Чем меньше емкость, тем незначительнее расстройка антенны.

Чтобы снизить вероятность расстройки антенны из-за близости корпуса измерительного прибора, индикатор резонанса соединяют с проводником антенны через промежуточную линию (рис. 31.39в). Она образована отрезком плоского кабеля или витой парой с катушками связи из трех витков на концах.

Вначале обеспечивают предельно жесткую связь и приблизительно определяют частоту сигнала. Затем связь ослабляют настолько, чтобы резонансный бросок стал едва заметен. Соответствующая ему частота считается истинной в пределах погрешностей прибора. Более точную оценку резонансной частоты получают при одновременном прослушивании колебаний, генерируемых индикатором, с помощью хорошо калиброванного приемника, по которому и считывают значение частоты в момент броска.

### Направленные антенны

Если перед вводом в строй простого полуволнового вибратора необходимо проверить его резонансную частоту и согласование, без этого тем более не обойтись в случае направленной антенны. Индикатор резонанса просто незаменим, когда надо определить,

скажем, собственные резонансы рефлектора и директора короткой антенны Уда-Яги. На примере такой антенны далее будет показано, как настроить ее рабочий режим наиболее рациональным способом, применяя вышеописанные приборы. Все эти сведения относятся и к антеннам других типов.

Прежде всего фидер отсоединяют от излучателя, закорачивают вход антенны коротким шлейфом связи (рис. 31.39а) и определяют резонансную частоту индикатором резонанса. На входе трехэлементной директорной антенны будет три резонансных броска. Самый глубокий и резкий из них индицирует резонансную частоту активного элемента; более слабый по амплитуде и низкий по частоте – собственную резонансную частоту рефлектора; и столь же слабый, но более высокочастотный – собственную резонансную частоту директора. При этом резонанс излучателя должен находиться приблизительно посередине любительского диапазона, резонанс рефлектора – под его низкочастотной границей, а резонанс директора – над высокочастотной. В противном случае рефлектор удлиняют, а директор укорачивают. У антенн, расположенных вблизи земной поверхности, измеренная резонансная частота, как правило, ниже расчетной. Если нет возможности увеличить строительную высоту антенны, постепенно укорачивают элементы с обеих сторон, пока не будет достигнута требуемая резонансная частота.

### 31.2.2. Измерения согласования

Для оценки согласования или проверки КСВ применяются рефлектометры и мосты КСВН, а также антенноскопы, приборы Matchmaker и шумовые мосты.

#### Рефлектометр

Преимущество описанных схем рефлектометров состоит в том, что даже на высоких частотах диапазона 2 м они дают правильные оценки КСВ и способны работать в непрерывном режиме, будучи встроенными в фидеры. Первоначальная настройка антенны с помощью рефлектометра более трудоемка сравнительно с настройкой по измерителю импеданса (например, по антенноскопу), так как рефлектометр фиксирует только степень рассогласования. Он не показывает, возникают ли стоячие волны из-за недостаточной согласованности входного сопротивления антенны с волновым сопротивлением фидера или вследствие нерезонансного режима антенны (наличия реактивной составляющей входного сопротивления). Тогда в порядке эксперимента рабочую частоту смещают в сторону больших и меньших частот, следя за показаниями рефлектометра. Уменьшение КСВ с ростом и падением частоты дает основание полагать, что антенна неточно настроена в резонанс и, значит, на ее входе имеется реактивная составляющая. В случае слишком коротких проводников антенны КСВ улучшается с повышением частоты передатчика и наоборот. Если КСВ не реагирует на рост и падение частоты, входное сопротивление антенны, скорее всего, является чисто активным, но по своей величине не соответствует волновому сопротивлению фидера. По оценкам КСВ можно определять разницу между сопротивлениями, но не ее знак. Например, при  $КСВ = 2$  на 50-омном фидере входное сопротивление антенны может составлять как 25 Ом (1:2), так и 100 Ом (2:1).

При настройке антенны с помощью рефлектометра нужно сначала устранить реактивные составляющие на входе антенны, а затем приступить к точному согласованию сопротивлений. Иногда необходимо повторить всю процедуру, так как изменение средств согласования способно вызвать расстройку резонанса антенны.

#### Мосты КСВН

Мостовые схемы типа антенноскопа, Matchmaker или шумового моста имеют более

широкое применение по сравнению с рефлектометром, однако их трудно строить и калибровать в диапазоне ДМВ.

Большинство измерительных радиочастотных мостов используют в сочетании с генераторами перестраиваемой частоты выходной мощностью около 0,5 Вт. Рабочий передатчик также применяют для питания мостов, если его мощность можно ограничить величиной 2 Вт. При необходимости избыточная мощность отводится посредством нагрузочных сопротивлений или ламп накаливания (раздел 31.3.2). Чаще всего радиолюбитель пользуется генератором питания от индикатора резонанса (раздел 31.1.2), но транзисторные генераторы из-за их малой мощности для этого не подходят. Обычная нестабильность частоты лампового индикатора резонанса в сочетании с низкой точностью отсчетов по самодельной шкале не имеют значения при грубых измерениях. Можно добиться большей точности, если частоту индикатора контролировать по калиброванному радиолюбительскому приемнику. В случае шумовых мостов вместо селективного генератора радиочастотных колебаний применяется широкополосный генератор шума.

### 31.2.3. Измерение входного сопротивления

Измерения входного сопротивления антенны (активной составляющей импеданса) выполняются с помощью антенноскопа или Matchmaker, а также шумового моста.

В соответствии с рис. 31.40а, клеммы  $R_x$  антенноскопа (или Matchmaker) для испытуемого образца соединяют непосредственно с входом антенны  $Z_A$ . Как только резонансная частота антенны совпадет с частотой питания моста (частотой индикатора резонанса), он легко уравнивается, и тогда значение, снятое со шкалы переменного сопротивления моста, будет соответствовать входному сопротивлению антенны.

Если четко сбалансировать мост (установить его на ноль) не удастся, скорее всего, на входе антенны имеется реактивная составляющая, а сама она не настроена в резонанс на частоте питания. Изменяя последнюю, находят частоту, при которой мост поддается однозначной балансировке. Тогда частота генератора равна фактической резонансной частоте антенны. Если же она лежит вне требуемого любительского диапазона, необходимо придать ей номинальное

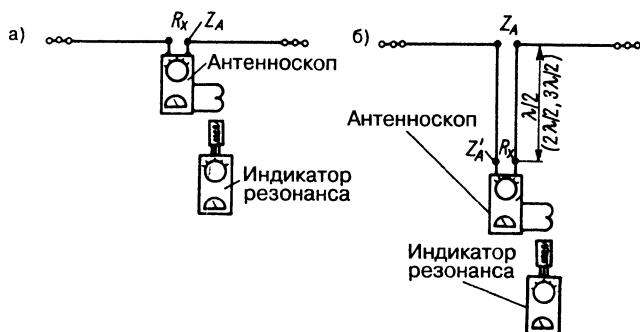


Рис. 31.40. Установки для определения входного сопротивления антенны  $Z_A$ : а – непосредственные измерения; б – измерение через полуволновую линию-удлинитель

значение путем соответствующих изменений длины излучателя, используя в качестве индикатора мост, питаемый номинальной частотой.

Когда проводить измерения непосредственно на антенне невозможно или неудобно, помогает известное свойство линии с электрической длиной, кратной целому числу полувольт, передавать сопротивление со своего входа на выход в пропорции 1:1. При этом волновое сопротивление самой линии не имеет особого значения (настроенная линия). Это позволяет включать линию длиной  $\lambda/2$  (или  $2\lambda/2$ ,  $3\lambda/2$  и т.д.) произвольного волнового сопротивления между излучателем и измерительным прибором (рис. 31.40б). Результат измерения на дальнем конце линии будет таким же, как и на входе излучателя. Точную геометрическую длину полуволнового удлинителя для номинальной частоты определяют заранее с помощью антенноскопа.

Применять удлиняющую линию рекомендуется и в ситуациях, когда вход антенны вполне доступен, особенно на высоких частотах, так как при прямом подключении к нему возможен уход резонансной частоты под влиянием близко расположенных предметов.

Генератор моста индуктивно соединяется с антенной. Если выяснится, что показания измерителя импеданса постоянны при изменениях коэффициента индуктивной связи, значит, наряду с ней действует чрезмерная емкостная связь. В этом случае полезно ослабить индуктивную связь, подбирая положение катушки индикатора резонанса. Иногда помогает промежуточный трансформатор с электростатическим экраном между катушками. Связь между генератором

моста и мостом должна быть слабой настолько, чтобы стрелка индикатора моста отклонялась ровно на всю шкалу при разомкнутых клеммах  $R_X$  антенноскопа. Следовательно, чем чувствительнее этот индикатор, тем более слабая связь достаточна для нормальной работы, при которой к тому же снижаются искажения частоты генератора в индикаторе резонанса.

Поскольку антенноскоп и Matchmaker несимметричны по устройству, они лучше работают также с несимметричными относительно земли соединениями. Поэтому измерения на симметричных входах с высоким импедансом надо выполнять через промежуточный полуволновый шлейф. Одновременно он действует как трансформатор с преобразованием в пропорции 4:1, поэтому величину импеданса по антенноскопу необходимо умножать на 4 для получения

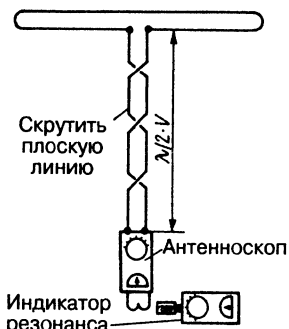


Рис. 31.41. Улучшенная компоновка измерительной аппаратуры для симметричных антенн с плоским кабелем, скрученным вокруг своей оси

истинной оценки входного сопротивления антенны. Если не удастся осуществить симметрирование, измерения выполняются по схеме согласно рис. 31.41 через четвертьволновую плоскую линию-удлинитель с несколькими скрутками, как показано на рисунке. Такие осевые скрутки несколько сглаживают различия симметрии.

При наличии согласующих и трансформирующих звеньев на входе антенны (Г-, Г-образного или омега-согласования) антенноскоп измеряет входное сопротивление, сформированное и преобразованное этими звеньями. Установка для измерения характеристик активного элемента с Г-образным согласованием представлена на рис. 31.42. Она позволяет простейшим способом настраивать Г-образное звено на номинальную величину импеданса благодаря текущему контролю посредством антенноскопа. Такой подход применим и к другим устройствам согласования.



Рис. 31.42. Установка для излучателя с Г-образным согласованием

Как правило, диапазон антенноскопа недостаточен, когда надо измерять большие входные сопротивления, например импеданс волнового вибратора. Тем не менее возможность осуществлять такие измерения есть.

К входу антенны подключают четвертьволновую линию с известным волновым сопротивлением и к ее свободному концу – антенноскоп (рис. 31.43). Измерения позволяют оценить входное сопротивление  $Z_E$  четвертьволновой линии, нагруженной входным сопротивлением антенны  $Z_A$ . Поскольку волновое сопротивление линии  $Z$  также известно, импеданс антенны рассчитывается по формуле (5.30):

$$Z_A = Z^2 / Z_E \quad (31.3)$$

#### Пример

Четвертьволновая линия, заранее измеренная антенноскопом, образована плоским УКВ кабелем волнового сопротивления

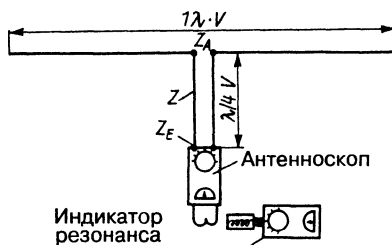


Рис. 31.43. Измерение высокоомного входного сопротивления через четвертьволновый трансформатор

240 Ом. С помощью антенноскопа найдено  $Z_E = 30$  Ом. Подставляя эти значения в (31.3), находим входной импеданс излучателя:

$$Z_A = 240^2 / 30 = 1920 \text{ Ом.}$$

Антенноскоп позволяет фиксировать и предельно низкие входные сопротивления (менее 10 Ом), например у мобильных антенн. Также можно воспользоваться промежуточной четвертьволновой трансформирующей линией по образцу схемы на рис. 31.43, взяв четвертьволновый отрезок 50-омного кабеля, чтобы не выйти за рабочий диапазон антенноскопа. Но гораздо проще включить между входом антенны и антенноскопом безындукционный резистор известной величины  $R_V$  (рис. 31.44).

С помощью антенноскопа измеряют сумму последовательно включенных сопротивлений  $R_V + Z_A$ , а затем, вычитая из нее известное  $R_V$ , получают величину входного сопротивления антенны  $Z_A$ .



Рис. 31.44. Схема измерений предельно низких входных сопротивлений

### 31.2.4. Измерения характеристик линий передачи

Измерения позволяют определять резонансную длину и коэффициент укорочения любых радиочастотных линий.

Точная геометрическая длина полуволновой линии в зависимости от ее коэффициента укорочения измеряется антенноскопом или Matchmaker следующим способом.

Подвешивается не слишком короткий отрезок линии, замкнутой на одном из концов. К гнезду антенноскопа для испытуемых образцов  $B_2$  подключается разомкнутый конец линии (рис. 31.45). Входное гнездо антенноскопа  $B_1$  замыкается катушкой (ориентировочно из трех витков), с которой связывают катушку индикатора резонанса. Переменный резистор антенноскопа устанавливают на нуль (замыкают накоротко). Регулируя коэффициент связи индикатора резонанса, индикатор моста заставляют отклониться почти на полную шкалу. Затем медленно изменяют частоту индикатора резонанса от низких значений к высоким, пока мост не уравнивается в первый раз (стрелка индикатора моста на нулевой отметке). На частоте баланса моста электрическая длина испытуемой линии составляет ровно половину длины волны.

Далее путем несложных расчетов находят коэффициент укорочения линии, а по нему определяют геометрическую длину линии на любой другой частоте.

#### Пример

При измерениях на отрезке коаксиального кабеля длиной 3,3 м мост оказался сбалансированным в первый раз на частоте 30 МГц.

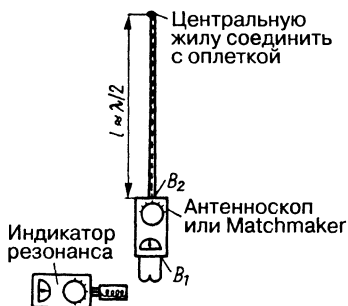


Рис. 31.45. Установка для определения коэффициента укорочения высокочастотной линии

Эта частота соответствует длине волны 10 м, так что  $\lambda/2 = 5,00$  м. Отсюда коэффициент укорочения.

$$V = \frac{\text{геометрическая длина}}{\text{электрическая длина}} = \frac{3,30}{5,00} = 0,66.$$

Поскольку мост уравнивается не только при  $\lambda/2$ , но и при всех длинах, кратных половине длины волны, для контроля можно найти «второй нуль». Он должен появиться на частоте 60 МГц, тогда электрическая длина линии на этой частоте составит ровно 1  $\lambda$ .

Фактически измерения проводятся на «низшем нуле» (по частоте), и приближительная частотная область предполагаемого полуволнового резонанса рассчитывается заранее. Для ориентировочных расчетов достаточно знать, что коаксиальный кабель, плоский кабель и двухпроводная линия с воздушной изоляцией обычно характеризуются коэффициентом укорочения 0,66, 0,82 и 0,95 соответственно.

Правильность определения параметров полуволновой линии контролируется антенноскопом. Мост питают частотой, на которой обследуется полуволновая линия. К разомкнутому концу линии подключают безындукционный резистор произвольной, но известной величины сопротивления, которая лежит в пределах рабочего диапазона моста. Когда мост уравновешен, отсчет по переменному резистору моста должен совпасть с номиналом нагрузочного сопротивления линии.

Часто применяют точно настроенную четвертьволновую линию. Ее геометрическую длину также определяют с помощью антенноскопа или Matchmaker. Для этого собирают ту же установку, что и на рис. 31.45, но свободный конец испытуемой линии оставляют разомкнутым. Устанавливают переменный резистор на нулевую отметку и находят «первый нуль» моста, поднимая частоту его питания от нижнего предела. На частоте «первого нуля» длина линии строго равна  $\lambda/4$ . Когда испытуемая линия разомкнута, мост уравнивается при значениях длины линии, кратных нечетному числу  $\lambda/4$  (то есть  $3\lambda/4$ ,  $5\lambda/4$  и т.д.).

Антенноскоп используется и для определения волнового сопротивления четвертьволновых линий. С этой целью к свободному концу четвертьволновой линии подключают безындукционное сопротивление известной величины (например, 100 Ом) и уравнивают мост, действуя переменным

резистором. Тогда его сопротивление соответствует входному сопротивлению  $Z_E$  четвертьволновой линии, а ее выходное сопротивление  $Z_A$  определяется величиной нагрузочного сопротивления. Волновое сопротивление четвертьволновой линии  $Z$  находят по формуле (5.30):

$$Z = \sqrt{Z_E Z_A}.$$

#### Пример

Четвертьволновая линия нагружена сопротивлением  $Z_A = 100$  Ом. Отсчет по переменному резистору измерительного моста при его равновесии соответствует трансформированному входному сопротивлению  $Z_E$  и составляет 36 Ом. Подставив эти значения в (5.30), найдем, что волновое сопротивление четвертьволновой линии составляет  $Z = \sqrt{36 \times 100} = 60$  Ом. Волновое сопротивление радиочастотной линии не зависит от частоты, поэтому полученная оценка характеризует испытуемый тип линии в целом.

Аналогичным способом можно откалибровать переменный четвертьволновый трансформатор (рис. 6.9) или проконтролировать полуволновые шлейфы и другие трансформирующие звенья.

#### 31.2.5. Измерение усиления

Усиление относится к числу важнейших параметров антенн. Различают два главных способа оценки усиления: сравнительный и абсолютный [34].

##### Измерительная база

Усиление измеряется на безотражательных измерительных трассах (базах) [35, 36], будь то поглощающие помещения или особые измерительные базы, где отражения от грунта устраняются специальными мерами. Например, на крутом откосе, над долиной, на вертикальной базе (рис. 31.46) или

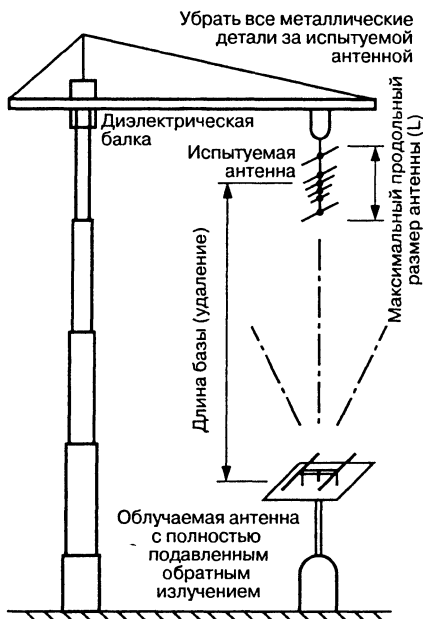


Рис. 31.46. Вертикальная база для оценки усиления антенны

на горизонтальной трассе с рассеивателями и поглотителями.

Как правило, усиление измеряют в дальнем поле, поэтому надо соблюдать минимальную длину базы. Она должна быть не короче  $10 d^2 / \lambda$  для поперечных антенн масштаба  $d$  (например, зеркало) и не короче  $4 l^2 / \lambda$  для антенн продольного расположения длиной  $l$ .

Если отражения от грунта неустранимы, их нужно учитывать, иначе оценки усиления будут неверны. Пример базы с отражением от грунта приведен на рис. 31.47. Здесь  $r_1$  — трасса прямого луча, а  $r_2$  — трасса луча, отраженного от грунта.

Высота передающей антенны  $h_S$  должна быть не менее  $0,6 \lambda$ . Уровень приема

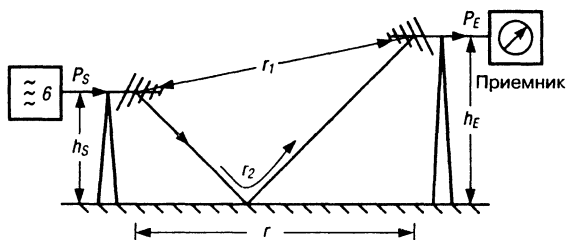


Рис. 31.47. Измерительная база с отражениями от грунта



Рис. 31.48. Высотный ход уровня приема

периодически меняется с высотой между своими минимумом и максимумом (рис. 31.48). Высота приемной антенны  $h_E$  выбирается так, чтобы антенна находилась в максимуме.

**Измерение усиления методом сравнения**

Усиление антенны оценивается путем сравнения с известным усилением опорной или стандартной антенны (рис. 31.49). В простейшем случае стандартной антенной служит полуволновый вибратор, лучше – направленная антенна, например НВ9СV. В диапазонах УКВ и ДМВ применяются стандартные антенны Национального бюро стандартов США (рис. 22.6), а в микроволновой области в качестве опорной антенны используется стандартный рупор (рис. 22.7).

При неизменной конфигурации измерительной установки значения усиления испытуемой и опорной антенн пропорциональны соответствующим принимаемым мощностям:

$$\frac{G_T}{G_S} = \frac{P_T}{P_S} = \left( \frac{V_T}{V_S} \right)^2 \tag{31.4}$$

где  $G_T$  – усиление испытуемой антенны,  $G_S$  – усиление опорной антенны,  $P_T$  – приемная мощность испытуемой антенны,  $P_S$  – приемная мощность опорной антенны,  $V_T$  – приемное напряжение испытуемой антенны,

$V_S$  – приемное напряжение опорной антенны.

Из соотношения (31.4) вытекает:

$$G_T = G_S P_T / P_S \tag{31.5}$$

$$G_T = G_S (V_T / V_S)^2 \tag{31.6}$$

или в децибелах:

$$g_T = g_S + 10 \lg (P_T / P_S) \tag{31.7}$$

$$g_T = g_S + 20 \lg (V_T / V_S) \tag{31.8}$$

$$g_T = g_S + P_T - P_S \tag{31.9}$$

где  $g_T$  – усиление испытуемой антенны в децибелах,  $g_S$  – усиление стандартной антенны в децибелах,  $P_T$  – приемная мощность испытуемой антенны в дВт,  $P_S$  – приемная мощность стандартной антенны в дВт.

**Измерение усиления абсолютным методом**

Определение абсолютного усиления проводится с целью калибровки антенн, используемых в качестве стандартных в измерениях методом сравнения. Различают следующие способы измерений:

- метод двух антенн;
- метод трех антенн;
- метод отражений.

Из общей формулы Фрииса:

$$\frac{P_E}{P_S} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_S G_E \tag{31.10}$$

описывающей распространение волн, получим:

$$G_S G_E = \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{P_E}{P_S} \tag{31.11}$$

или в децибелах:

$$g_S + g_E = 20 \lg \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \lg \left( \frac{P_E}{P_S} \right) \tag{31.12}$$

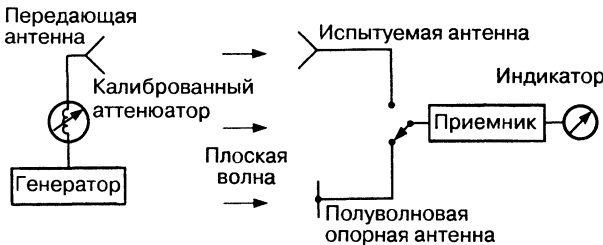


Рис. 31.49. Оценка усиления методом сравнения

**Метод двух антенн**

Используются две одинаковые антенны с равным усилением (рис. 31.50).

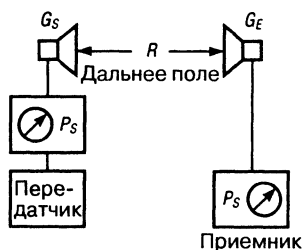


Рис. 31.50. Измерение абсолютного усиления

При  $G_S = G_E$  по (31.11) находим:

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda} \sqrt{\frac{P_E}{P_S}} \quad (31.13)$$

или в децибелах:

$$g = \frac{1}{2} \left[ 20 \lg \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \lg \left( \frac{P_E}{P_S} \right) \right] \quad (31.14)$$

или

$$g = 10 \lg \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + \frac{1}{2} (P_E - P_S) \quad (31.15)$$

**Метод трех антенн**

В этом методе антенны А, В и С должны быть неодинаковы. Выполняют три пары измерений А–В, А–С и В–С и по трем уравнениям типа (31.11) или (31.12) находят усиления  $G_A$ ,  $G_B$  и  $G_C$ .

**Метод отражений**

Этот метод (вариант метода двух антенн) применяется, если доступна одна антенна, а вторую заменяет отражение сигнала.

При этом используются три типа отражателей на расстоянии  $r$ :

плоский отражатель

$$G = \frac{8\pi r}{\lambda} \sqrt{\frac{P_E}{P_S}} \quad (31.16)$$

сферический отражатель диаметра  $d$

$$G = \frac{8\pi r^2}{\lambda d} \sqrt{\frac{P_E}{P_S}} \quad (31.17)$$

и параболический отражатель:

$$G = 4\pi \sqrt{\frac{P_E}{P_S}} \quad (31.18)$$

Под влиянием отражателя величина КСВ изменяется. Пользуясь формулой (5.21), можно записать корень, соответствующий коэффициенту отражения, в виде

$$\frac{s-1}{s+1}$$

**31.2.6. Измерения на моделях**

Трудности измерения параметров крупных антенн можно обойти, воспользовавшись их моделями, уменьшенными с соблюдением масштабов. Здесь открывается возможность проводить экспериментальные исследования в помещениях с пониженным уровнем отражений [37, 38].

Необходимо соблюдать ряд условий (закон подобия), чтобы модель обладала электромагнитными свойствами оригинала. Попросту говоря, на модели, уменьшенной в  $n$  раз, работают с частотой в  $n$  раз выше частоты оригинала. Важнейшие условия приведены в табл. 31.5, где  $n$  – коэффициент уменьшения модели. Обычно его значения лежат в пределах 10–50.

На практике коэффициент уменьшения ограничен возможностями миниатюризации элементов антенны. Проводимость

Таблица 31.5. Условия применения закона подобия

Величина	Оригинал	Модель
Длина и промежутки	$l$	$l/n$
Диаметр	$d$	$d/n$
Частота	$f$	$f \times n$
Проводимость	$\sigma$	$\sigma \times n$
Диэлектрическая постоянная	$\epsilon$	$\epsilon$
Проницаемость	$\mu$	$\mu$
Импеданс	$Z$	$Z$
Сопrotивление	$R$	$R$
Индуктивность	$L$	$L/n$
Емкость	$C$	$C/n$
Площадь антенны	$A$	$A/n^2$
Усиление	$G$	$G$



элементов модели должна быть повышена в соответствии с ее масштабом. Промоделировать это не так просто. Однако в большинстве случаев потери за счет недостаточной проводимости играют второстепенную роль. Достаточно хорошо определяются входной импеданс, поляризация и относительная диаграмма направленности.

Ошибки более вероятны при определении полосы частот, КПД и влияния окружающих объектов. Разумно оценивать усиление путем сравнения с моделью антенны, чье усиление известно (например, со стандартной антенной). Шумовая температура зависит от частоты и поэтому не поддается оценке.

Закон подобия важен также для радиолобителей, например при пересчете проверенной антенны двухметрового диапазона на 70 см. Здесь требуются правильные значения коэффициента пересчета  $n$ . Он оценивается по отношению резонансных частот модели  $f_M$  и оригинала  $f_O$ :

$$n = f_M / f_O \quad (31.19)$$

Разумеется, аналогичным образом пересчитываются параметры высокочастотной антенны на более низкую частоту.

Нередко при уменьшении размеров антенны недостаточно или вовсе не учитываются изменения диаметра пассивных элементов. Результатом может быть полная неработоспособность модели, особенно если пересчитываются длинные директорные антенны. Пассивные элементы функционируют лишь благодаря своей реактивности, а она принимает необходимые значения только при соответствующих значениях длины и поперечного сечения.

### 31.3. Принадлежности

#### 31.3.1. Эквивалентные нагрузки

Эквивалентной нагрузкой называют омическое сопротивление, включение которого в радиочастотную линию не сопровождается отражением энергии. Эквивалентные нагрузки находят различные применения не только при настройке передающих устройств, но и в измерениях мощности и при калибровке аппаратуры для определения характеристик антенн. Предполагается, что эквивалентная нагрузка является чисто активным сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии передачи.

Существуют эквивалентные нагрузки в виде безындуктивного мощного 50-омного резистора большого сечения (рис. 31.51). Часть радиочастотного напряжения отбирается через связанную линию для измерений. Нагрузочные сопротивления другого типа образованы несколькими параллельно включенными пленочными резисторами (рис. 31.52). В качестве экранирующих корпусов самодельных эквивалентов антенн используют жестяные закрывающиеся банки, например из-под краски или кофе, установленная коаксиальное гнездо в центре съемной крышки. Резисторы распаивают между крышкой и диском и соединяют с ним центральный вывод коаксиального гнезда (рис. 31.52б). На диске имеются отверстия вокруг центральной жилы для крепления резисторов. Контакт коаксиального гнезда для экрана кабеля гальванически соединен с крышкой, что позволяет припаивать к ней верхние концы резисторов.

Чем больше параллельно включенных резисторов, тем слабее вредное влияние индуктивности каждого из них и выше их суммарная допустимая нагрузка. Однако складывается нежелательная емкость резисторов, при необходимости ее компенсируют соответствующей индуктивностью. В интервале частот от 0,5 до 30 МГц почти всегда удается компенсировать индуктивную реактивность параллельными емкостями от 10 до 50 пФ. Допустимую нагрузку можно повысить втрое по сравнению с номиналом, если заполнить кожух трансформаторным маслом (в крайнем случае – моторным маслом малой вязкости). Масло улучшает отвод тепла и позволяет работать при более высокой рассеиваемой мощности. Синтетическое трансформаторное масло применять не следует: оно ядовито.

Для охлаждения крупных эквивалентных нагрузок используют вентиляторы, а при мощностях выше 5 кВт – водяное охлаждение.

Иногда радиолобители работают с эквивалентной нагрузкой в виде ламп накаливания, соединяя их с оконечным каскадом передатчика предельно короткими проводами. В этом случае не может быть и речи о настоящей эквивалентности, к тому же сопротивление металлической нити накаливания сильно зависит от температуры, меняясь в пропорции от 1:10 до 1:15 при разогреве. Гораздо лучше использовать лампы с угольным телом накала, сопротивление которых изменяется с нагревом в пропорции 1:2.

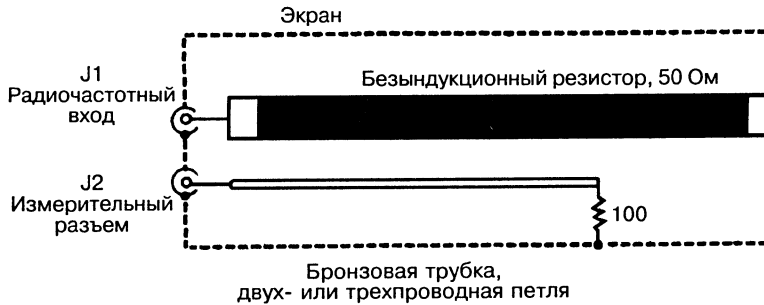


Рис. 31.51. Эквивалентная нагрузка с измерительным выходом

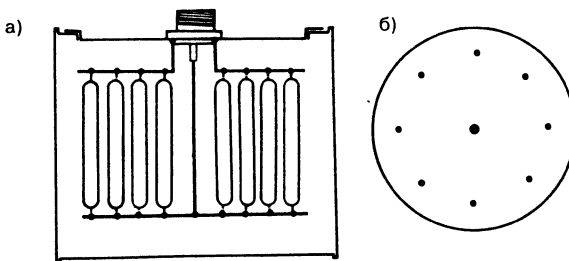


Рис. 31.52. Эквивалентная антенна в коаксиальном исполнении

### 31.3.2. Атенюаторы

Атенюаторы (ослабители) нужны при определении характеристик антенн, оценке их усиления и сравнительных измерениях напряженности поля.

Атенюаторы в виде пассивных четырехполосников включаются между объектом измерений (например, антенной) и индикатором (допустим, приемником). Они калибруются в децибелах и обычно оснащаются ступенчатой или плавной регулировкой. Такие атенюаторы называют также калиброванными линиями.

По своему назначению атенюаторы делятся на симметричные и несимметричные. Они не должны изменять волновое сопротивление линии и нарушать ее согласование. Простые атенюаторы пригодны для ослабления сигнала не более чем на 20 дБ (в 10 раз по напряжению), так как коэффициент переходного затухания тем ниже, чем выше заданное ослабление. Чтобы обеспечить значительное ослабление, атенюаторы включают последовательно. Тогда их общее ослабление равно сумме ослаблений отдельных звеньев, выраженных в децибелах.

По своим схемам атенюаторы делятся на Т-образные (рис. 31.53а, 31.53б) и П-образные

(рис. 31.53в, 31.53г); номиналы их элементов рассчитываются по закону Кирхгофа.

Величину сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  симметричного Т-образного атенюатора (рис. 31.53а) определяют по формулам:

$$R_1 = Z \frac{a-1}{a+1} \quad (31.20)$$

и

$$R_2 = Z \frac{2a}{a^2 - 1} \quad (31.21)$$

где  $Z$  – входное и выходное сопротивления ослабляющего звена в омах,  $a$  – отношение входного и выходного напряжений (коэффициент ослабления).

Симметричное П-образное звено атенюатора (рис. 31.53в) рассчитывается по формулам:

$$R_1 = Z \frac{a^2 - 1}{2a} \quad (31.22)$$

и

$$R_2 = Z \frac{a+1}{a-1} \quad (31.23)$$

Для несимметричного Т-образного звена (рис. 31.53б)

$$R_1 = Z \frac{a-1}{a+1} \quad (31.24)$$

тогда как  $R_2$  находят по (31.21).

Для несимметричной П-образной схемы (рис. 31.53г)

$$R_1 = Z \frac{a^2 - 1}{2a} \quad (31.25)$$

а  $R_2$  определяют по (31.23).

В табл. 31.6 приведены значения  $R_1$  и  $R_2$ , рассчитанные по формулам (31.25) и (31.23) для наиболее распространенных волновых сопротивлений и ослабления от 1 до 20 дБ. Они относятся только к несимметричной П-образной схеме (рис. 31.53г) и пригодны как для постоянного ослабляющего звена, так и для звена со ступенчатым переключением.

При построении ослабляющих звеньев необходимо руководствоваться следующими практическими правилами:

- применять сопротивления на нагрузку 0,25, 0,125 и 0,1 Вт; не использовать проволочные сопротивления; наилучший результат дают пленочные бесколпачковые

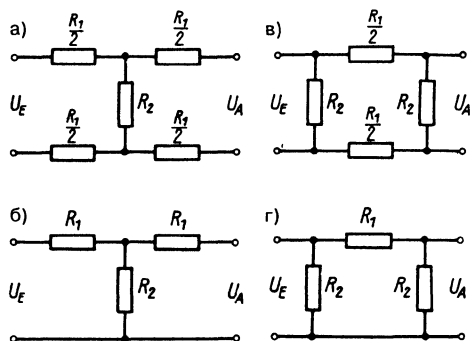


Рис. 31.53. Схемы аттенюаторов:  
а – симметричная Т-образная; б – несимметричная Т-образная; в – симметричная П-образная; г – несимметричная П-образная

резисторы УКВ частотного диапазона, которым свойственны минимальные собственные емкости;

- при монтаже соединять резисторы напрямую, не пользуясь проводами: каждый сантиметр провода вносит вредные

Таблица 31.6. Значения  $R_1$  и  $R_2$  несимметричных П-образных аттенюаторов

Ослабление, дБ	a	Z = 50 Ом		Z = 60 Ом		Z = 75 Ом	
		$R_1$ , Ом	$R_2$ , Ом	$R_1$ , Ом	$R_2$ , Ом	$R_1$ , Ом	$R_2$ , Ом
1	1,122	5,8	870	6,9	1044	8,7	1305
2	1,259	11,6	436	13,9	523	17,4	654
3	1,413	17,6	292	21,2	351	26,5	438
4	1,585	22,9	221	27,4	265	34,3	340
5	1,778	30,4	179	36,5	214	45,6	268
6	1,995	37,3	151	44,8	181	56	226
7	2,24	44,8	131	53,8	157	67,3	196
8	2,51	52,8	116	63,4	140	79,2	174
9	2,82	61,6	105	74	126	92,4	157
10	3,16	71,1	96,3	85,3	116	106,6	144
11	3,55	81,7	89,2	98	107	122,5	134
12	3,98	93,2	83,6	112	100	140	125
13	4,47	106,2	78,8	127	95	159	118
14	5,01	120,3	77	144	90	142	112
15	5,62	136	71,6	163	86	204	108
16	6,31	153,8	68,8	185	83	231	103
17	7,08	173,5	66,5	208	80	260	100
18	7,95	195,6	64,4	235	77	293	97
19	8,91	220	62,6	264	75	330	94
20	10	247,5	61	297	73	371	92

индуктивность и емкость, поэтому даже выводы ослабляющих звеньев должны быть предельно короткими;

- стремиться к наименьшей емкости монтажа, то есть устранять или хотя бы сводить к минимуму взаимное влияние элементов схемы, располагая их взаимно перпендикулярно.

В технике антенн при работе с коаксиальными линиями для калибровок и сравнений применяют только несимметричные аттенюаторы, так как благодаря экранированию внутренней жилы достигаются сравнительно высокие значения коэффициента переходного затухания. Необходимо экранировать и само ослабляющее звено.

Схемы аттенюаторов одинаковы по эффективности и затратам. Обычно при малых ослаблениях и на низких частотах предпочитают П-образные схемы. Конструкция экранированного, несимметричного ослабляющего звена демонстрируется на рис. 31.54. Рекомендуется изготовить несколько подобных звеньев: соединяя их последовательно, можно обеспечить любое ослабление при весьма высоком коэффициенте переходного затухания (рис. 31.55).

Имеет смысл пользоваться переключаемыми звеньями-аттенюаторами. Схема подобного устройства приведена на рис. 31.56. Еще удобнее регулируемые аттенюаторы с произвольным выбором величины ослабления. Такие устройства предлагаются многими фирмами-изготовителями.

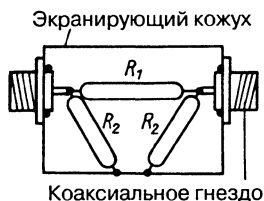


Рис. 31.54. Конструкция несимметричного П-образного аттенюатора

### Литература к главе 31

- [1] Heine, A.: Der «Grid-Dipper». DL-QTC 6/1952, S. 242–247.
- [2] Schütz, W.: Das Dipmeter – eine wichtige Reparaturhilfe. Radioschau, H. 9, 1963, S. 384–386.
- [3] Olson, H.: A new look at dip meters. Harn Radio, August 1981, pp. 25–28.
- [4] Waxweiler, R.: Ein Dip- und Absorptionsfrequenzmeter. CQ-DL 8/1975, S. 466–467.
- [5] Kunze, C.: Low-Cost-Grid-Dipper. CQ-DL 6/91, S. 341.
- [6] Michaelis, M.: Der Dipmeter und seine Anwendung. Funk 6/93, S. 72–78.
- [7] Buschbeck, W.: Hochfrequenz Wattmeter und Fehlpassungsmesser mit direkter Anzeige. HF-Techn. und Elektroakust., Bd. 61, H. 4, April 1943, S. 93–100.
- [8] Pistolors, A.A.; Neumann, M.S.: Ein Gerät zur direkten Messung des Wanderwellenkoeffizienten auf Leitungen (russ.). Elektrosvyaz, Jg. 9, Nr. 4, April 1941, S. 9–15.
- [9] Stadler, E.: Der Richtkoppler Funktion und Anwendung. UKW-Berichte 1/85, S. 50–54.
- [10] Müller-Schlosser, H.: Stehwellen-Meßbrücke für den Funkamateure. Funkschau, 1968, H. 11, S. 350.
- [11] Hupfer, K.: Empfindliches Reflektometer. DL-QTC 7/68, S. 414–416.
- [12] Laufs, G.: Über Fehlerquellen bei Richtkoppler- und Reflektometermessungen. UKW-Berichte 1/1964, S. 47–56.

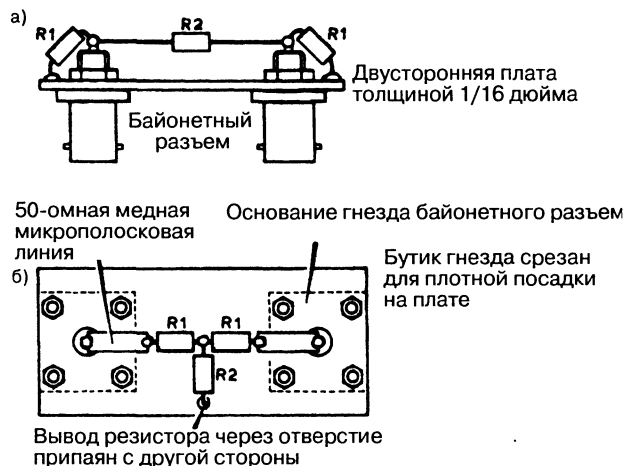


Рис. 31.55. Конструкции аттенюаторов: а – на частоту до 500 МГц; б – на частоту свыше 500 МГц

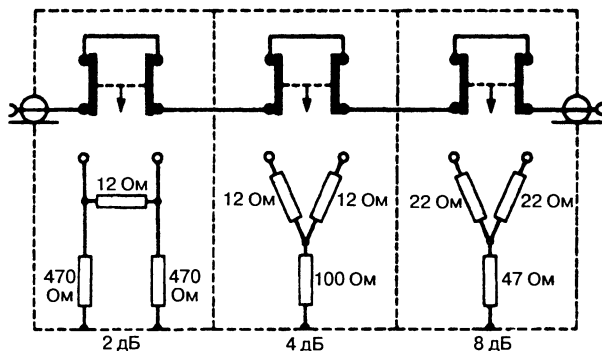


Рис. 31.56. Конструкция переключаемого ослабляющего звена

- [13] Orr, W.L.: The Monimatch, Radio Handbook, pp. 818–819. Editors and Engineers Ltd., New Augusta, IN, 1970.
- [14] Brown, F.: A Reflectometer for Twin-Lead. QST, October 1980, pp. 15–17.
- [15] Pattison, H. O.; Morris, R. M.; Smith, J. W.: A Standing-Wave Meter for Coaxial Lines. QST, July 1947, pp. 41–43.
- [16] Koch, E.: Einfaches 60-Ohm-Anpassungsgerät für 3,5 bis 150 MHz. DL-QTC 7/60, S. 320–321.
- [17] Wölske, G.: Eine Stehwellenmeßbrücke für beliebige Frequenzen bis 500 MHz. CQ-DL 10/74, S. 606–608.
- [18] Priedigkeit, J.: A Reflection-Coefficient Bridge – Impedance-Matching Measurements the Easy Way. QST, October 1981, pp. 18–20.
- [19] Waxweiler, R.: Impedanz-Meßbrücke. CQ-DL 7/82, S. 328–331.
- [20] Scherer, W. M.: Antennascope-54. CQ, June, July 1954.
- [21] Hart, R. T.: The Antenna Noise Bridge. QST, December 1967, pp. 39–41.
- [22] Koch, O.: Eine Antennenrauschbrücke. CQ-DL 4/1976, S. 118–120.
- [23] Schifferdecker, H.: Messung und Abstimmung von Kurzwellenantennen mittels der Rauschbrücke. CQ-DL 9/1979, S. 396–399.
- [24] Krischke, A.: Rauschbrücke (Berichtigung zu [23]). CQ-DL 1/1980, S. 46.
- [25] Fischer, K.H.: Antennenbau und Optimierung mit Hilfe der Antennenrauschbrücke. CQ-DL 10/1981, S. 477–479.
- [26] Schwarz, H.: Die Rauschbrücke, CQ-DL 5/1985, S. 236–242.
- [27] Popodi, A.: Präzisionsrauschbrücke für den Kurzwellenbereich. CQ-DL 6/87, S. 360–363.
- [28] Kibler, P. J.: A Note on Impedance Measurements at High Frequencies with Special Reference to Impedance matching. Proc. IRE, June 1944, pp. 354–355.
- [29] Duffin, W. J.: Three-Probe Method of Impedance Measurement. Wireless Engineer, December 1952, pp. 317–320.
- [30] Wallenfels, K.H.: Drei-Punkte-Kreisrechner. Elektron. Rundsch., Nr. 9/1962, S. 403–405.
- [31] Ayer, J.: A Simple EMF/RFI Detector. RF-Design, March 1992.
- [32] Hoyt, E.: An RF Sniffer Meter. QST, April 1994, p. 82.
- [33] Michaelis, M.: Einfaches Feldstärke-Meßgerät. Funk 1/95, S. 79.
- [34] Stirner, E.: Antennen Bd. 3: Meßtechnik. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1985.
- [35] Schwarzbeck, G.: Streifzug durch den Antennenwald-VHF-UHF-Antennenmeßtechnik. CQ-DL 1/1981, S. 9–20.
- [36] Schwarzbeck, G.: Streifzug durch den Antennenwald-Messung des Antennengewinns. CQ-DL 7/1982, S. 332–335.
- [37] Krischke, A.: Antennenmodellmessungen. Beam 3/1983, S. 22.
- [38] Sinclair, G.: Theory of Models of Electromagnetic Systems. Proc. IRE, November 1948, pp. 1364–1370.
- Carr, J. J.: Practical Antenna Handbook. TAB Books, Blue Ridge Summit, PA, 1990.
- Dodd, P.: The Antenna Experimenter's Guide. DD Publications, East Preston, West Sussex, 1991.
- Hooton, H. D.: Amateurs Antenna Tests and Measurements. H.W. Sams & Co, Indianapolis, IN, 1977.
- IEEE: IEEE Standard Test Procedures for Antennas (Std. 149–1979). IEEE, New York, 1979.
- Jessop, G. R.: VHF/UHF Manual. RSBG, Potters Bar, Herts, 1992.
- NBS: Methods for accurate measurement of antenna gain (Cottony, H.V.). Report 5539. NBS, Boulder, CO, 1957.
- Saad, T. S. (Ed.): Microwave Engineers' Handbook, Vol. 1+2. Artech House, Dedham, MA, 1971.
- Weiner, K. (Hrsg.): UHF-Unterlage, I/II 1980/89, III 1982/89, IV 1984/89, V 1987/89. Weiner, Hof.

## 32. Символьные методы и круговая диаграмма полных сопротивлений

Для расчета импедансов, КСВ, напряжений и токов в радиочастотных линиях существуют методы, применение которых требует специальной подготовки. Поэтому многие радиолюбители занимаются согласованием линий методом проб и ошибок или ищут готовые рецепты. Первый путь занимает много времени и приводит к положительному результату лишь при решении простейших задач. На другом пути нередко возникают трудности, обусловленные влиянием окружающей обстановки, а для их устранения надо знать закономерности явлений. Оптимальный подход состоит в том, чтобы освоить графические методы, которые требуют только элементарных знаний математики и вместе с тем доходчиво представляют необходимые закономерности.

В технике антенн широко применяются круговые диаграммы полных сопротивлений (диаграммы Смита), впервые описанные в 1939 г. [1]. О них речь пойдет в разделе 32.3. Для успешного применения диаграмм необходимо познакомиться с основами комплексного представления переменных величин.

### 32.1. Комплексное представление переменных величин

#### 32.1.1. Временной ход гармонической переменной величины

Под переменной величиной понимают электрическую или магнитную величину, у которой со временем меняется не только значение, но и знак. Частота  $f$  переменной величины означает количество периодов колебаний за единицу времени и рассчитывается по формуле

$$f = 1 / T \quad (32.1)$$

где  $T$  – длительность периода в секундах.

Если изменения величины во времени происходят синусоидально, ее называют гармонической переменной величиной (рис. 32.1). Математически она описывается следующим выражением:

$$u(t) = U \sin(\omega t + \varphi) \quad (32.2)$$

где  $u(t)$  – мгновенное значение величины;  $U$  – ее амплитуда (размах);  $\omega$  – круговая частота;  $\varphi$  – начальная фаза.

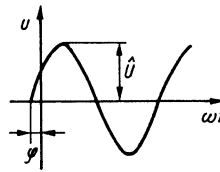


Рис. 32.1. Графическое представление синусоидальной переменной величины

Круговая частота рассчитывается по формуле

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (32.3)$$

При строго синусоидальном изменении токов и напряжений комплексное исчисление переменного тока (называемое также символьным методом) упрощает расчеты. В символьном исчислении напряжения, токи и другие величины математически представляются в виде комплексных чисел.

#### 32.1.2. Комплексные числа

Комплексные числа требуются, в частности, в алгебраических уравнениях. Например, уравнение  $x^2 + 1 = 0$  не решается в области действительных чисел, но имеет решение в области комплексных чисел.

Комплексное число представляет собой наиболее общую форму числа вообще и состоит из суммы или разности действительного числа  $a$  и мнимого числа  $j b$ . Действия

с комплексными числами выполняются так же, как и с действительными, если учитывать соотношение

$$j = \sqrt{-1} \text{ или } j^2 = -1 \quad (32.4)$$

В то время как действительные числа можно откладывать на прямой, для графического представления комплексных чисел требуется так называемая гауссова числовая плоскость, по абсциссе которой откладываются действительные числа. Комплексные числа с положительной действительной частью откладываются справа от вертикальной оси, а слева от нее находятся числа с отрицательной действительной частью. Положительная мнимая часть означает, что комплексное число находится над горизонтальной осью действительных чисел, а комплексные числа с отрицательной мнимой частью лежат под этой осью.

Представление комплексного числа  $Z = a + jb$  на гауссовой числовой плоскости демонстрируется на рис. 32.2. (Ранее наряду с подчеркиванием применялись и другие обозначения комплексных чисел, но сейчас они не считаются стандартными.) Согласно теореме Пифагора, модуль  $Z$  (абсолютная величина) комплексного числа рассчитывается как

$$|Z| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (32.5)$$

а угол  $\alpha$  (фазу) находят как

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{b}{a} \text{ или } \alpha = \operatorname{arctg} \frac{b}{a} \quad (32.6)$$

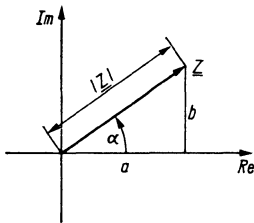


Рис. 32.2 Комплексное число  $Z$  на гауссовой числовой плоскости

В качестве примера на рис. 32.3 показано представление следующих комплексных чисел:

$$Z_1 = 1 + j3; |Z_1| = \sqrt{1^2 + 3^2} \approx 3,16; \alpha_1 \approx 71,6^\circ;$$

$$Z_2 = -2 + j2; |Z_2| = \sqrt{2^2 + 2^2} \approx 2,83; \alpha_2 \approx 135^\circ;$$

$$Z_3 = -3 - j4; |Z_3| = \sqrt{3^2 + 4^2} \approx 5; \alpha_3 \approx 233,1^\circ;$$

$$Z_4 = 5 - j2; |Z_4| = \sqrt{5^2 + 2^2} \approx 5,39; \alpha_4 \approx 338,2^\circ.$$

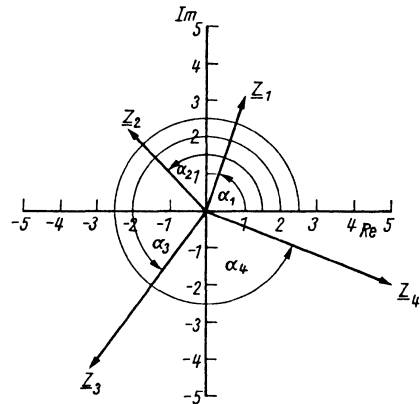


Рис. 32.3. Примеры представления комплексных чисел

Наряду с алгебраической формой  $Z = a + jb$  используются тригонометрическая

$$Z = |Z|(\cos \alpha + j \sin \alpha) \quad (32.7)$$

и экспоненциальная

$$Z = |Z|e^{j\alpha} \quad (32.8)$$

формы представления комплексного числа. В этом представлении число выражается через модуль и фазу, что дает формулу Эйлера:

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha \quad (32.9)$$

Для действительной и мнимой частей соответственно получим

$$a = |Z|\cos \alpha, \quad b = |Z|\sin \alpha \quad (32.10)$$

### Правила вычислений с комплексными числами

Равенство: два комплексных числа равны, если у них одинаковы действительная и мнимая части или модули и фазы.

Сложение (вычитание): при сложении (вычитании) комплексных чисел действительная и мнимая части складываются (вычитаются) порознь. Пример:

$$Z_1 = 3 + j5, \quad Z_2 = 2 - j3, \quad Z_3 = Z_1 + Z_2 = 5 + j2$$

Умножение (деление): комплексные числа перемножаются (делятся) путем перемножения (деления) модулей и сложения (вычитания) фаз. Пример:  $Z_1 = 3 + j5, \quad Z_2 = 2 + j7.$

Сперва преобразуем алгебраическую форму в экспоненциальную:

$$|Z_1| = 3 + j5 = \sqrt{3^2 + 5^2} \times e^{j \arctg(5/3)} = 5,83e^{j59^\circ};$$

$$|Z_2| = 2 + j7 = \sqrt{2^2 + 7^2} \times e^{j \arctg(7/2)} = 7,28e^{j74^\circ}.$$

Теперь перемножим комплексные числа:  $Z_3 = Z_1 Z_2 = 5,83 \times 7,28 e^{j(59 + 74)} = 42,44 e^{j133^\circ} = -29 + j31$ .

(Возможно также умножение и деление комплексных чисел в алгебраической форме.)

Возведение в степень (извлечение корня): для возведения комплексного числа в степень  $n$  (извлечения корня степени  $n$  из комплексного числа) возводят модуль числа в эту степень (извлекают из него корень той же степени) и умножают (делят) угол на показатель степени:

$$Z^n = |Z|^n e^{jn\varphi} \quad (32.11)$$

### 32.1.3. Комплексное представление синусоидальных переменных величин

Действительная временная функция (32.2) с помощью комплексных чисел представляется в виде следующей комплексной временной функции:

$$u = U e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (32.12)$$

откуда после преобразования получим

$$u = U e^{j\varphi} e^{j\omega t}.$$

Первый множитель называют комплексной амплитудой. Это вектор, составляющий угол  $\varphi$  с действительной осью. Вторым множителем  $e^{j\omega t}$  имеет единичную длину и описывает вращение первого вектора в математически положительном направлении (против часовой стрелки) с угловой скоростью  $\omega$ .

Итак, временная функция (32.12) представляет собой вектор длины  $U$ , вращающийся с угловой скоростью  $\omega$  относительно начала координат и характеризуемый начальным углом фазы  $\varphi$  в момент времени  $t = 0$  (рис. 32.4).

Нетрудно вернуться к исходному уравнению (32.2), проецируя вращающийся вектор на мнимую ось, что легко показать, применив формулу Эйлера к уравнению (32.12). В комплексных вычислениях линейных уравнений множитель  $e^{j\omega t}$  сокращается, поэтому его отбрасывают и выполняют вычисления не с вращающимся, а с

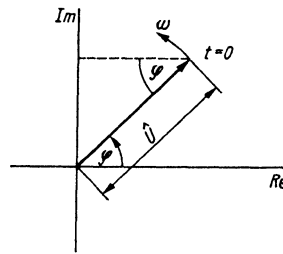


Рис. 32.4. Комплексное представление синусоидальной переменной величины

покоящимся вектором, чем достигается еще большее упрощение<sup>1</sup>.

### 32.1.4. Комплексное сопротивление

Комплексное сопротивление (называемое также импедансом) определяется следующим образом:

$$Z = \frac{u}{i} = \frac{U e^{j\varphi} e^{j\omega t}}{I e^{j\varphi} e^{j\omega t}} \quad (32.13)$$

Поскольку множитель  $e^{j\omega t}$  сокращается, комплексное сопротивление всегда описывается неподвижным вектором

$$Z = \frac{U}{I} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = Z e^{j\varphi} = R + jX.$$

Тогда

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \text{ и } \varphi = \arctg \frac{X}{R}.$$

Действительная компонента комплексного сопротивления является активным сопротивлением, тогда как мнимая компонента служит реактивным сопротивлением, а величину комплексного сопротивления называют полным сопротивлением (импедансом).

Комплексное сопротивление и такие схемные элементы, как омическое сопротивление, катушка и конденсатор, выражаются формулами на рис. 32.5.

Теперь на цепи переменного тока можно перенести все основные уравнения для цепей постоянного тока, заменив в них

<sup>1</sup> Если представить себе, что сама плоскость рис. 32.4 вращается по часовой стрелке с частотой  $\omega$  (против направления вращения вектора  $U$ ), можно будет оперировать с неподвижным вектором. – Прим. ред.



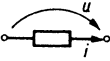

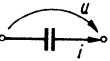
	Соотношение между током и напряжением от времени	Комплексное сопротивление	
	$u = Ri$	$Z_R = R$	Ток и напряжение синфазны
	$u = L \frac{di}{dt}$	$Z_L = j\omega L$	Напряжение опережает ток на 90°
	$i = C \frac{du}{dt}$	$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$	Ток опережает напряжение на 90°

Рис. 32.5. Комплексные сопротивления дискретных схемных элементов

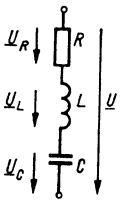


Рис. 32.6. Эквивалентная схема последовательного колебательного контура

сопротивления комплексными сопротивлениями. В частности, для комплексного сопротивления  $Z$  последовательного колебательного контура на рис. 32.6 имеем

$$\begin{aligned} \underline{Z} &= R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \\ &= \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \times e^{j \arctg\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)}. \end{aligned}$$

Модуль комплексного сопротивления составляет

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2};$$

он становится минимальным и чисто омическим на резонансной частоте, когда

$$\omega_{\text{res}} L = \frac{1}{\omega_{\text{res}} C},$$

откуда

$$\omega_{\text{res}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Ниже резонансной частоты фазовый угол  $j$  отрицателен (емкостное свойство), а выше –

положителен (индуктивное свойство). Модуль и фазу последовательного колебательного контура можно определить по рис. 32.7.

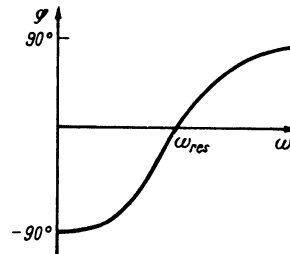
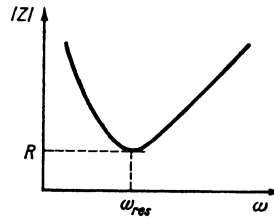


Рис. 32.7. Модуль и фаза последовательного колебательного контура

### 32.2. Амплитудно-фазовые характеристики

В предыдущем примере модуль и фаза комплексного сопротивления представлены порознь. Кривая амплитудно-фазовой характеристики позволяет рассматривать их одновременно. Она является геометрическим местом концов вектора в комплексной плоскости при изменении одного из параметров (например, частоты). Амплитудно-фазовая

характеристика импеданса последовательного колебательного контура как функция частоты показана на рис. 32.8.



Рис. 32.8. Амплитудно-фазовая характеристика импеданса последовательного колебательного контура как функция частоты

Еще один пример относится к параллельному колебательному контуру (рис. 32.9). Поскольку речь идет о параллельном включении, определим комплексную (полную) проводимость, или адмитанс:

$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}.$$

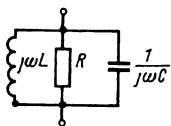


Рис. 32.9. Эквивалентная схема параллельного контура

Амплитудно-фазовая характеристика представлена на рис. 32.10.

К амплитудно-фазовой характеристике комплексного сопротивления перейдем с помощью обращения, поскольку известно, что  $\underline{Z} = 1/\underline{Y}$ . Правила обращения гласят:

- обращение прямой, проходящей через начало координат, дает прямую, также проходящую через начало координат;
- прямая, не проходящая через начало координат, обращается в окружность, проходящую через начало координат.

Очевидно, в предыдущем случае действует второе правило обращения: прямая

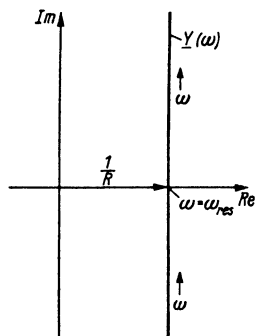


Рис. 32.10. Амплитудно-фазовая характеристика полной проводимости параллельного колебательного контура

переходит от  $\omega = 0$  к  $\omega = \omega_{res}$  в верхнем полуокружье, тогда как в нижнем полуокружье она переходит от  $\omega = \omega_{res}$  к  $\omega = \infty$  (рис. 32.11).

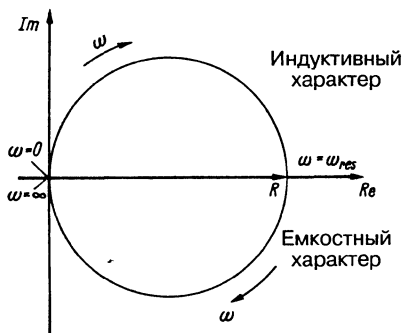


Рис. 32.11. Амплитудно-фазовая характеристика полного импеданса параллельного колебательного контура

### 32.3. Круговая диаграмма полных сопротивлений

Круговая диаграмма полных сопротивлений (диаграмма Смита) относится к излюбленным инструментам специалиста, занятого вопросами настройки электронных устройств. Анализаторы сетей, применяемые для исследований и разработок, действуют на принципах круговой диаграммы полных сопротивлений и представляют на круглом экране исчерпывающий график импедансов в широкой области частот [2]. Радиолобителю достаточно располагать бланком

диаграммы, а также линейкой и циркулем. Оценки входного сопротивления антенны с его активной и реактивной составляющими могут быть получены даже посредством относительно простых радиочастотных измерительных мостов, например с помощью шумового моста из раздела 31.1.4. Тому, кто хочет использовать все возможности диаграммы Смита, придется досконально изучить «руководство пользователя» и освоиться с ней в процессе работы. «Познания по вопросам настройки, добытые благодаря использованию диаграммы Смита, не заменить сотнями страниц любительских журналов» [2].

### 32.3.1. Гауссова числовая плоскость и диаграмма Смита

Для гауссовой числовой плоскости требуется бесконечно протяженная прямоугольная система координат. В силу линейности масштаба она пригодна только для ограниченного интервала чисел. Существенное преимущество гауссовой числовой плоскости состоит в том, что наряду с действительной и мнимой частями представляемых величин на ней можно непосредственно отображать их модули и фазы: модуль – в виде расстояния от начала координат, а фазу – как угол относительно действительной оси.

Чтобы распространить числовую область на бесконечность, правая (положительная) гауссова полуплоскость преобразуется в круг (рис. 31.12) с помощью так называемого конформного отображения. Мнимую ось  $Im$  сгибают в окружность, в то время как масштаб действительной оси  $Re$  становится нелинейным. Координатные сетки гауссовой плоскости и диаграммы Смита

равноугольны, то есть у обеих диаграмм действительная и мнимая оси пересекаются под прямым углом, однако масштаб диаграммы Смита нелинеен и простирается от нуля до бесконечности. Диаграмма Смита позволяет представлять импедансы и адмитансы самой разной величины, кроме отрицательных активных сопротивлений и активных проводимостей.

### 32.3.2. Представление комплексных сопротивлений и проводимостей на диаграмме Смита

Подобно гауссовой плоскости, каждая точка плоскости диаграммы Смита характеризует комплексное сопротивление активной и реактивной частями. Активные сопротивления представлены точками на горизонтальном диаметре, а реактивные – точками на окружности. Комплексные сопротивления характеризуются точками пересечения кривых для активной и реактивной частей. При этом верхняя половина диаграммы используется для представления импедансов или адмитансов с положительной реактивной частью, а нижняя – с отрицательной.

На диаграмму Смита можно наносить комплексные сопротивления с активной и реактивной частями величиной от 0 до  $\infty$ . Большие значения труднее считывать с диаграммы, и потому целесообразно пользоваться значениями, нормированными на величину опорного сопротивления  $R_0$ . Его выбирают так, чтобы нормированное сопротивление оказалось ближе к центру круга, где высока точность отсчетов. Если в расчетах участвует несколько сопротивлений, они нормируются на общее опорное сопротивление.

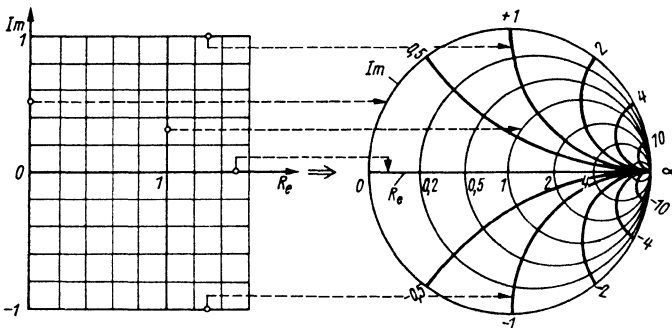


Рис. 32.12. Преобразование гауссовой плоскости в диаграмму Смита

На диаграмму Смита на рис. 32.13 нанесено несколько комплексных сопротивлений и проводимостей:

$$\begin{aligned} Z_1 &= (150 + j260) \text{ Ом}, & R_0 &= 200 \text{ Ом}, \\ Z_1' &= 0,75 + j1,3; & R_0 &= 500 \text{ Ом}, \\ Z_2 &= (200 - j800) \text{ Ом}, & Y_0 &= 200 \text{ мСм}, \\ Z_2' &= 0,4 + j1,6; & Y_0 &= 200 \text{ мСм}, \\ Y_1 &= (110 + j150) \text{ мСм}, & Y_0 &= 200 \text{ мСм}, \\ Y_1' &= 0,55 + j0,75; & Y_0 &= 200 \text{ мСм}, \\ Y_2 &= (2 - j3) \text{ мСм}, & Y_0 &= 2 \text{ мкСм}, \\ Y_2' &= 1,0 + j1,5. \end{aligned}$$

### 32.3.3. Преобразование сопротивлений в проводимости

При расчетах сложных схем часто приходится преобразовывать последовательные схемы в эквивалентные (равнозначные) параллельные и наоборот. Чисто расчетный подход основан на следующих соотношениях для активных и реактивных величин:

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2}, \quad G = \frac{R}{R^2 + X^2},$$

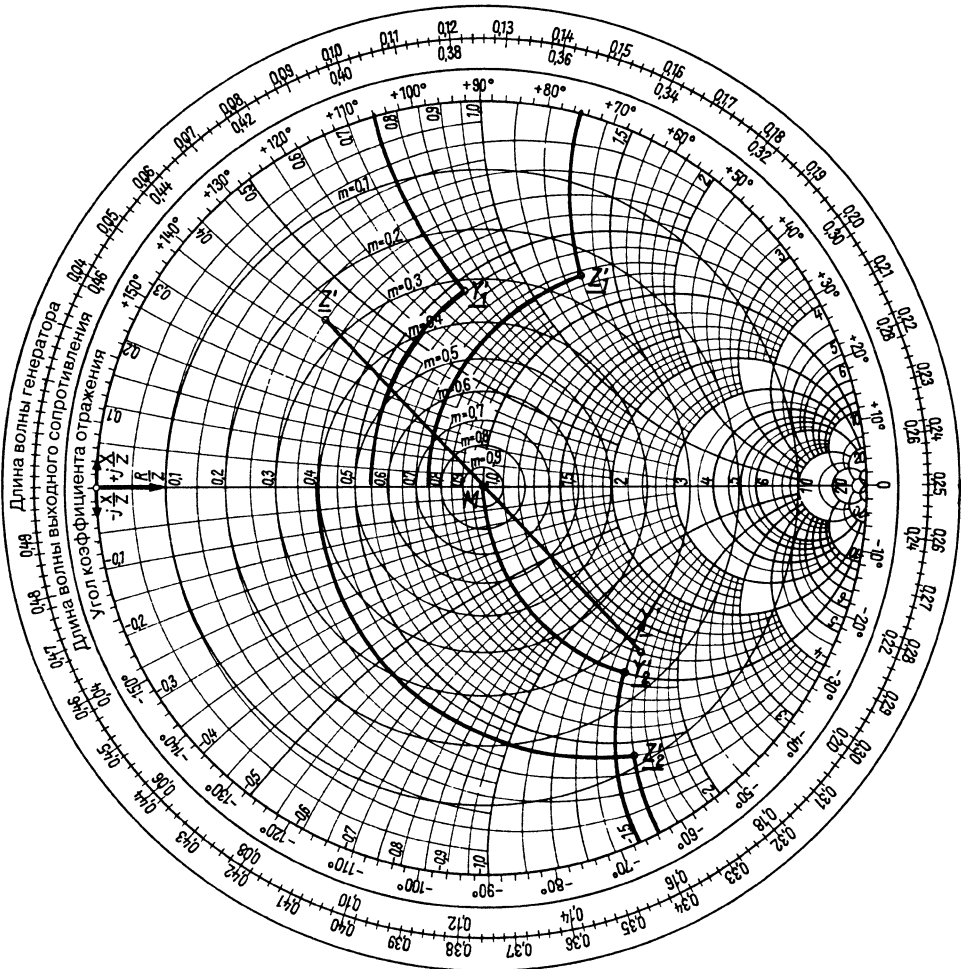


Рис. 32.13. Запись комплексных сопротивлений и проводимостей на диаграмме Смита и их обратное преобразование

$$X = \frac{-B}{G^2 + B^2}, \quad B = \frac{-X}{R^2 + X^2}.$$

Переход от комплексного сопротивления к комплексной проводимости осуществляется на диаграмме Смита следующим образом (рис. 32.13): точку  $Z'$  соединяют с центром диаграммы  $M$  и продолжают отрезок  $Z'M$  равновеликим отрезком того же направления; конечная точка всей прямой характеризует комплексную проводимость эквивалентной параллельной схемы. Надо помнить, что проводимость  $G_0$ , необходимая для возвращения к абсолютным значениям, определяется опорным сопротивлением  $R_0$ :  $G_0 = 1/R_0$ .

#### Пример

Требуется преобразовать комплексную последовательную схему  $Z = 30 + j40$  Ом в эквивалентную параллельную. Опорное сопротивление  $R_0 = 100$  Ом, так что  $Z' = 0,3 + j0,4$ . Выполнив описанные операции, находим нормированную проводимость  $Y' = 1,2 - j1,6$ . Зная опорную проводимость  $G_0 = 1/R_0 = 1/100$  Ом = 10 мСм, получим  $Y = G_0 Y' = 12 - j16$  мСм (рис. 32.13). Итак, диаграмма Смита чрезвычайно облегчает обратные преобразования. Простой графический метод позволяет анализировать сложные цепи и определять их суммарное полное внутреннее сопротивление, что и будет продемонстрировано в следующем разделе.

### 32.3.4. Преобразование сопротивлений с помощью диаграммы Смита

Под преобразованием сопротивления понимают изменение комплексного сопротивления путем подключения одного или нескольких других сопротивлений. Подобное преобразование осуществляется посредством диаграммы Смита.

#### Последовательное включение сопротивлений

Если к комплексному сопротивлению последовательно подключить активное сопротивление, точка  $Z'$  на диаграмме Смита сместится вдоль линии постоянного реактивного сопротивления в сторону больших активных сопротивлений. Соответственно подключение реактивного сопротивления приводит к смещению точки по кругу постоянного активного сопротивления по часовой стрелке, если подключена индуктивность

(положительное реактивное сопротивление), и против часовой стрелки, если подключена емкость (отрицательное реактивное сопротивление). Аналогичным образом объясняется влияние частоты на положение точки  $Z'$ .

#### Пример (рис. 32.14)

$$1. Z_1 = 10 + j30 \text{ Ом}, \quad R_0 = 100 \text{ Ом}, \\ Z'_1 = 0,1 + j0,3.$$

При подключении активного сопротивления 70 Ом  $Z'_1$  сместится в точку  $Z'_2$ :

$$Z_2 = 10 + 70 \text{ Ом} + j30, \quad Z'_2 = 0,8 + j0,3.$$

$$2. Z_3 = 35 + j45 \text{ Ом}, \quad R_0 = 100 \text{ Ом}, \\ Z'_3 = 0,35 + j0,45.$$

При подключении индуктивного реактивного сопротивления 50 Ом получим  $Z_4 = 35 + j95$  Ом,  $Z'_4 = 0,35 + j0,95$ .

3. Амплитудно-фазовая характеристика последовательного колебательного контура

$$Z_{\Sigma} = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right), \quad 0 \leq \omega \leq \infty,$$

$$R_0 = \frac{R}{2}.$$

$$4. Z_6 = 1 \text{ кОм} - j5 \text{ кОм}, \quad R_0 = 1 \text{ кОм}, \\ Z'_6 = 1 - j5.$$

При подключении индуктивного реактивного сопротивления 3 кОм получим:

$$Z'_7 = 1 \text{ кОм} - j5 \text{ кОм} + j3 \text{ кОм} = 1 \text{ кОм} - j2 \text{ кОм}, \quad Z'_7 = 1 - j2.$$

#### Параллельное включение сопротивлений

Параллельное соединение сопротивлений разумнее всего исследовать обходным способом через эквивалентные проводимости. При подключении к комплексному сопротивлению  $Z_1$  другого параллельного комплексного сопротивления  $Z_2$  сначала рассчитывают, а затем складывают проводимости. Искомое комплексное сопротивление находят путем обращения суммарной проводимости.

#### Пример 1 (рис. 32.15)

Найдем комплексное сопротивление данной схемы:

$R_1 = 120$  Ом,  $X_1 = +j160$  Ом,  $R_2 = 80$  Ом. С помощью опорного сопротивления  $R_0 = 100$  Ом пронормируем импеданс последовательной схемы  $R_1 X_1$ :

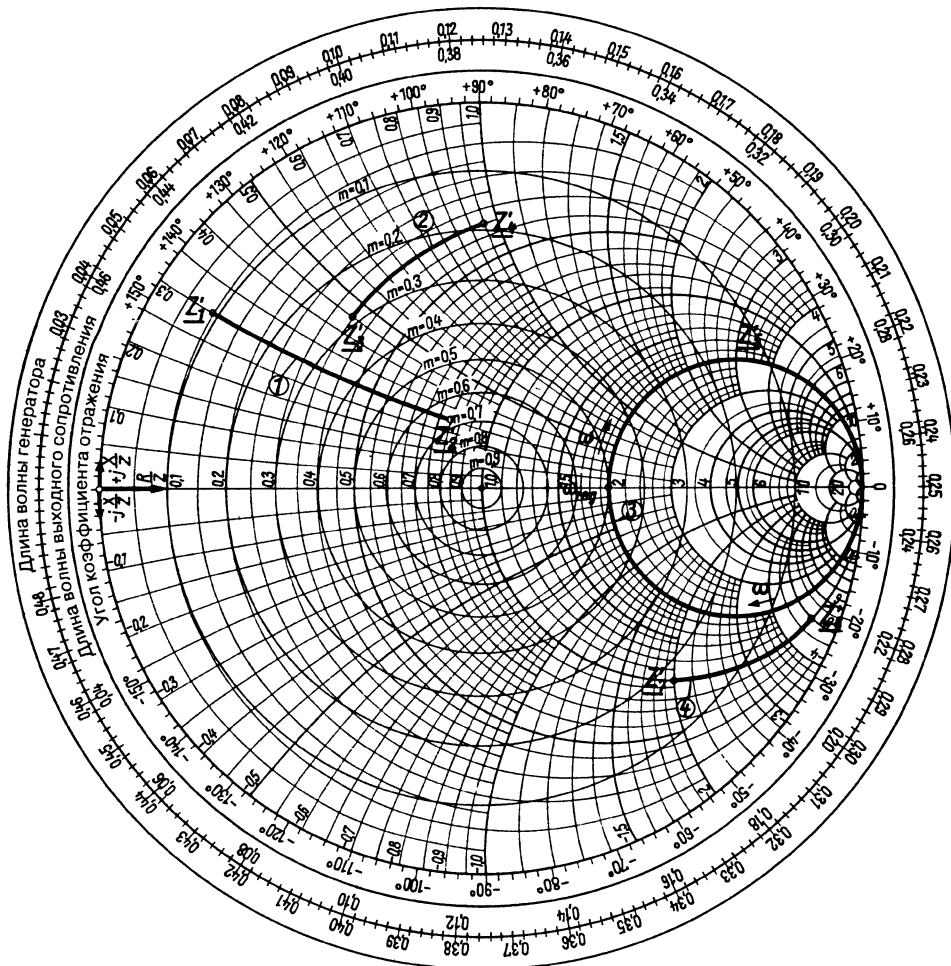


Рис. 32.14. Последовательное соединение комплексных сопротивлений

$$Z_1 = 1,2 + j1,6.$$

Обращение этого сопротивления дает нормированную проводимость

$$Y_1' = 0,3 - j0,4.$$

С ней надо сложить связанную с  $R_2$  проводимость

$$Y_2' = \frac{1}{\frac{R_2}{G_0}} = \frac{R_0}{R_2} = 1,25.$$

Разумеется, это значение можно получить путем графического обращения  $R_2$  на

диаграмме Смита. Нормированная проводимость всей цепи составит

$$Y' = 1,55 - j0,4.$$

Ее обращение дает

$$Z' = 0,6 + j0,15.$$

Тогда искомый импеданс

$$Z = R_0 Z' = 60 + j15 \text{ Ом.}$$

Пример 2 (рис. 32.16)

Нормированные импедансы составляют

$$Z_1' = 2 + j1, \quad Z_2' = 0,75 - j1.$$

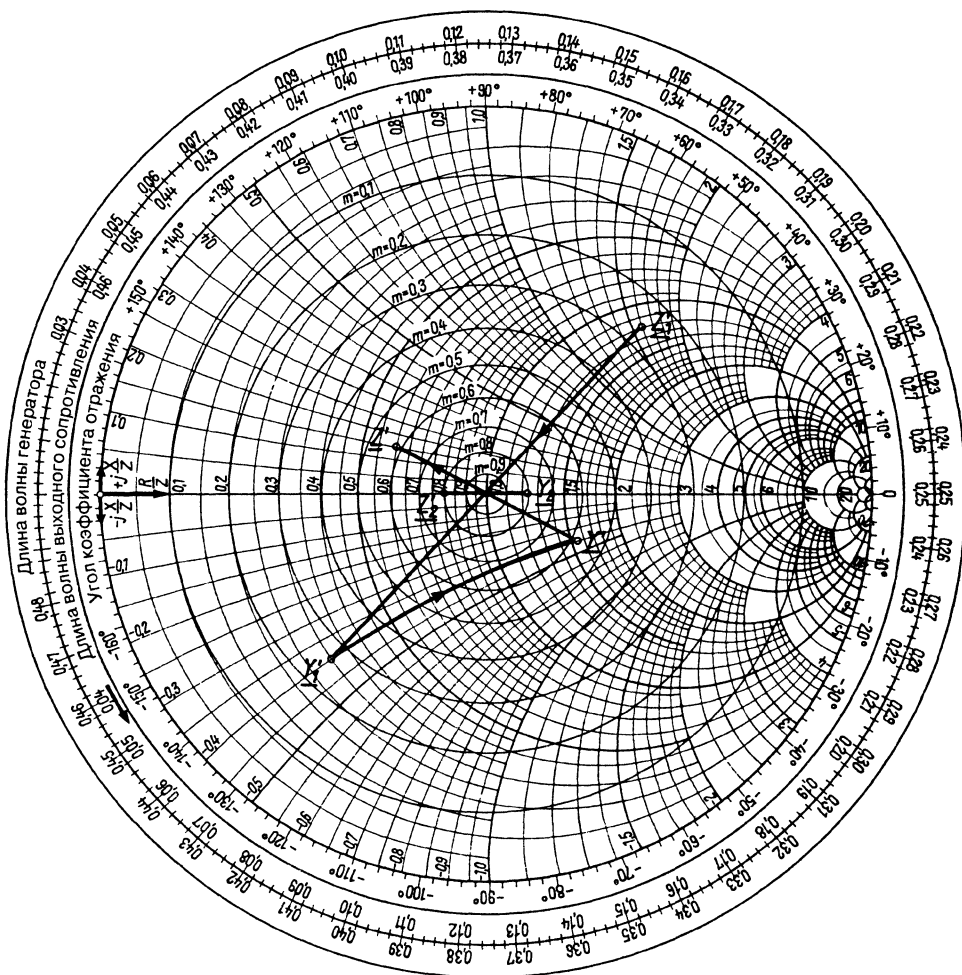


Рис. 32.15. Параллельное соединение омического и комплексного сопротивлений

Обращая их, находим нормированные полные проводимости:

$$Y_1' = 0,4 - j0,2, \quad Y_2' = 0,48 + j0,64.$$

Для оценки общей нормированной проводимости они складываются:

$$Y' = Y_1' + Y_2' = 0,88 + j0,44.$$

К примеру 2:

$$Z_1 = 80 + j40 \text{ Ом}, \quad Z_2 = 30 + j40 \text{ Ом}, \\ R_0 = 40 \text{ Ом}.$$

Графическое обращение  $Y$  дает суммарный импеданс

$$Z' = 0,91 - j0,45.$$

При  $R_0 = 40$  Ом получим

$$Z = 36,4 - j18,2 \text{ Ом}.$$

### 32.3.5. Преобразование сопротивления с помощью двух реактивных сопротивлений

Параллельное и последовательное подключение реактивного сопротивления к заданному комплексному сопротивлению позволяет преобразовать его к любому другому значению.

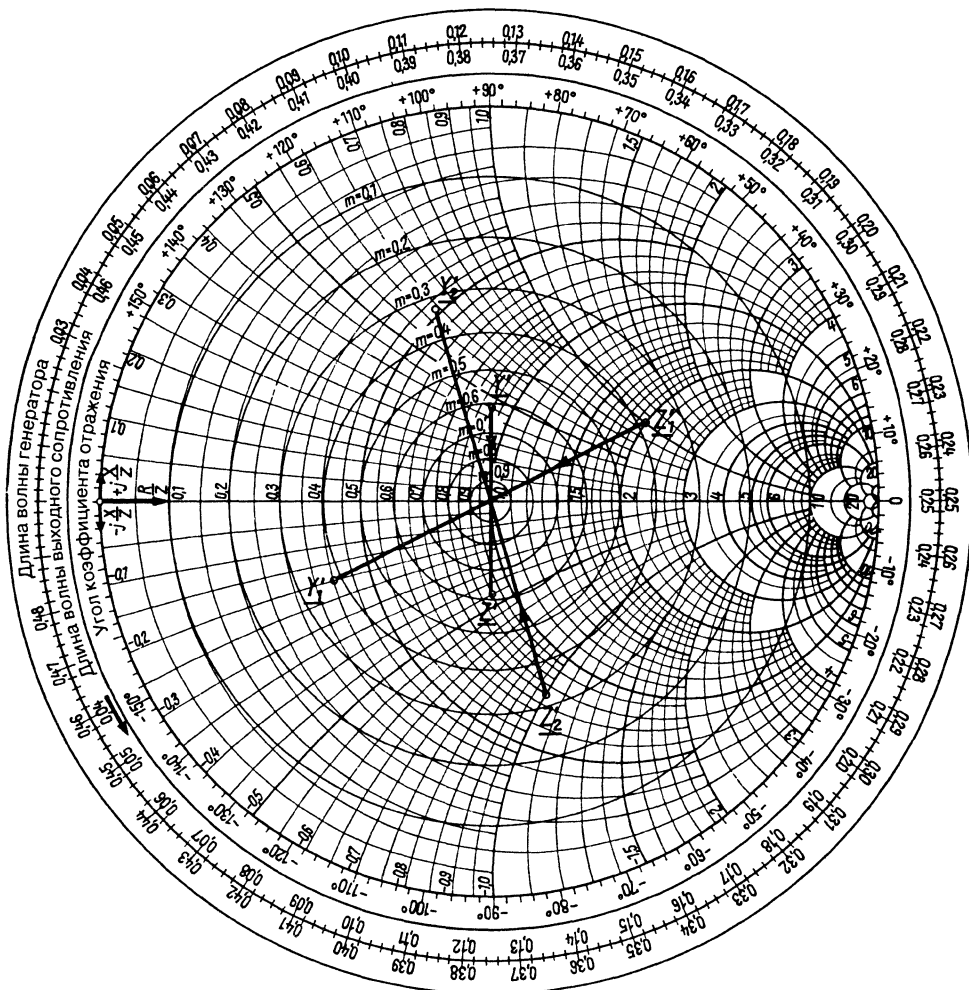


Рис 32.16. Параллельное соединение двух комплексных сопротивлений

**Пример (рис. 32.17)**

Пусть на частоте 200 МГц антенну можно заменить эквивалентной схемой из последовательно включенных омического сопротивления 60 Ом и емкости 5 пФ. С помощью параллельной антенне индуктивности  $L_p$  и последовательной емкости  $C_s$  требуется привести ее комплексное сопротивление  $Z_1$  к волновому сопротивлению фидера 240 Ом.

Преобразование представлено на рис. 32.17. В качестве опорного сопротивления целесообразно взять искомую величину:  $R_0 = 240$  Ом. Тогда опорная проводимость

составит  $G_0 = 1/R_0 = 4,17$  мСм. Комплексное сопротивление антенны составляет

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = 60 - j159 \text{ Ом,}$$

а после нормирования

$$Z'_1 = 0,25 - j0,663.$$

Поскольку индуктивность подключается параллельно,  $Z'_1$  необходимо обратить. Теперь  $Y'_1$  надо сместить параллельной индуктивностью настолько, чтобы результат обращения  $Y'_2$  оказался на окружности постоянных активных сопротивлений  $R' = 1$ . Благодаря



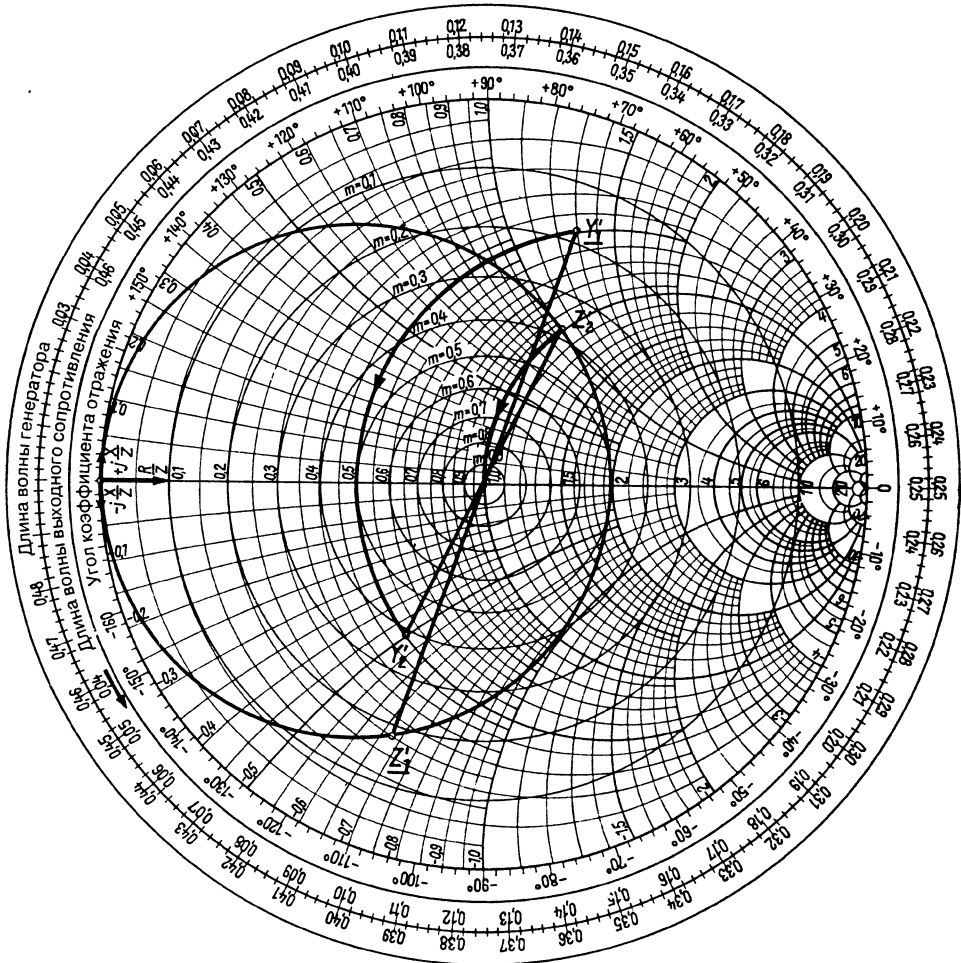


Рис. 32.17. Преобразование реактивных сопротивлений

параллельной индуктивности  $Z'_1$  сместится в точку  $Z'_2$  по окружности, проходящую через точки  $Z'_1$  и 0.

Проводимость, необходимая для смещения  $Y'_1$  в  $Y'_2$ , составляет  $B'_p = -j1,8$ . При  $B'_p = G_0 B'_p$  и  $B'_p = 1/j\omega L$  получим индуктивность  $L_p = 106 \text{ нГн}$ .

Чтобы сместить  $Z'_2$  к  $l$ , требуется отрицательное реактивное сопротивление величины  $X'_s = -j l$ . При  $X'_s = R_0 X'_s = 1/j\omega C$  находим величину последовательной емкости  $C_s = 3,3 \text{ пФ}$ .

Подобное преобразование – не единственная возможность согласовать антенну

с фидером. К тому же оно справедливо только для определенной частоты, в данном случае для частоты 200 МГц.

### 32.3.6. Диаграмма Смита для линий передачи

Диаграмма Смита пригодна не только для анализа цепей из дискретных элементов. Она служит хорошим подспорьем и при решении задач, связанных с линиями передачи, особенно в диапазонах УКВ и ДМВ. Поэтому ее часто называют диаграммой для линий передачи.

**Коэффициент отражения и коэффициент согласования**

В линии передачи наряду с прямой формируется и обратная волна, если нагрузка линии не равна ее волновому сопротивлению или является комплексным числом (раздел 5.2.1).

Комплексный коэффициент отражения

$$\underline{r} = \underline{r}e^{j\varphi} = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_h} \quad (32.14)$$

где  $\underline{U}_r$  и  $\underline{U}_h$  – напряжение отраженной и падающей волн соответственно.

Коэффициент отражения выражается также через сопротивление нагрузки и волновое сопротивление линии:

$$\underline{r} = \frac{\underline{R}_a - Z}{\underline{R}_a + Z} \quad (32.15)$$

Кроме того, между коэффициентом согласования  $m$ , КСВ ( $s$ ) и коэффициентом отражения  $\underline{r}$  действуют следующие соотношения:

$$m = \frac{1 - |\underline{r}|}{1 + |\underline{r}|} \quad (32.16)$$

$$s = \frac{1}{m} = \frac{1 + |\underline{r}|}{1 - |\underline{r}|} \quad (32.17)$$

Особенно удобно то, что на диаграмме Смита имеются коэффициент согласования  $m$  и величина КСВ ( $s$ ). Кривые постоянного коэффициента согласования от 0 до 1 и КСВ от 1 до  $\infty$  (рис. 32.18). Выполняются следующие соотношения:

$$m = \frac{\underline{R}_a}{Z} \quad \text{для } \underline{R}_a < Z,$$

$$m = \frac{Z}{\underline{R}_a} \quad \text{для } \underline{R}_a > Z.$$

$$s = \frac{\underline{R}_a}{Z} \quad \text{для } \underline{R}_a > Z,$$

$$s = \frac{Z}{\underline{R}_a} \quad \text{для } \underline{R}_a < Z.$$

**Входное сопротивление линии передачи**

Входное сопротивление  $\underline{R}_e$  линии без потерь с волновым сопротивлением  $Z$ , нагруженной комплексным сопротивлением  $\underline{R}_a$ , составляет

$$\underline{R}_e = \underline{R}_a \frac{1 + j \frac{Z}{\underline{R}_a} \operatorname{tg} \left( 2\pi \frac{l}{\lambda} \right)}{1 + j \frac{\underline{R}_a}{Z} \operatorname{tg} \left( 2\pi \frac{l}{\lambda} \right)} \quad (32.18)$$

Отношение  $l/\lambda$  непосредственно нанесено на внешней шкале диаграммы Смита, что сильно упрощает графическое решение уравнения (32.18).

**Пример 1 (рис. 32.18)**

Линия волнового сопротивления  $Z = 75$  Ом нагружена сопротивлением  $\underline{R}_a = 30$  Ом. Длина линии  $l$  составляет 1 м, длина волны равна 3 м. Требуется найти входное сопротивление  $\underline{R}_e$ .

Прежде всего нанесем на диаграмму  $\underline{R}_a / Z = 30 / 75 = 0,4$  (точка А). Чтобы перейти в точку В, на шкале  $l/\lambda$  отложим в сторону генератора  $l/\lambda = 1 \text{ м} / 3 \text{ м} \approx 0,333$ . Из точки В в центр проводим прямую, и на пересечении этой прямой с окружностью согласования для  $m = 0,4$  получаем искомое нормированное входное сопротивление (точка С).

$$\frac{\underline{R}_e}{Z} \approx 1,1 - j0,98,$$

откуда

$$\underline{R}_e = 75 \text{ Ом} (1,1 - j0,98) = 82,5 - j73,5 \text{ Ом}.$$

**Пример 2 (рис. 32.19)**

Линия с  $Z = 240$  Ом нагружена комплексным сопротивлением  $\underline{R}_a = 240 + j480$  Ом. Какова величина входного сопротивления линии передачи длиной 1,6 м при длине волны 8 м?

Решение уравнения

$$\underline{R}_a / Z = 1 + j2$$

найдем, смещаясь по вспомогательной окружности вокруг центра диаграммы на  $l/\lambda = 0,2$ :

$$\underline{R}_e / Z = 0,27 - j0,8.$$

Тогда

$$\underline{R}_e = 240 \text{ Ом} (0,27 - j0,8) = 65 - j192 \text{ Ом}.$$

Поведение короткозамкнутой и холостой линий, обсуждавшееся в разделе 5.2.3,

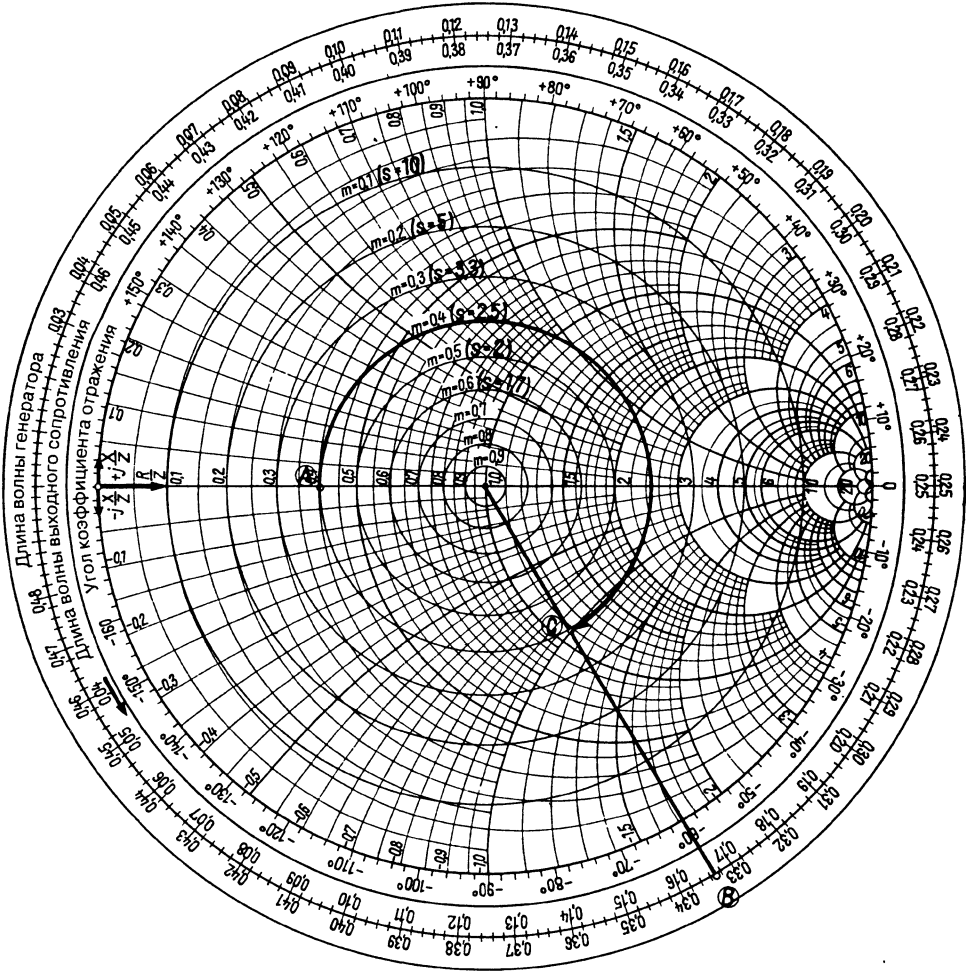


Рис. 32.18. Диаграмма Смита с круговыми шкалами согласования и входное сопротивление линии, нагруженной омическим сопротивлением

также хорошо отображается диаграммой Смита. Короткозамкнутая ( $R_a = 0$ ) и холостая ( $R_a = \infty$ ) линии приходятся на окружность согласования с  $m = 0$ , так что в любом случае входные сопротивления являются чисто реактивными. Особые случаи на рис. 5.29 непосредственно считываются с диаграммы Смита.

#### Литература к главе 32

- [1] Smith, P. H.: Transmission Line Calculator. Electronics, 12 (1939), No. 1, pp. 29–31.
- [2] Schwarzbeck, G.: Antennenimpedanz und Transformation mit dem Smith-Diagramm. cq-DL9/78, S. 396–401.
- Fisk, J. R.: How to use the Smith-Chart. Harn Radio, March 1978, pp. 92–101.
- Gerig, L. A.: Smith Chart Impedance Matching on your PC. Antenna Compendium Vol. 3. ARRL, Newington, CT, 1992.
- Geschwinde, H.: Die Praxis der Kreis- und Leitungsdiagramme in der Hochfrequenz. Franzis-Verlag, München, 1959.
- Hayward, W.: ARRL Microsmith. ARRL, Newington, CT, 1992.
- Kronjäger, O.: Zur Lösung von einfachen HF-Leitungsproblemen mittels Diagramm. Funkamateurl, 17 (1968), H. 5, S. 240–241; H. 6, S. 294–296; H. 7, S. 347–348.

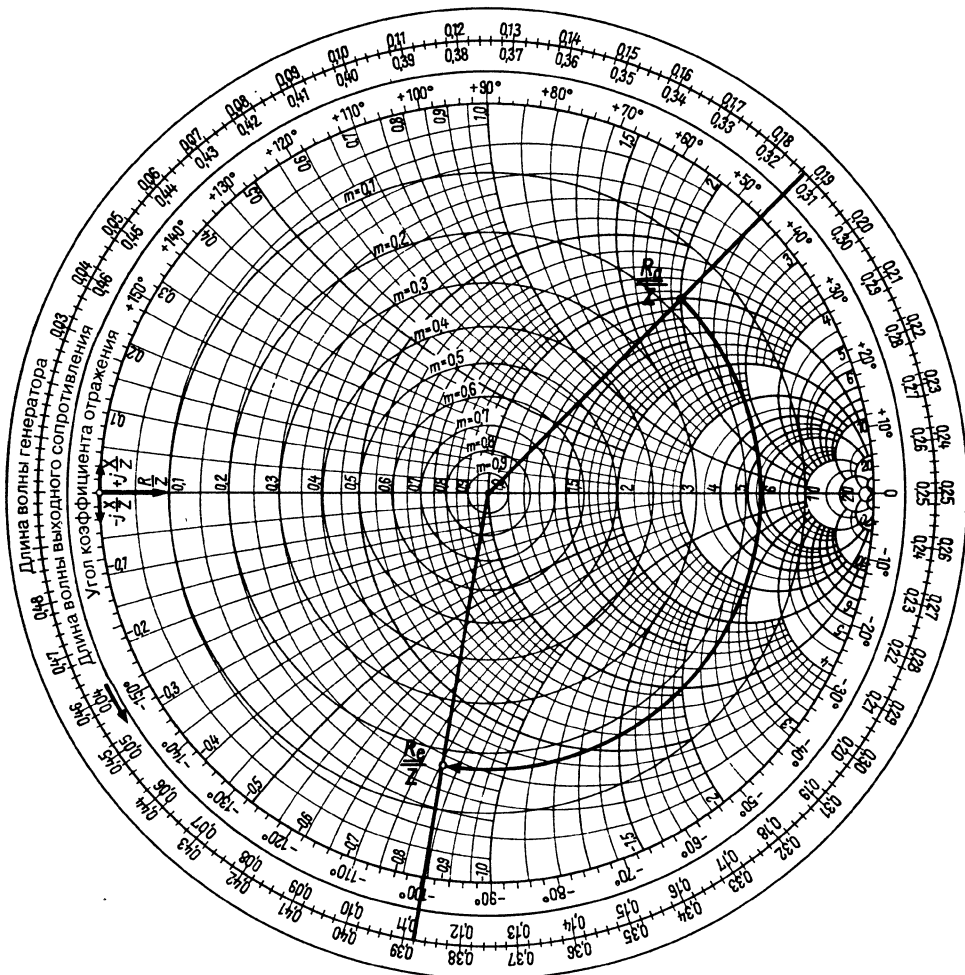


Рис. 32.19. Входное сопротивление линии, нагруженной комплексным сопротивлением

Meinke, H.: Ein Kreisdiagramm zur Berechnung der Vorgänge auf Leitungen. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 57 (1941), S. 17–23.

Nicolai, K.: Das Kreis-(Smith-)Diagramm und seine Anwendungen. Funk-Technik, 25 (1970), H. 5, S.161–164; H. 6, S. 197–200; H. 7, S. 235–238.

Pelikan, M.: Einführung in die Impedanzmeßtechnik (II), Neues von Rohde & Schwarz, München, 69 (1975), April, S. 32–35.

Phillips, E. N.: Ell-Network Charts simplify Impedance Matching. Microwaves, May 1965, pp. 44–58.

Phillips, E. N.: Correction to Ell-Network Charts simplify Impedance Matching. Microwaves, April 1969, pp. 62–63.

Silence, N. C.: The Smith Chart and its Usage in RF-Design. RF Design, April 1992, pp. 85–88.

Smith, P. H.: An Improved Transmission Line Calculator, Electronics, 17 (1944), No. 1, pp. 130–135, 318–325.

Smith, P. H.: Electronic Applications of the Smith Chart. McGraw-Hill, New York, 1969.

Stadier, E.: Einfache Ortskurven im Smith-Diagramm. UKW-Berichte 1/84, S. 23–28.

Stadier, E.: Smith-Diagramm: Handhabung und Anwendung. UKW-Berichte 4/93, S. 206–211.

Thomas, R. L.: A Practical Introduction to Impedance matching. Artech House, Dedham, MA, 1978.

Westphal, R.: Tips zur Anwendung des Smith-Diagramms. Funkschau 1979, H. 14, S. 70–74; H. 15, S. 63–66.

Westphal, R.: Das Kreisdiagramm. Funktechnische Arbeitsblätter Mth 87 – Mth 89. Franzis-Verlag, München.

## 33. Практика создания антенн

### 33.1. Материалы для изготовления антенн

Материал для антенн должен обладать хорошей электропроводностью, механической стабильностью и стойкостью к атмосферным воздействиям. Из-за опасности контактной коррозии рекомендуется использовать по возможности материалы, одинаковые по химическому составу. Для построения антенн применяются провод или канатик, а также трубки.

#### 33.1.1. Антенный канатик

Для изготовления антенн из провода (вибратор, длиннопроводные и рамочные антенны) обычно используется медь в виде цельной проволоки, а лучше – в виде канатика (многопроволочного гибкого провода). Ранее широко применялся цельный медный провод с лаковой или синтетической изоляцией для защиты от атмосферных воздействий.

Невооруженным глазом невозможно увидеть медный провод диаметром 0,15 мм (38 SWG) на расстоянии более 4,5 м [1]. На высоте 10 м, типичной для большинства любительских антенн, не видно провода диаметром 0,3 мм и менее [2]. Считается, что провод такого диаметра опасен для птиц [1]; согласно [3], в свободном пространстве не следует применять провода тоньше 1 мм.

Вследствие поверхностного эффекта активное сопротивление провода на высокой частоте прямо пропорционально квадратному корню из частоты и обратно пропорционально диаметру и корню из удельной проводимости [4]. Относительно сопротивления излучения сопротивление потерь надо уменьшать вдвое, так как из-за синусоидального распределения тока по всей длине полуволнового вибратора эффективна только половина тока [5]. Следовательно, провода диаметром до 1 мм могут эксплуатироваться при полной мощности.

По своей проводимости хорошо подходят провода на основе алюминия. Дюралюминиевый провод обладает более высокой прочностью на разрыв сравнительно с медным и благодаря малому весу особенно выгоден при больших значениях длины антенн, но менее стоек к деформациям и фактически допускает только однократный изгиб. Для рамочных антенн удобен провод из сплава на медной основе («полужесткий»). Бронзовый провод отличается повышенной устойчивостью против атмосферных воздействий.

Если применять бронзу, оцинкованное железо или нержавеющей сталь вместо меди, полоса частот антенны несколько расширяется из-за повышенного сопротивления потерь. При этом распределение стоячих волн становится более плоским.

Однако расширение полосы частот незначительно, поскольку сопротивление провода не играет заметной роли в сравнении с другими потерями (в грунте, за счет рассогласованности и др.).

В настоящее время вместо провода предпочитают использовать антенный канатик с синтетической оболочкой для защиты от влияния атмосферы. Канатик состоит из скрученных прядей отдельного провода, а иногда скручиваются и сами пряди.

Обозначения в табл. 33.1 расшифровываются следующим образом:  $7 \times 7 \times 0,2$  означает 7 прядей по 7 отдельных проводов в каждой диаметром 0,2 мм (рис. 33.1);  $1 \times 19 \times 0,4$  –

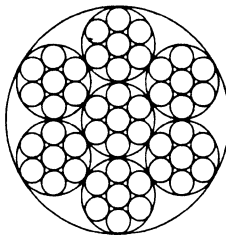


Рис. 33.1. Строение проводника:  $7 \times 7$  отдельных проводов

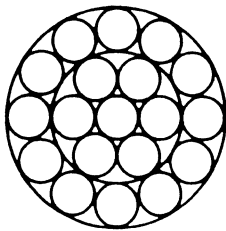


Рис. 33.2. Строение проводника:  
1×19 отдельных проводов

19 отдельных проводов диаметром 0,4 мм (рис. 33.2).

Номинальным диаметром такого проводника считается диаметр окружности, описанной вокруг сечения прядей (без внешней изоляции). В обоих случаях он составляет 2 мм. Сечение канатика – сумма сечений всех его проводов – определяет прочность канатика на разрыв.

Для защиты от непогоды служит оболочка из поливинилхлорида (ПВХ) или полиуретана (ПУР).

Применяются следующие типы антенных канатиков:

- медный канатик без изоляции;
- медный канатик в изоляции из ПВХ;
- цинкованный стальной канатик в изоляции из ПВХ;
- цинкованный стальной канатик с медной жилой в изоляции из ПВХ;
- бронзовый канатик без изоляции;
- бронзовый канатик с изоляцией из ПУР;
- канатик из нержавеющей стали без изоляции;
- канатик из нержавеющей стали с изоляцией из ПВХ.

Антенны монтируются с определенным натяжением. При этом провод должен быть достаточно прочным на растяжение, иначе со временем резонансная частота антенны постепенно «уходит» из диапазона.

Чтобы не перейти такого порога прочности, необходимо допустить некоторое провисание антенны. Оно зависит от материала антенны, температуры и расстояния между опорами, но не от диаметра канатика.

Согласно [6], при расстоянии между опорами 40 м минимальное провисание составляет:

	0 °С	20 °С	40 °С
Медь	30 см	45 см	60 см
Бронза	21 см	33 см	48 см

Провода и канатики характеризуются нагрузкой или прочностью.

### Нагрузка

Под нагрузкой понимают разрывное усилие, разрывную нагрузку, предельную нагрузку на разрыв, максимальное растяжение, максимальную несущую способность.

Разрывная нагрузка – это значение, при котором происходит разрыв троса (по расчетам или фактически). Оно равно произведению сечения на разрывную прочность проводов или троса. Допустимая нагрузка не должна превышать 30% разрывной нагрузки (тремякратный запас прочности).

Величина нагрузки выражается в единицах силы системы СИ, то есть в ньютонах (Н) или кратных единицах, например килоньютонах (кН). Прежняя единица, грамм-сила (гс), пересчитывается в ньютоны следующим образом:

$$1 \text{ Н} = 1 \text{ кг м/с}^2 = 0,102 \text{ кгс}$$

$$1 \text{ дкН} = 100 \text{ Н} = 1,02 \text{ кгс}$$

$$1 \text{ кН} = 1000 \text{ Н} = 100 \text{ дкН} = 102 \text{ кгс}$$

$$1 \text{ кгс} = 9,81 \text{ Н} \approx 10 \text{ Н}$$

Это сила тяжести, действующая на тело массой 1 кг.

### Прочность

Под прочностью понимают номинальную прочность, прочность на разрыв, сопротивление разрыву, предел прочности на разрыв.

Номинальная прочность отдельной проволоки, умноженная на сечение троса, дает расчетную прочность на разрыв.

Величина прочности выражается как давление в ньютонах на квадратный миллиметр ( $\text{Н/мм}^2$ ), или, в старых единицах, как килограмм-сила на квадратный миллиметр ( $\text{кгс/мм}^2$ ). Например,  $180 \text{ кгс/мм}^2 = 1770 \text{ Н/мм}^2$ .

В табл. 33.1 приведены параметры пространственных антенных канатиков.

#### 33.1.2. Натяжные тросы

Натяжные тросы служат для расчалки горизонтальных антенн и монтажа мачт. С этой целью используются проволочные тросы диаметром от 2 до 4 мм и фалы из синтетических тросов диаметром от 4 до 10 мм.

#### Проволочные тросы

В качестве проволочных применяются тросы из оцинкованной стальной проволоки с оболочкой из ПВХ или без нее.

Таблица 33.1. Параметры антенных канатиков

	Медь	Бронза	Сталь	Нерж. сталь	Нерж. сталь	Нерж. сталь	Нерж. сталь	Нерж. сталь
Структура	7×7×0,2	7×7×0,2	18FE× ×ICU×0,4	7×7×0,11	7×7× 0,16	7×7× 0,22	1×19× 0,31	1×19×0,4
Номинальный диаметр, мм	1,8	1,8	2,1	1	1,5	2	1,5	2
Разрывная нагрузка, кгс (дкН)	40	62	390	70	160	300	230	380

Номинальная прочность зависит от свойств материала.

Строение:

1×7 (7 отдельных проволок);

1×19 (19 отдельных проволок);

6×7 + 1СС (6 прядей по 7 отдельных проволок + один синтетический сердечник), что соответствует 7×7;

6×19 + 1СС, что соответствует 7×19.

Синтетический сердечник (СС) придает тросу особую гибкость.

Применяются также тросы из нержавеющей стальной проволоки (специальная нержавеющая сталь марки V4AS – материал 1.4401 с номинальной прочностью 1770 Н/мм<sup>2</sup> с синтетической оболочкой или без нее. Они обладают стойкостью к возникновению коррозии под действием морской воды, устойчивы к кислотам и немагнитны. Область применения:

- бегущий такелаж, при котором один конец троса неподвижен (тросы управления), требует достаточной гибкости; строение 7×7 или 7×19 (рис. 33.1);
- стоячий такелаж, при котором оба конца троса неподвижны (вантовые тросы), характеризуется сравнительной жесткостью; строение 1×19 (рис. 33.2).

Параметры стандартных натяжных тросов из проволоки приведены в табл. 33.2.

### Синтетические фалы

Преимущества синтетических фалов (синтетической бечеvy, натяжных шнуров):

- обладают высокой прочностью при малой массе;
- отличаются прекрасными электрическими свойствами (высокое удельное сопротивление, малый угол потерь);
- не нуждаются в уходе;
- долговечны.

Синтетические фалы состоят из оплетки (оболочки) и сердечника. Оболочка защищает трос от истирания, а сердечник препятствует растяжению и обеспечивает высокую прочность. Оболочка и сердечник могут быть выполнены из разных материалов.

Допустимая нагрузка натяжных фалов не должна превышать 30% разрывной нагрузки (тремякратный запас прочности). Используются следующие синтетические материалы:

- полиамид (ПА). Торговые марки: Perlon, Nylon, Enkalon.

Обладает высокой прочностью, хорошей светостойкостью, сильно растягивается, очень хорошо противостоит истиранию, но характеризуется значительной гидрофильностью (с потерей прочности).

Диаметр, мм	4	6	8	10
Разрывная нагрузка, дкН	320	740	1320	2040

- полипропилен (ПП). Торговые марки: Norfil, Avova, Beteion, Hostalen, Softlene. Обладает низкой прочностью, сильно растягивается, светостоек только при черной окраске, негидрофилен, характеризуется удивительной стойкостью к истиранию.

Диаметр, мм	6	8	10
Разрывная нагрузка, дкН	540	940	1400

- полиэстер (PES). Торговые марки: Trevira, Dacron, Terylen, Tergal, Diolen. Обладает высокой прочностью, малым растяжением, отличной светостойкостью, но слабой гидрофильностью, характеризуется отличной стойкостью к истиранию.

Диаметр, мм	4	5	6	8	10
Разрывная нагрузка, дкН	400	540	750	1400	2550

Таблица 33.2. Проволочные тросы для растяжек

	Сталь	Нерж сталь	Нерж.сталь	Нерж сталь	Нерж сталь	Нерж сталь
Структура	1×19×0,4	7×7×0,22	7×19×0,16	7×19×0,2	7×19×0,23	7×19×0,26
Номинальный диаметр, мм	2,0	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
Разрывная нагрузка, кгс (дкН)	390	300	425	665	812	1130

- дакрон (Dacron) относится к сложным полиэфирам (PES). Качественные характеристики фала из PES приведены выше.

Диаметр, дюймы	3/32	3/16	5/16
Диаметр, мм	2,4	4,8	7,9
Разрывная нагрузка, дкН	120	360	830

Натяжные фалы из дакрона поставляются из США. Они имеют двойную оплетку из черных нитей, а сердечник – из белых, материалом обих служит Дакрон фирмы Dupont (США).

- Parafil A относится к сложным полиэфирам PES. Качественные характеристики фала из PES приведены выше.

Диаметр, мм	6	7,1	8,6	11
Разрывная нагрузка, дкН	220	490	980	2040

Специальные натяжные фалы для антенн [7] поставляются из Англии и уже более 20 лет успешно применяются при монтаже профессиональных антенн, но почти неизвестны радиолюбителям.

Сердечник образован параллельными нитями из терилена, оболочка выполнена из прочного гибкого черного полиэтилена (Alkathen) корпорации ICI (Англия).

- Debeglass wire относится к сложным полиэфирам PES. Качественные характеристики фала из PES приведены выше. Стойкость к ультрафиолетовому излучению неизвестна.

Диаметр, мм	4	5	6
Разрывная нагрузка, дкН	420	550	950

Этот натяжной фал из стекловолокна производится в Японии. Плетеный стекловолоконный сердечник типа 1×19 окружен оболочкой из ПВХ голубой окраски.

- полиэтилен (ПЭ). Торговые марки: Dynema, Spectra, Vectran особой «многониточной» модификации.

Обладает весьма высокой прочностью, очень слабым растяжением, хорошей стойкостью к свету, характеризуется удовлетворительным сопротивлением к истиранию. негидрофилен.

Диаметр, мм	6	8
Разрывная нагрузка, дкН	900–1500	1400–2700

- Aramid. Торговые марки: Kevlar, Twaron, Technora.

Очень прочен, очень слабо растягивается, слабо гидрофилен, но обладает плохой стойкостью к свету и плохо противостоит истиранию.

Диаметр, мм	4	6	8
Разрывная нагрузка, дкН	540	1270	2350

Натяжение антенны обычно осуществляется с помощью груза, привязанного к тросу, который перекинут через вращающийся блок, что обеспечивает постоянное усиление. Натягивать трос нужно с запасом перед фиксацией, но не слишком сильно. Ориентировочно при длине троса от 20 до 80 м натяжение должно составлять от 10 до 15 дкН (то есть 10–15 кгс).

Груз можно сделать, например, из трех механически скрепленных силикатных окрашенных кирпичей весом по 6 кг.

Сильное натяжение уменьшает провисание троса, но увеличивает его растяжение, предъявляя повышенные требования к прочности материала и затрудняя обслуживание.

Бельевые синтетические шнуры состоят из белой плетеной оболочки и нестойкого сердечника. Для расчалок они непригодны, так как сильно растягиваются. Не подходит и перлоновая бечева, которая разрушается вращающимися блоками и со временем покрывается продольными и поперечными трещинами.



Более подходящими являются плетеные шнуры от жалюзи, флаштоков или дистанционного управления. Старайтесь не применять слишком тонкие тросы: ими можно порезаться.

Чтобы концы синтетического фала не распускались, оплавьте их на малом огне.

### 33.1.3. Трубы для антенн

Тянутые дюралюминиевые трубы применяются для изготовления горизонтальных направленных антенн и вертикальных круговых антенн (типа Groundplane, J-образной и др.).

Дюралюминий стоек к коррозии и отличается высокой прочностью (275–310 Н/мм<sup>2</sup>).

#### Пример

RO 50×1 D1795 AlMgSi F31 – это труба с внешним диаметром 50 мм и толщиной стенки 1 мм, допуск согласно немецкому стандарту DIN 1795, сплав алюминия с магнием и кремнием, прочность 31 кгс. Формовка труб с требуемым соотношением диаметра и толщины стенки позволяет строить излучатели со ступенчато изменяемой длиной, например, из труб от 20×1,9 мм до 40×1,9 мм с шагом по диаметру 4 мм [55].

### 33.1.4. Принадлежности

Принадлежности для натяжных проволочных антенн и мачт (рис. 33.3) должны изготавливаться из нержавеющей стали марки Inox или Nirosta.

#### Коуши

Служат для фиксации концов троса. Ширина канавки, мм: 3, 4, 5, 6, 7, 8.

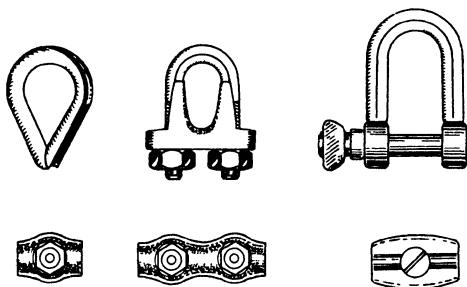


Рис. 33.3. Принадлежности для натяжных антенн. Верхний ряд: коуш, тросовый зажим, тросовая скоба. Нижний ряд: зажимы одиночный, двойной и разрезной

### Тросовые зажимы

Состоят из зажимных скоб, ложа и пары шестигранных гаек от М3 до М8. Тросовые зажимы всегда ставятся на коротком конце троса. Целесообразно применять пару таких зажимов с расстоянием между ними, равном ширине зажима.

Номинальный размер, мм: 2, 3, 4, 6, 8, 10.

### Скобы

Служат для быстрой сборки и разборки вантовых конструкций с помощью винтового соединения. Характеризуются диаметром резьбового пальца и шириной скобы.

Диаметр пальца, мм	4	5	6	8
Разрывная нагрузка, дкН	500	1200	2000	3000

### Одinarный зажим

Отливка из двух частей с одним винтом.

Диаметры троса, мм	2–2,5	3–3,5	4–4,5	5–5,5	6–6,5
Винты	М3	М4	М5	М5	М6

### Сдвоенный зажим

Отливка из двух частей с двумя винтами.

Диаметры троса, мм	2–2,5	3–3,5	4–4,5	5–5,5	6–6,5
Винты	М3	М4	М5	М5	М6

### КО-зажимы

Парная оцинкованная отливка с одним винтом.

Диаметр троса, мм	2	3	4	5	6
-------------------	---	---	---	---	---

### Зажимные гильзы

Гильзы овального сечения из меди или алюминия. Для запрессовки нужны клещи или пресс.

Имеются гильзы под трос диаметром от 0,8 до 6 мм.

### Натяжное устройство для троса

Двусторонняя вилка с винтом и стопорным кольцом на резьбовой штанге во втулке с контргайкой или двусторонним резьбовым рымом во втулке.

Ширина вилки, мм	7	7	8	10
Резьба	М5	М6	М8	М10
Разрывная нагрузка, дкН	1000	1500	2300	3400

**Шкивы (блоки)**

Щеки из нержавеющей стали, шкивы из синтетического материала (полиэтилена, углеродного волокна). Необходимо скруглить кромки и сделать зазор между шкивом и щеками меньше диаметра троса.

Диаметры троса 4, 6 и 8 мм при диаметрах шкива 18, 25, 32 и 40 мм.

**Зажимы для трубок**

Служат для сочленения пары телескопических трубок антенны; лента, замок и винт из нержавеющей стали.

Диаметр, мм 6–16 14–27 21–38 27–51

**Киповая планка (крепительная утка)**

Изготавливается из синтетического материала и служит для фиксации натяжного троса.

**Концевые изоляторы**

Вместо фарфоровых орешковых изоляторов в настоящее время применяются гибкие концевые изоляторы из полимеров, например из черного полистирола UNI-ISO 120×18×18 мм с разрывной нагрузкой 4000 дкН [55].

**Пружины для антенн**

Пружина лучше защищает антенну от воздействия мощных порывов ветра, чем механический противовес. Среди многочисленных образцов рекомендуются две модели: 14×1,2 и 17×1,5 (диаметр пружины на толщину прутка). Производятся пружины длиной 1 м. Используется по 50 см при растяжении до 1,2 м. Пружины лишены антикоррозионного покрытия и поставляются в смазке-консерванте. Рекомендуется регулярно обновлять защиту, смазывая пружины вазелином.

**Крестовые зажимы**

Позволяют скреплять трубы разного диаметра под прямым углом. Собственно зажимы изготовлены из дюралюминия, остальные детали – из нержавеющей стали [62, 63].

**Общие указания по такелажу для натяжных антенн**

На концах тросов заделывать коуши. Они облегчают работу с тросами и улучшают распределение нагрузки. Не применять слишком мелкие коуши с тросами и фалами в оболочке (Parafil, Debeglass wire) во избежание ее повреждений.

Тросовые зажимы использовать только с тросами из проволоки. Одинарные, сдвоенные и КО-зажимы годятся для проволочных тросов и синтетических фалов.

Чтобы не повредить натяжные тросы, зажимы надо тщательно зачищать перед монтажом.

Следует соединять и удлинять тросы не напрямую, а только с помощью скоб и коушей на концах. Узлы на тросах недопустимы. Для временного соединения или удлинения разрешается применять только двойной узел. Вместо скоб можно применять соединительное звено цепи с резьбовым замком.

Разрывная нагрузка, характеризующая трос, реализуется только при надежном креплении его концов. В антеннах промышленного изготовления натяжные тросы (Parafil) всегда снабжаются концевыми соединительными зажимами.

При небольшом диаметре троса его конец огибают вокруг коуша и страхуют одной или двумя гильзами для запрессовки, пользуясь для этого специальным инструментом.

Для толстых тросов имеются специальные пирамидальные концевые соединители с самозажимом в виде вилки из дюралюминия. Они способствуют равномерному распределению нагрузки между нитями сердечника троса. У радиолюбителей сдвоенный зажим в сочетании с коушем служит суррогатом такого концевого соединителя.

Разрывная нагрузка недостижима при применении одиночного зажима, КО-зажима и узлов, когда предельная нагрузка на разрыв снижается на 30–50%: при таком способе соединения зажаты и нагружены не все нити сразу, и потому трос начинает разрушаться уже при умеренной нагрузке. При этом либо сердечник вытягивается из оболочки, либо трос из зажима.

Пара одиночных зажимов может заменить один сдвоенный.

**33.2. Мачты для антенн**

Различают следующие типы мачт:

- решетчатые;
- откидные;
- поворотные;
- телескопические;

- трубчатые;
- раздвижные;
- составные.

Мачты могут быть натяжными, свободно стоящими, мобильными или переносными. Материалами для их изготовления служат:

- алюминий (чистый или анодированный);
- полимер, армированный стекловолокном (САС);
- древесина;
- полимер, армированный углеволокном (САУ);
- сталь (гальванического или горячего цинкования).

В диапазонах длинных и средних волн мачты используются в качестве передающих антенн.

Мачты антенн коммерческого назначения часто строятся из центробежного бетона и считаются антенными башнями.

Трубы применяются в опорных, поворотных и несущих конструкциях; в коротковолновых диапазонах трубы используют в качестве антенн.

### 33.2.1. Мачты и трубы

Мачты и трубы применяют для монтажа антенн, а при установке на изоляторах они способны служить излучателями.

#### Решетчатые мачты

Образуют конструкцию треугольного или квадратного сечения. Их часто делают из стали горячей оцинковки, а также из чистого или анодированного алюминия. Мачта высотой от 6 до 36 м собирается с помощью сварки или резьбовых соединений из отдельных заготовок.

Ее конструкция может быть свободной или натяжной. В соответствии с требованиями статической нагрузки расчалки ставят через 120°.

#### Трубчатые мачты

Выполняются из стали горячей оцинковки длиной до 6 м, диаметром 42, 51, 60, 76 и 89 мм при толщине стенок 3,25; 3,65 и 4,05 мм.

Цилиндрические трубы из стекловолокна могут иметь длину 2, 3 и 6 м при диаметре 35, 40 и 50 мм и толщине стенок 3,5, 4 и 5 мм [9–10].

Длина конических труб из стекловолокна бывает равной от 3 до 12 м, отношение диаметра верхушки к диаметру основания

составляет от 70/130 до 70/190 мм или от 60/125 до 75/280 мм.

#### Раздвижные мачты

Используются двух- или трехсекционные мачты из оцинкованной стали класса St 37 или St 52 с защитой от скручивания, зажимными скобами и уплотнением.

Длина, м	2	2,5	3
Диаметр, мм	40/48	40/48	48/60
Толщина стенки, мм	2/2,5	2/2,5	2,5/4,5

#### Составные мачты

Выполняются из оцинкованной стали класса St 37 или St 52 с защитой от скручивания, конусные сочленения позволяют стыковать секции по равным внешним диаметрам.

Длина, м	1,5	2	3
Диаметр, мм	32; 42	42; 48	42; 48
Толщина стенки, мм	2	2; 2,5	2,5

#### Опорные и поворотные трубы

Такие трубы должны быть изготовлены из холодноотянутой или холоднокатаной стали по стандарту DIN 2448/1629. Наличие или отсутствие шва несущественно. Не подходят отожженные и потому мягкие газовые или водопроводные трубы.

Номинал опорных и поворотных труб выражается в дюймах и относится к внутреннему диаметру при определенной толщине стенки. Например, 1 $\frac{1}{4}$ " означает, что внутренний диаметр трубы равен 32 мм, то есть при толщине стенки 3,25 мм внешний диаметр составляет 42,4 мм.

Допускается применять трубы из алюминия, но образцы необходимого качества и размеров редки и очень дороги.

Стандартные составные и раздвижные мачты для антенн радио- и телевидения пригодны только для некрупных любительских антенных устройств. Их не следует использовать в качестве поворотных труб.

Высота несущих и поворотных труб ограничена документом VDE 0855, согласно которому она не должна превышать 6 м. Особым примером поворотной трубы служит телескопическая коаксиальная поворотная мачта DK100 [65].

Специальные опорные трубы, например для монтажа спутниковых антенн, характеризуются иными размерами. Их длина достигает 2,5 м при диаметрах 50, 60 и 90 мм и толщине стенки 2 или 3 мм.

**Примеры****Versatower**

Решетчатая мачта треугольного сечения из горячецинкованной стали высотой 9, 12 или 17 м, поставщик – фирма Stru-tech (Англия), мачта продается в Германии [55].

**Teletower**

Решетчатая мачта квадратного сечения из дюрала высотой 9, 12 или 18 м, производится в Германии [62].

**Решетчатые башни**

Свободно стоящая решетчатая мачта из горячецинкованной стали высотой от 3 до 36 м [63].

**Телескопическая мачта Flammex**

Свободно стоящая телескопическая мачта квадратного сечения из анодированного дюрала с встроенным полиспастом и нержавеющей тросом, высота мачты 7, 8, 10 и 15 м [66].

**Флагшток – фонарный столб**

Круглая коническая мачта из синтетического материала, армированного стекловолокном, различных расцветок; высота от 3 до 12 м; изготавливается в Германии [67].

**Titanex Vertikal**

Ступенчато-трубчатая мачта из сплава алюминия с титаном малого веса, повышенной эластичности и пониженной парусности, высота от 7,5 до 26 м, вес всего от 1,5 до 7,5 кг [68].

**33.2.2. Прочность**

Из общих соображений безопасности и в связи с вероятными претензиями в случае причинения ущерба необходимо рассчитывать прочностные характеристики антенных устройств. Соответствующие формулы опубликованы в [8–11]. Прочность определяется по ветровой нагрузке антенны в зависимости от скорости ветра или скоростного напора.

**Ветровая нагрузка**

Это горизонтальные силы, действующие на опорную трубу и возникающие вследствие ветрового сопротивления антенны (DIN IEC 597, ч. 1, раздел 39).

Величина ветровой нагрузки зависит от квадрата скорости ветра, величины поверхности, перпендикулярной ветру, и множителя, с помощью которого учитывается геометрическая форма препятствия. Ветровая нагрузка выражается в ньютонах.

Деление скорости ветра, выраженной в км/ч, на 3,6 дает оценку скорости в м/с:

км/ч	100	110	120	130	140	150
м/с	28	31	33	36	39	42
км/ч	160	170	180			
м/с	44	47	50			

Вместо скорости ветра  $v$  выгодно пользоваться скоростным напором  $q$ . Он выражается в паскалях (Па) или в ньютонах на квадратный метр ( $\text{H}/\text{m}^2$ ).

Оценка ветровой нагрузки, которую приводят изготовители антенн, исходит из скоростного напора величиной  $800 \text{ H}/\text{m}^2$  для высот до 20 м, что соответствует скорости ветра  $129 \text{ км}/\text{ч}$  ( $35,8 \text{ м}/\text{с}$ ), то есть силе ветра 12 баллов. При монтаже выше 20 м над грунтом или выше восьмого этажа надо считать ветровой напор равным  $1100 \text{ H}/\text{m}^2$ .

В открытой местности, например на вершинах холмов и гор, ветровой напор принимается равным  $1440 \text{ H}/\text{m}^2$ .

$130 \text{ км}/\text{ч}$  для высот не больше 20 м:  $800 \text{ H}/\text{m}^2 \approx 80 \text{ кгс}/\text{m}^2$ ;

$155 \text{ км}/\text{ч}$  для высот не меньше 20 м:  $1100 \text{ H}/\text{m}^2 \approx 110 \text{ кгс}/\text{m}^2$ ;

$175 \text{ км}/\text{ч}$  для открытых мест:  $1440 \text{ H}/\text{m}^2 \approx 144 \text{ кгс}/\text{m}^2$ .

В спецификации изготовителей указываются ветровое сопротивление при скорости ветра или скоростном напоре либо ветровое сечение или парусность.

В англоязычных странах часто пользуются другими единицами.

Скорость ветра выражают в  $\text{mph}$  (миля в час):  $1 \text{ mph} = 1,61 \text{ км}/\text{ч}$  и  $1 \text{ км}/\text{ч} = 0,62 \text{ mph}$ , а ветровое сечение – в  $\text{sqft}$  или  $\text{ft}^2$  (квадратные футы):  $1 \text{ sqft} = 0,093 \text{ m}^2$  и  $1 \text{ m}^2 = 10,77 \text{ sqft}$ .

Ветровая нагрузка определяется соотношением

$$W = c q A,$$

где  $W$  – ветровая нагрузка в ньютонах;  $c$  – множитель (фактор формы) величиной, например, 1,2;  $A$  – площадь сечения в  $\text{m}^2$  и  $q$  – скоростной напор в  $\text{H}/\text{m}^2$ .

**Изгибающий момент**

Так называют силу, действующую на все антенны мачты и приложенную к верхней точке крепления.

$$M = W a,$$

где  $M$  – изгибающий момент в ньютонах-метрах ( $\text{Hm}$ ),  $W$  – ветровая нагрузка в ньютонах,  $a$  – длина мачты от ее основания до крепления антенны в метрах.

Расчаливание трубы антенны не должно учитываться при расчете ее прочности.

Согласно VDE 0855, нельзя выходить за предел допустимого изгибающего момента  $1650 \text{ Нм} \approx 165 \text{ кгс}$ , и минимальная зажимная длина должна составлять  $1/6$  от всей длины.

Максимально допустимый изгибающий момент опорной трубы равен допустимому изгибающему моменту опорной трубы плюс собственный момент опорной трубы (все относительно верхней точки крепления).

Максимальная высота равна 6 м, а максимальный суммарный изгибающий момент составляет  $1650 \text{ Нм}$  (в том числе и при малой высоте крепления). Всем конструкциям, которые выходят за эти пределы, требуется статический расчет (строительная статика) согласно DIN 4131, выполненный специалистом бюро по вопросам строительства.

### 33.2.3. Принадлежности

Имеются следующие принадлежности для крепления опорных и поворотных труб.

#### Переходники

Служат для сочленения секций мачт разного диаметра, например 32/42/48 мм.

#### Зажимы для мачт

Служат для соосного крепления труб и фиксации поперечин под разными углами.

Диаметр, мм	32	42	48	60
-------------	----	----	----	----

Выпускаются специальные зажимы для труб диаметром до 90 мм с резиновыми прокладками, препятствующими распространению звука.

#### Кронштейны для мачт

Используются для крепления труб на наружных стенах и состоят из двух хомутов со скобами.

#### Поперечины для подъема на мачту

Крепятся по 2-3 штуки на метр.

#### Основание мачты

Необходимо для резьбового крепления мачты на земле с конусом для центровки или крепежным хомутом.

#### Вершина

Закрывает мачту сверху, выполняется из металла или пластика, крепится на винтах или втулку, диаметр от 32 до 60 мм.

#### Вывод сквозь кровлю

Для покатых крыш делается из жести или синтетического материала в расчете на черепицу любого типа. На плоских крышах заделывается в бетон.

#### Уплотняющая лента

Используется для уплотнения выводов, сваривается «в холодную», стойка к ультрафиолетовому излучению.

#### Кольцо для расчалок

Устанавливается на мачты диаметром до 60 мм для трех тросов-расчалок.

#### Привязной ремень

Состоит из пояса шириной не менее 85 мм, оснащен креплениями, карабинами и страховочным тросом, предохраняет человека от падения с мачты.

Страховочный трос должен быть надет и закреплен на мачте. При падении можно опрокинуться, выпасть из пояса и получить травмы.

Современные привязные (спасательные) ремни снабжены нагрудными, плечевыми и ножными стропами; они помогают сохранить правильное положение тела и не дают упасть.

## 33.3. Материалы

Наряду с требованиями по электрическим свойствам материалы для антенн должны отвечать также требованиям по механическим параметрам. Срок службы антенн сильно зависит от выбранного материала [11а] и крепежных элементов.

#### Сталь

Для большинства несущих конструкций антенн (мачт) применяются те же сорта стали, что и в строительстве, в частности марки St33 и St37. Они прочны и легко обрабатываются. Для защиты от коррозии применяется горячее цинкование всех поверхностей, включая внутренние. Такое покрытие улучшает излучательные свойства мачт.

#### Нержавеющая сталь

В местностях с особо неблагоприятными условиями (в прибрежных или промышленных районах) приходится строить антенны из нержавеющей стали для долговечности и надежности конструкций. Нержавеющие

стали – это сплавы железа с хромом и никелем при содержании хрома не ниже 16%; такие стали обозначаются как Nirosta или Inox, а ранее – как V2A и V4A. Нержавеющая специальная сталь V4A соответствует материалу 1.4401.

Коррозионная стойкость объясняется образованием плотного пассивного защитного слоя из окиси хрома под влиянием атмосферного кислорода и хрома, присутствующего в сплаве. Этот слой формируется при минимальном содержании хрома 13%. Свободная от коррозии нержавеющая сталь обладает теми же прочностными свойствами, что и обычная, но более пластична. Существенно меньшая ее электропроводность должна учитываться при изготовлении антенн.

Обрабатывая нержавеющую сталь, надо избегать контакта ее поверхности с частицами железа или ржавчины. Шлифовальные материалы не должны содержать железо. В противном случае на поверхности образуется чужеродная ржавчина, и при длительном ее воздействии начинается коррозия самой нержавеющей стали.

Среди химических способов обработки поверхностей хорошо зарекомендовала себя электрополировка, когда мелкие неровности удаляются с поверхности без изменения структуры материала. Преимущество электрополировки в том, что поверхности становятся металлическими, коррозионно стойкими и легко очищаемыми.

Крепежные детали из коррозионно и кислотостойких сталей все еще носят обозначение V2A. В маркировку резьбовых изделий входят обозначения сорта стали, класса прочности и метки изготовителя (например, A2-70 XYZ). A1/A2/A4 – это аустенитные стали различного химического состава. Обозначение 50/70/80 указывает на прочность стали, составляет одну десятую прочности на разрыв в ньютонах на квадратный миллиметр и относится к площади напряженного поперечного сечения резьбы [116].

Если прочностные свойства болтов из такой нержавеющей стали переоценить, что нередко случается, их очень легко «перетянуть».

### **Алюминий**

Чистый алюминий очень непрочен и пластичен. В антеннах используются его сплавы, которые по своим прочностным свойствам близки к стали, но на 2/3 легче.

Недостаток алюминиевых сплавов заключается в их низкой стойкости. Предпочитают сплавы алюминия с магнием из-за их коррозионной прочности, в том числе в морской воде. Путем образования оксидного поверхностного слоя алюминию придается высокую стойкость к атмосферным воздействиям, усиливающуюся после химической хромировки.

Хорошая электропроводность алюминия позволяет применять его для изготовления токопроводящих деталей, включая излучатели. Добавка свинца облегчает обработку алюминиевых сплавов режущим инструментом. Алюминий хорошо сочетается с полимерами, армированными стекловолокном, благодаря близости их коэффициентов теплового линейного расширения.

### **Медь**

Этот металл обладает высокой электропроводностью. Медь, получаемая электролитическим способом (SE-Cu), применяется для изготовления токопроводящих деталей, не испытывающих значительных механических нагрузок. Такая бескислородная медь хорошо сваривается и паяется твердыми припоями, отличаясь стойкостью к водороду.

### **Латунь**

Латунью называют медно-цинковые сплавы с содержанием меди не ниже 50%. Она легко обрабатывается металлорежущим инструментом и паяется, часто служит для изготовления токопроводящих деталей. Электропроводность составляет лишь 25% от электропроводности меди или серебра. Латунь подвергают электролитическому омеднению или серебрению, когда требуется предельно снизить омические потери, например в случае деталей высокочастотных цепей большой мощности.

### **Тефлон**

Тефлон отличается особенно низкими диэлектрическими потерями и хорошей термостойкостью, что делает его прекрасным изолятором для антенных устройств. При обработке тефлона надо учитывать его текучесть. Тефлон не поддается склеиванию.

### **Полистирол**

Полистирол сетчатой структуры является прозрачным изолирующим материалом с предельно малыми потерями. Такая структура повышает ударную прочность.

Материал хорошо обрабатывается и выдерживает весьма высокую температуру<sup>1</sup>.

### **Синтетические материалы, армированные стекловолокном (САС)**

САС состоят из стеклянных нитей и полиэфирной смолы. Благодаря замечательным механическим и диэлектрическим свойствам они применяются в антенной технике в качестве материала несущих и защитных конструкций. Кожух из САС предохраняет от снега и обледенения. Чтобы повысить светостойкость, в смолу добавляют краситель или красят готовое изделие.

## **33.4. Коррозия**

Под коррозией понимается вредное взаимодействие металлических материалов с электролитами. Реакция имеет химическую или электрохимическую природу, а ее следствием является разрушение металла. О коррозионной стойкости металлического материала можно судить по месту, которое занимает его нормальный потенциал в ряду электрохимических напряжений. Ряд начинается с золота (Au) при +1,4 В (благородный металл) и через водород при 0 В доходит до алюминия при -1,6 В (неблагородный металл). Из двух контактирующих металлов корродирует менее благородный. Коррозия растет вслед за площадью контактирующих поверхностей и разницей электрохимических потенциалов.

### **Защита от коррозии**

Существует несколько способов защиты от коррозии.

#### *Покрyтия*

Металлические покрытия. При опасности сильной коррозии прибегают к защите с помощью металлических покрытий путем плакирования, гальванизации, погружения в расплав. В любительских условиях применяют холодное цинкование с помощью Zink 62, распылителя антикоррозионного состава [69].

Неметаллические покрытия. При средней коррозии помогают непроводящие покрытия,

получающиеся при анодировании и хромировании.

#### *Окраска*

Окраска непроводящим составом помогает при слабой коррозии. Сначала наносят грунт, а затем водонепроницаемое покрытие.

#### *Защитные слои*

Используются твердые и жидкие защитные слои. Коррозии препятствует тонкий слой бескислотной консистентной смазки, масла или аэрозоля. Крепежные детали (болты, гайки и пр.) обрабатывают смазкой, а контактирующие детали (вилки, гнезда, клеммы) – маслом или аэрозолем.

Смазки: Antenol 10 (темно-зеленая паста) [70] или вазелин (белая паста)

Масла: Ballistol (бесцветно-желтоватое) [71] или оружейное масло Cito (желтоватое) [72].

Аэрозоли: Kontakt 40 (желтый) [69], Kontakt 61 (синий) [69] и Vaseline 701 (белый) [69].

Для защиты от коррозии радиолюбители часто пользуются раствором канифоли в денатурированном спирте. Темно-коричневую клейкую массу несколько раз наносят кистью [11в].

Для уплотнения коррозионно опасных мест пользуются [73] замазками – бескислотной силиконовой, акриловой; заливкой – эпоксидной смолой, полиуретаном; изолирующими лентами (самоклеющимися) – ИВ (полиизобутиленовой), РЕ (полиэтиленовой), BR (из бутиловой резины).

## **33.5. Поворотные устройства**

Поворотные устройства (ПУ) служат для вращения направленных антенн. Различают горизонтальные ПУ для сканирования по азимуту и вертикальные – для сканирования по углу места (возвышения) [63, 74]. ПУ характеризуются следующими основными параметрами [12].

### **Несущая способность**

Несущая способность, или вертикальная нагрузка, не имеет особого значения. Наибольший вес направленных коротковолновых антенн не превышает 25 кг, а УКВ антенны весят не более 10 кг, так что ПУ

<sup>1</sup> Детали из полистирола можно склеивать с помощью бензола, толуола или дихлорэтана. Все они ядовиты, и нужно остерегаться вдыхания их паров и не допускать попадания на кожу. – *Прим. ред.*

несущей способности 200 кг достаточно на все случаи.

### Изгибающий момент

Это важнейший параметр ПУ. Ветровая нагрузка антенны передается через вращающуюся опору на ПУ и создает там изгибающий момент. Для разгрузки ПУ применяется верхний подшипник. Вариант размещения подшипника на решетчатой мачте и опорной трубе показан на рис. 33.4.

ПУ разгружается также в конструкции с соосной поворотной трубой [65]. В некоторых случаях в данные об изгибающем моменте включен запас прочности. Ряд изготовителей приводит максимальную парусность антенны в квадратных метрах, не указывая плечо силы, а оно может достигать 1 м.

### Тормозящий момент

Он важен только для крупных антенных устройств. ПУ должно быть оснащено тормозом, способным удерживать антенну в заданном направлении при любом ветре и защитить привод антенны. Предлагались дисковые и клиновые тормоза.

### Вращающий момент

Обычно вращающий момент важен только при переходе от покоя к вращению, а после разгона он может быть очень малым.

Период полного оборота антенны обычно выбирается равным 50–70 с. Применяются двигатели на напряжение 24 В, реже на 26 В и уж совсем редко на 28 В. Угол разворота горизонтальных ПУ бывает равным от 360°

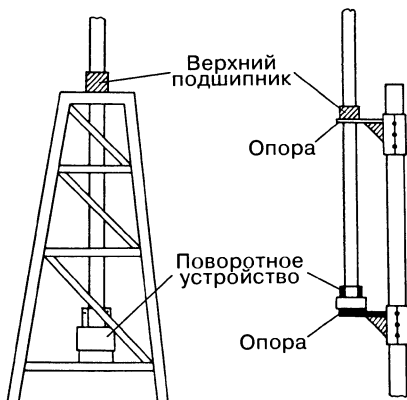


Рис. 33.4 Крепление верхнего подшипника на решетчатой и трубчатой мачтах

до 390°, а вертикальных – до 180°–185°. Углы считаются по аналоговому прибору, реже – по цифровому. Некоторые ПУ наделены возможностью предустановки нужных углов. Иногда задают время вращения или подключают к ПУ компьютер.

## 33.6. Высокочастотные разъемы

В конструкциях антенн используется несколько типов коаксиальных высокочастотных разъемов [13–15].

### Разъем типа UHF

Этот первый коаксиальный разъем был создан в 30-е гг. в США на основе четырехмиллиметрового бананового штепселя, когда частоты выше 30 МГц обозначались литерами UHF. Разъем не имеет определенного волнового сопротивления и применяется до 150 МГц, его технические характеристики зависят от изготовителя. Разъем фиксируется на резьбе, не защищен от брызг, прокручиванию препятствуют торцевые зубцы, в качестве изолятора применяется бакелит (коричневый) или макролон (белый). Разъем широко известен, в том числе под названиями Amphenol или PL [16].

### Разъем типа N

Первый настоящий коаксиальный разъем с компенсацией реактивностей был разработан в США для радаров и назван по первой букве имени разработчика (Нейл). Применяется до 10 (18) ГГц, характеризуется волновым сопротивлением 50 или 75 Ом, причем у 75-омной версии уменьшен диаметр центрального контакта, что не позволяет стыковать соединители разного волнового сопротивления. Брызгозащищенные гнездо и штекер разъема сочленяются на резьбе.

### Разъем типа C

Создан во время войны в США для радаров. Это первый байонетный (штыковой) разъем для высоких частот до 10 ГГц; он рассчитан на волновое сопротивление 50 Ом, пригоден для больших мощностей и выпускается в брызгозащищенном исполнении.

### Разъем типа BNC

Высокочастотный байонетный разъем меньшего размера совместной разработки Нейла



и Консельмана (BNC – Bayonet Neill-Concelman). Обеспечивает быстрые соединения, выпускается на волновые сопротивления 50 Ом (частота до 4 ГГц) и 75 Ом (частота до 1 ГГц), соединители на 50 и 75 Ом стыкуются. Широко распространены.

#### **Разъем типа TNC**

Авиационный разъем с вибростойким резьбовым (вместо штыкового) соединением гнезда и штекера. Разработан теми же авторами. Выпускается на волновые сопротивления 50 Ом (частота до 11 ГГц) и 75 Ом (частота до 1 ГГц), соединители на 50 и 75 Ом стыкуются. Применяется в авиации, судостроении.

Субминиатюрные разъемы SM являются компактными и высококачественными коаксиальными соединителями для микроволновой области.

#### **Разъемы SMA**

Субминиатюрная модель с резьбовым соединением гнезда и штекера. Разработана в начале 70-х гг. фирмой Johnson под маркой JMC, волновое сопротивление 50 Ом (до 18 ГГц для полужесткого коаксиального кабеля и до 12 ГГц – для гибкого).

#### **Разъемы SMB**

Субминиатюрная модель с защелкой, волновое сопротивление 50 Ом (до 4 ГГц), гнездо со штырьком, штекер – с втулкой.

#### **Разъемы SMC**

Субминиатюрная модель с резьбовым соединением, волновое сопротивление 50 Ом, гнездо со штырьком, штекер – с втулкой.

#### **Разъем Cinch**

Применялся в США и Японии в качестве высокочастотного разъема в старой КВ аппаратуре.

#### **Штекер DIN/IEC**

Коаксиальный штекер общего назначения для радиовещательных и телевизионных антенн на 75 Ом согласно стандартам DIN 45325 и IEC 169-2.

#### **Разъем F**

Применяется в антенных устройствах коллективного пользования и спутниковых антеннах, 75 Ом (импеданс непостоянен).

## **33.7. Грозозащита и заземление**

### **33.7.1. Общие положения**

Ежегодно поверхность «старых» земель ФРГ поражает почти миллион молний. Удар молнии сопровождается рядом эффектов:

- тепловым (разогрев);
- электродинамическим (возникновение сил);
- электрохимическим (гальваническое разложение веществ);
- акустическим (гром).

На практике важны лишь тепловые явления.

#### **Тепловые воздействия**

В металлических проводниках достаточного сечения, несмотря на поверхностный эффект, заметные последствия разогрева не отмечаются.

Напротив, в плохих проводниках при протекании тока высвобождается много энергии в виде тепла. Из-за испарения воды в древесине и стенах формируется избыточное давление, порождающее взрывоподобные явления. В плохом проводящем грунте (кварцевом песке) дело доходит до оплавления (стеклования).

Плохие контакты могут расплавиться и разбрызгаться. Если рядом есть воспламеняющийся материал, случается возгорание. Очень важно защищать электронную аппаратуру и радиоустройства от поражения молнией.

Чем же вызываются повреждения электронных приборов?

Наибольшие разрушения несет прямое попадание молнии. Хотя проводник заземления пропускает большую часть тока в грунт, происходят пробой за счет наведенного высокого напряжения. Составляющие тока молнии распределяются по соединительным подводам антенны и электросхемы прибора.

Но прямые удары – редкое событие, гораздо чаще случаются косвенные воздействия. Статистика повреждений свидетельствует о быстром росте косвенных вредных эффектов, обусловленных грозовыми разрядами [18].

Электронные устройства подвержены вредному влиянию молний на удалении до 1 км от места их появления. Сбои рабочего режима и разрушения нарастают не в

последнюю очередь из-за все более широкого применения полупроводников и больших интегральных схем.

Удар молнии в непосредственной близости порождает мощный электромагнитный импульс (LEMP, Lightning Electro Magnetic Pulse – электромагнитный импульс от молнии).

Этот импульс воздействует непосредственно на электронное устройство, вызывая наводки, а с ними и перегрузки по напряжению.

Прямое воздействие ослабляется правильным экранированием, наводки снижаются при применении экранированного кабеля, а проводники защищают ограничителями напряжения. Меры по заземлению (особенно в том, что касается выравнивания потенциалов) играют в грозозащите важную роль.

### 33.7.2. Основные понятия

**Молния** – электрический разряд атмосферного происхождения между облаком и землей (наземная молния или облачно-земная молния), состоящий из одного или нескольких ударов.

**Удар молнии** – отдельный электрический разряд в молнии.

**Средства грозозащиты** – совокупная система защиты сооружений от воздействия молний (внешние и внутренние средства грозозащиты).

**Внешние средства грозозащиты** – громоотводы, устройства заземления и токопровод между ними.

**Внутренние средства грозозащиты** – все дополнительные меры для уменьшения магнитных и электрических воздействий молнии.

**Выравнивание потенциалов** – часть внутренних средств грозозащиты, которые снижают разность потенциалов, возникающую под влиянием тока молнии.

**Громоотвод** – часть внешних средств грозозащиты для улавливания молний.

**Токопровод** – часть внешних средств грозозащиты для отвода тока молнии в грунт.

**Устройство заземления** – часть внешних средств грозозащиты для передачи и распределения тока молнии в грунте, а также улавливания токов молний, текущих в грунте.

**Земля** – общее название места или вещества, например глина, гравий и др.

**Заземлитель** – одна или несколько частей устройства заземления, обеспечивающая

прямой контакт с грунтом и распределение тока в нем.

**Кольцевой заземлитель** – замкнутая петля вокруг здания в грунте или на его поверхности.

**Заземлитель фундамента** – кольцевой заземлитель, сделанный в бетонный фундамент здания.

**Стержневой заземлитель** – стержень в грунте, как правило, в вертикальном положении.

**Глубинный заземлитель** – заземлитель, который обычно вводится в грунт вертикально вниз на значительную глубину; чаще всего он состоит из нескольких секций круглого или иного профиля.

**Поверхностный заземлитель** – заземлитель в грунте на глубине до 1 м, выполненный из полосы, прутка или другого материала.

**Заземление** – вся совокупность средств и мер с целью заземлить объект.

**Удельное омическое сопротивление грунта** – непостоянный параметр материала, зависящий от природы грунта, его влажности и температуры. Обозначается греческой буквой  $\rho_E$ . Подобно погонному сопротивлению в электротехнике с размерностью ом на метр здесь участвуют мера площади и длины, так что размерность удельного сопротивления грунта  $\text{Ом} \times \text{м}^2/\text{м} = \text{Ом} \times \text{м}$ .

**Сопротивление растеканию тока** – сопротивление грунта между заземлителем и «нейтральной землей». Оно называется также сопротивлением заземления, обозначается литерами  $R_A$  и фактически является активным сопротивлением. Такое сопротивление пропорционально удельному сопротивлению грунта, коэффициенту профиля заземлителя и обратно пропорционально длине заземлителя.

**Импульсное сопротивление заземления** – эффективное комплексное сопротивление между заземлителем и «нейтральной землей» при протекании тока молнии [24].

**Защитное соединение** (Protective Earth, PE) – проводник как часть защитных мер против токов корпуса, служащий для электрического соединения с шиной выравнивания потенциалов (PAS) или с землей.

**Нейтральное соединение** (символ N) – проводник для электрического соединения со средней точкой (нейтралью) цепи.

**PEN-соединение** – заземленный проводник, выполняющий функции защитного и нейтрального соединений.

### 33.7.3. Защита от перегрузок по напряжению

Перегрузки по напряжению способны повредить электроустройства и аппаратуру и нарушать их функционирование [29, 30].

Избыточное напряжение попадает в систему вследствие гальванических, индуктивных или емкостных связей. Для предотвращения перегрузок по напряжению и паразитных токов в аппаратуре применяют устройства для отвода и ограничения перегрузок или для их блокирования. Нередко сочетаются оба метода, и тогда говорят о ступенчатой защите (DIN VDE 0845T.1). На рис. 33.5 приведена схема комбинированной защиты. Ее последовательно образуют звенья предварительной (грубой) защиты, развязки и тонкой защиты.

#### Разделительные искровые разрядники

Это герметичные искровые разрядники с воздушным наполнением для токов, наводимых молниями. Они функционируют как разделители, пока напряжение ниже порога срабатывания, и обеспечивают протекание тока при более высоком напряжении. Характеристики поджига и гашения искровых разрядников зависят от формы электродов и расстояния между ними. Приобретаются у поставщика [75].

#### Разрядники избыточного напряжения

Газонаполненные разрядники избыточного напряжения состоят из узла с электродами в оболочке из керамики или стекла, заполненной аргоном или неоном. При перенапряжении разрядник поджигается и его сопротивление резко падает. После поджига на разряднике устанавливается так называемое

напряжение дугового разряда величиной около 10 В. Такие разрядники монтируют с кабелями для передачи данных, сигналов и команд, а также с коаксиальными кабелями.

Коаксиальный разрядник состоит из коаксиального сегмента с разрядным промежутком между внутренним и внешним проводниками, либо между внутренним проводником и патроном разрядника. Высококачественные коаксиальные разрядники изготавливают в проходном корпусе для монтажа в патроне на приборной панели и для быстрой смены [9]. Разрядник настроен на 50 Ом, и дополнительная емкость его патрона компенсируется дополнительной индуктивностью внутреннего проводника разрядника.

На рис. 33.6 показаны коаксиальные разрядники под гнезда разных конструкций, характеризующиеся частотным диапазоном от 0 до 300 (1000) МГц, КСВН  $\leq 1,2$  и затуханием не более 0,1 дБ [76]. Самостоятельное изготовление коаксиального разрядника описано в [31].

#### Варисторы

Это симметричные биполярные схемные элементы, чье сопротивление сильно зависит от напряжения, а кривая ток-напряжение отличается резким изломом. Когда напряжение достигает порога, соответствующего излому, сопротивление быстро падает с величины, превышающей 1 МОм, до меньшей 1 Ом. Различают цинк-оксидные, металлооксидные и карбид-кремниевые (корундовые) варисторы. Варисторы выдерживают большие импульсные токовые нагрузки и способны поглощать значительную энергию.

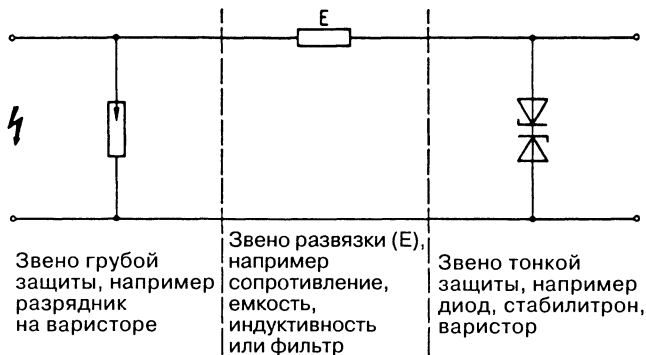


Рис 33 5. Ступенчатая защита (ступенчатое снижение избыточного напряжения)

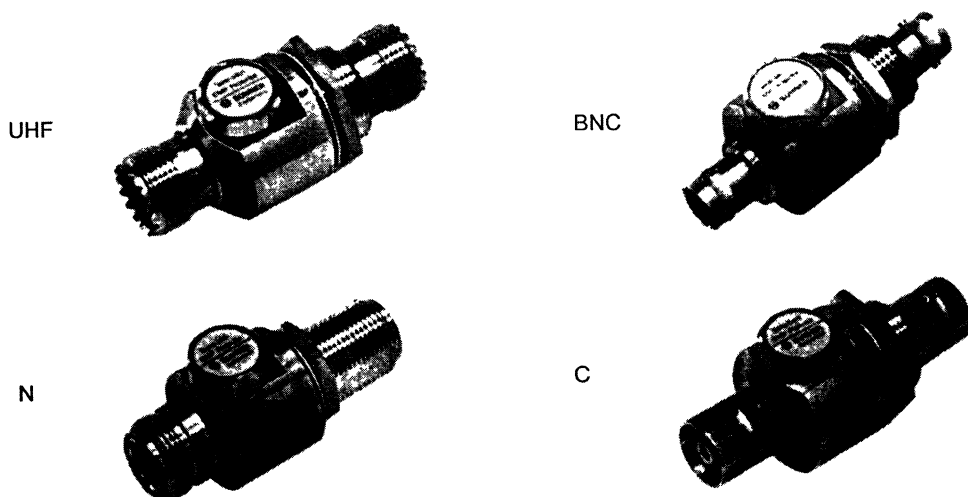


Рис. 33.6. Коаксиальные разрядники под гнезда различных конструкций (Suhner)

Варисторы применяются также в аппаратуре с питанием через сетевую розетку; их включают между защитным и нейтральным соединением.

### Диоды

Диоды служат для тонкой защиты от чрезмерного напряжения. Их отличает малая собственная емкость, быстрый отклик и пониженный порог напряжения. Одной из разновидностей диодов являются стабилизаторы: после срабатывания на их выходе поддерживается номинальное напряжение стабилизации. Защитные диоды – это те же стабилизаторы, но рассчитанные на повышенную токовую нагрузку.

Диоды обоих типов относятся к асимметричным защитным элементам, поэтому для защиты систем переменного тока требуется пара таких диодов (рис. 33.7в).

Заземление и защита радиостанции от перегрузок по напряжению показаны на рис. 33.9.

## 33.8. Стандарты антенн

Определение, создание, эксплуатация, габариты, испытания и другие вопросы, связанные с антеннами и антенными устройствами, регулируются множеством стандартов. Каждый из них является результатом обобщений на национальном, региональном

(европейском) или международном уровнях и служит мерилем профессиональности подходов. При изготовлении и установке антенн следует пользоваться отечественными нормами и правилами.

## 33.9. Сооружение антенн и правила

### 33.9.1. Разрешения

Чтобы возвести антенну, необходимо иметь разрешение. Информация по этому вопросу приведена в [33, 34], а в случае судебной тяжбы полезные сведения можно почерпнуть в [35, 36].

### Разрешение на строительство

При сооружении антенны необходимо соблюдать национальные строительные нормы. Так, в типовом положении для земель ФРГ сказано, что без согласования с властями можно сооружать «антенные устройства высотой до 10 м, а в случае параболических антенн – до размера зеркала площадью 0,5 м<sup>2</sup>». Высотой антенны считается расстояние от ее основания до самой высокой точки антенного устройства. Сюда не входит высота здания, на котором установлена антенна. Верхушка антенны длиной 10 м окажется на высоте 40 м, если антенну соорудить на плоской крыше здания

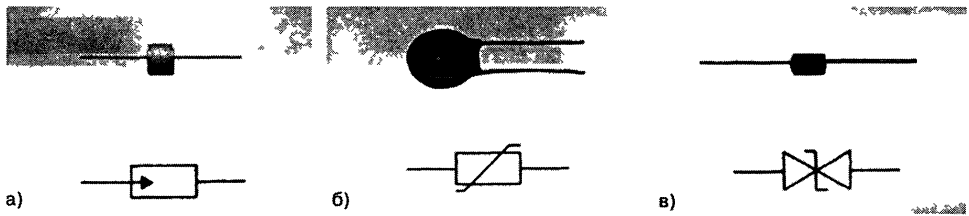


Рис 337 Элементы для защиты от перенапряжения и их символичные обозначения  
а – разрядник избыточного напряжения, б – варистор, в – защитный диод

30-метровой высоты. В случае черепичной крыши важно не то, где антенна пройдет через кровлю, а в каком месте находится ее основание [37, 38].

Антеннам большей высоты требуется разрешение на строительство, а дают его не всегда.

Надо знать, что стандартов на проверку статических расчетов мачты нет. Иначе говоря, при подаче заявки на возведение антенны строительные власти могут поручить назначенному специалисту проверить прилагаемые расчеты.

Ранее на установку всех параболических антенн требовалось разрешение. Позднее появились послабления, и установка тарел-

лок диаметром до 0,8 оказалась свободной. Однако местные власти вправе выдвинуть претензии к антенне в пределах дозволенной 10-метровой высоты, если сочтут ее не соответствующей окружающей обстановке «по форме, габаритам, свойствам, материалу или цвету». Подобные претензии не поддаются четкой правовой оценке. Есть масса публикаций по этой проблематике, часть их представлена в [38–45].

Характер судебных решений зависит от особенностей местного законодательства. Иногда право на информацию ставится выше прав, связанных со строительством, в других случаях суд отдает предпочтение претензиям соседей, а не свободе информации или досуга.

### Общие разрешения

Установка антенн по месту жительства радиолюбителя может порождать правовые трудности в зависимости от национального законодательства, местных законов и хозяйственно-правового статуса самого жилья. В Германии, например, право установить наружную антенну может быть включено в договор о найме квартиры.

### 33.9.2. Заявка

Чтобы получить разрешение на установку наружной антенны, необходимо подать в уполномоченную организацию заявку по форме и с приложениями, соответствующими местным требованиям.

### Литература к главе 33

- [1] Gordon T J Invisible antennas QST Nov 1965 p 87
- [2] Del Arthur An invisible DX antenna for 14 MHz Radio Communication October 1987 pp 746–747
- [3] Mende H G Praktischer Antennenbau Franzis Verlag München 1975 S 27
- [4] Hille K H Krschke A Das Antennen Lexikon Verlag f Techn u Handw Baden Baden 1988 S 243

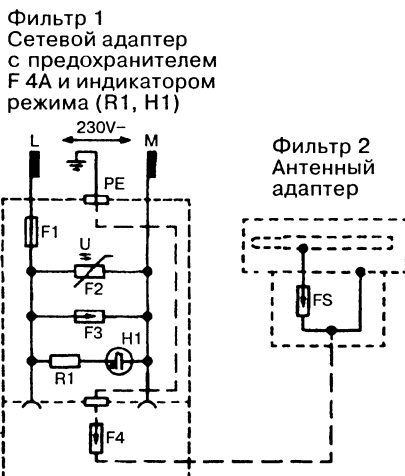


Рис 338 Фильтр перенапряжений для защиты аппаратуры (антенно сетевой адаптер)  
R1 – добавочное сопротивление H1 – лампа тлеющего разряда F1 – предохранитель F2 – варистор F3 F4 F5 – газовые искровые разрядники

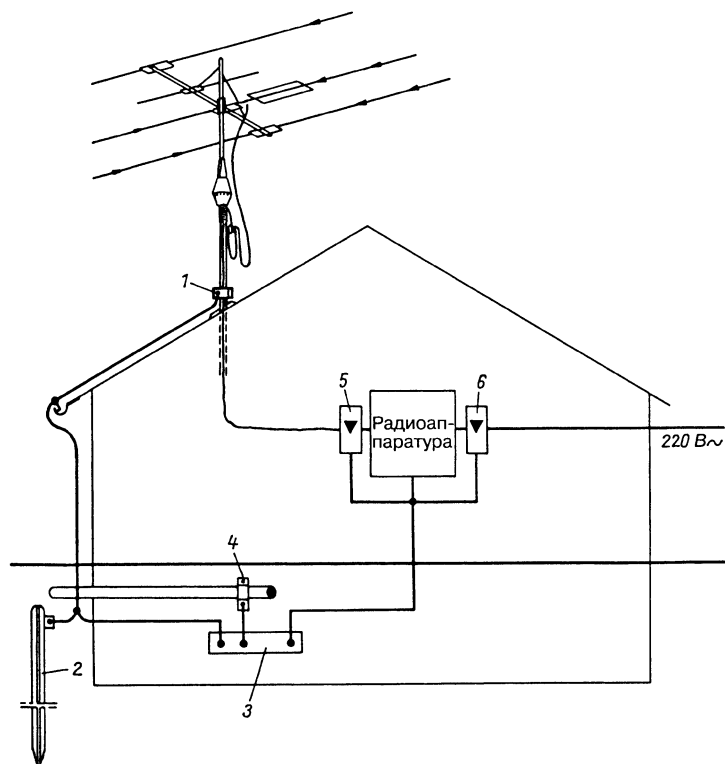


Рис. 33.9. Заземление и защита радиостанции от перегрузок по напряжению: 1 – зажим заземления; 2 – стержень заземлителя; 3 – шина выравнивания потенциалов; 4 – скоба заземления; 5 – коаксиальный разрядник; 6 – блок защиты от перегрузок по напряжению

- [5] Moxon, L. A.: HF antennas for all locations. RSGB, London, 1993, p. 25.
- [6] DARC: Spannweite und Durchhang für Drahtantennen, Archiv für Kurzwellen-Technik A2/3d.
- [6a] Bottcher, K.: Drahtseile aus Edelstahl im Antennenbau (Tips and Tricks). CQ VFDB 3/94, S. 11; 4/94, S. 8.
- [7] Krischke, A.: Neue Antennenabspannseile. QRV 1/1980, S. 20–22.
- [8] Schleenbecker, E.: Dimensionierung des mechanischen Aufbaus von Antennenträgern. cq-DL 5/82, S. 222–225; cq-DL 6/82, S. 278–281.
- [9] Günther, W.: Einfache Antennenträger-Berechnung qsp 12/87, S. 31–39.
- [10] Günther, W.: Festigkeitsberechnung von Antennenanlagen. UKW-Berichte 1/88, S. 45–51.
- [11] Günther, W.: Einfache Antennenträger-Berechnung. Funk 4/88, S. 62–65.
- [11 a] Gotthard, O.: (Hrsg.) FM- und TV-Sendeantennensysteme (Kap. 6.2). Kathrein, Rosenheim, 1989.
- [116] Spatz, H.-G.: Mechanische Verbindungselemente für Amateurfunkantennen. cq-DL 10/92, S. 613.
- [11в] Kellas, H.: Korrosionsschutz. Funkamateure 10/94, S. 905.
- [12] Bittan, T.: Rotoren und ihre zweckmäßige Anwendung. UKW-Berichte 1/77, S. 37–41.
- [13] Atkins, B.: RF Connectors (The New Frontier). QST, Sep. 1982, p. 67.
- [14] Hahn, A.: HF-Steckverbindungen. cq-DL 3/85, S. 136–138.
- [15] Reisert, J.: RF connectors part 1 (VHF/UHF world). ham radio Sep. 1986, p. 77.
- [16] Newkirk, D.: Variations on the PL-259 theme (Hints and Kinks). QST Aug. 1988, pp. 47–50.
- [17] Baatz, H.: Mechanismus der Gewitter und Blitze. VDE-Schriftenreihe, Band 34, VDE-Verlag, Berlin, 1985.
- [18] Buck W.; Hasse P.; Wiesinger J.: Gefährdung von Fernseh- und Radiogeräten durch indirekte Blitzeinwirkungen und Schutzmaßnahmen, ntz 37 (1984) H. 10.
- [19] Panzer, P.: Erdung von Antennenanlagen. DL-QTC 9/71, S. 530–535.
- [20] Panzer, P.: Gewitter-Schutz der Antennenanlage und der Amateurfunkanlage. cq-DL 3/78, S. 98–101.
- [21] Heinbuch, R.: Antenne erden – genügt das? cq-DL 12/81, S. 591–593.

- [22] *Panzer, P* Blitzschutz für Amateurfunk-Anlagen Karamanolis Verlag, Neubiberg, 1983
- [23] *Hasse, P, Wiesinger, J* Handbuch für Blitzschutz und Erdung Pflaum Verlag, München, 1989
- [24] *Wiesinger, J* Zur Berechnung des Stoßwiderstandes von Tiefen- und Oberflächenerdern etz-a Bd 99 (1978) H 11, S 659–661
- [25] *Neuhaus, H* Blitzschutzanlagen (Erläuterung zu DIN VDE 0185) VDE-Schriftenreihe, Band 44, VDE-Verlag, Berlin, 1983
- [26] *Loidler, M, Strauss, O, Thurl W* Erläuterungen zu den Bestimmungen für Antennenanlagen DIN VDE 0855 mit Berechnungsbeispielen VDE-Schriftenreihe, Band 6, VDE-Verlag, Berlin, 1985
- [27] *Vogt, D* Potentialausgleich, Fundamente der, Korrosionsgefährdung (DIN VDE 0100, DIN VDE 0190 u a), VDE-Schriftenreihe, Band 35, VDE-Verlag, Berlin, 1987
- [28] *Boy, J u a* Erläuterungen zu DIN VDE 0845, Schutz von Fernmeldeanlagen gegen Überspannungen VDE-Schriftenreihe, Band 38, VDE-Verlag, Berlin, 1981
- [29] *Cordes, H* Überspannungsschutz-Bauelemente und Strombegrenzer HF-Report November 1990, S 54–60
- [30] *Panzer, P* Praxis des Überspannungs- und Störspannungsschutzes elektronischer Geräte und Anlagen Vogel Verlag, Würzburg, 1986
- [30a] *Schroder, R, Müller, K-P* Blitz-/Überspannungsschutz von Funkanlagen cq-DL 3/92, S 157–158
- [30b] *Schmanski J* Grundlagen des Überspannungsschutzes EMV-Journal 2/94, S 28–30, 32–33
- [30c] *Kong R, Loidler M* Blitzschutz an Sat-Anlagen Funkschau 3/95, S 40–43
- [31] *Panzer, P* Überspannungsschutz für koaxiale Leitungen cq-DL 6/85, S 306–309
- [32] CCIR World Atlas of Ground Conductivities, Report 717-2, ITU, Geneva, 1988
- [33] *Detmers, B* Das Recht des Funkamateurs auf eine Amateurfunk-Antenne in Literatur u Rechtsprechung cq-DL 2/83, S 56–61, cq-DL 3/1/83, S 114–118
- [34] *Detmers, B* Das Recht des Funkamateurs auf Installation seiner Antenne und dessen Absicherung im Zivilrecht cq-DL 10/84, S 489–491
- [35] *Detmers, B* Der Funkamateur im Rechtsstreit DARC Sonderdruck, DARC-Verlag, Baunatal
- [36] *Wendt, M* Rechtstips für Funkamateure und Kurzwellenhorer Siebel Verlag, Meckenheim, 1993
- [37] *Roll, L* Antennen und Baugenehmigung cq-DL 10/83, S 486–487
- [38] *Roll, L* Baugenehmigungsfreiheit für Antennenanlagen cq-DL 8/86, S 454
- [39] *Roll, L* Wie häufig dürfen Antennenmaste sein? Funkschau 17/1985, S 10–11
- [40] *Roll, L* Keine Störung des Ortsbildes durch Antennen gittermast Siedlung und Eigenheim 1 86, S 5–6
- [41] *Roll, L* Antennenverbot abgeschmettert, funk 2 86, S 33
- [42] *Roll, L* Paragraphen-Dschungel Funkschau 16/1988, S 22
- [43] *Müller-Romer, F* Was Recht ist, muß Recht bleiben Funkschau 18/1988, S 42
- [44] *Schmittmann, M* Satelliten und Recht – Antennenverbot in Ortsbildsatzungen TELE-satellit 10/90, S 38–39
- [45] *Schmittmann, M* Genehmigungspflicht für Parabolantennen nach Bauordnungsrecht? TELE-satellit 1/91, S 70–73
- [46] *Schmittmann, M* Schlechte Karten für hohe Antennen Funkschau 4/1991, S 46–48
- [47] *Roll, L* Zwei neue Gerichtsentscheidungen zur Frage der Errichtung von Antennen cq-DL 1/91, S 29–30
- [48] *Kaltenegger, G* Endlich Schluß mit Genehmigung und Gebühren für Satellitenempfang TELE-satellit 2/91, S 66–67
- [49] *Roll, L* Die Antennen des Mieters und Wohnungseigentumers cq-DL 3/84, S 108–109
- [50] *Roll, L* Zwei neue Gerichtsentscheidungen zur Frage der Errichtung von Antennen cq-DL 1/91, S 29–30
- [50a] *Hulle, K H* Antenne wird nicht immer erlaubt Funk 1 92, S 68
- [50b] *Hulle, K H* Wohnungseigentümer mußte CB-Funkantenne dulden Funk 1 92, S 68
- [50c] *Hulle, K H* Neuer Erfolg im Antennenrecht Funk 10 92, S 74
- [50d] *Bulow, R* Das Recht auf die Schüssel Tele-Satellit 7–8/92, S 38–39
- [50e] *Otto, H-J* Freiheit ohne Grenzen Funkschau 13/1992, S 51
- [50f] *Hulle, K H* Antennenfreiheit ist gewährleistet Funk 6/94, S 74
- [50g] *Hulle, K H* Parabolantenne für Mieter wegen Informationsfreiheit Funk 11/94, S 76
- [50h] *Otto, H-J* Ihr Recht auf Sat-Empfang Funkschau 12/1994, S 27
- [50i] *Otto, H-J* Harter Kampf für den freien Empfang Funkschau 17/1994, S 48–49
- [50j] *Otto, H-J* Sat-Empfang Was ist erlaubt? Funkschau 23/94, S 40
- [51] *Otto, H-J* Die Haftpflichtversicherung für Mitglieder des DARC und VFDB cq-DL 2/91, S 105–106
- [52] *Panzer, P* Absicherung des Restrisikos bei Blitz- und Überspannungseinwirkungen auf Komponenten von Amateurfunkanlagen cq-DL 7/90, S 438–439
- [53] *Rabe, A* Absicherung des Restrisikos bei Blitz- und Überspannungseinwirkungen auf Komponenten von Amateurfunkanlagen cq-DL 11/90, S 726
- [54] *Kriegel, H* Kein Geld bei mangelhafter Antennenmontage Funkschau 12/1992, S 52–53
- [55] Fritel Antennen für Kurzwellenfunk, Siemensstraße 2, 67141 Neuhofen
- [56] Mauritz Nachrichtentechnik, Pfarrer-Falk-Str 27, 55270 Klein-Winterheim
- [57] Wenkemann Bootszubehör, Mankau 36,60311 Frankfurt
- [58] Conrad Electronic, Klaus-Conrad Str 1, 92240 Hirschau
- [59] Schwaiger Segelsport, Ledererstraße 9, 80331 München
- [60] Andy's Funkladen, Admiralstr 119, 28215 Bremen
- [61] Sehweiger's Wwe Tauwerk, Gagelfingerstr 67/69, 81929 München
- [62] Hummel Al-Towers, Postfach C 1439, 75404 Muhlacker
- [63] UKW-Berichte, Postfach 80, 91081 Baiersdorf
- [64] Von der Ley Kunststoff-Technik, Laupendahler Weg 19, 42579 Heilighaus

- [65] Tatzel Maschinenbau, Bahnhofstr. 20/1, 75038 Oberderdingen.
- [66] Frick Geratebau GmbH, Wessemerstr. 15, 63500 Seligenstadt.
- [67] Pfeleiderer Verkehrstechnik GmbH, Ingolstädterstr. 51, 92318 Neumarkt.
- [68] Titanex Antennentechnik, Burgstall 2, 94339 Leiblfg.
- [69] Kontakt Chemie, Am Krebsbach 26, 76437 Rastatt.
- [70] Hirschmann GmbH, Postfach 110, 73702 Esslingen.
- [71] Klever GmbH, Hauptstraße 20, 84168 Aham.
- [72] Hoffman Sonax KG, Münchener Str. 75, 86633 Neuburg.
- [73] RS Components GmbH, Nordendstraße 72-76, 64546 Mörfelden-Walldorf.
- [74] bogerfunk Funkanlagen GmbH, Grundesch 15, 88326 Aulendorf.
- [75] Dehn + Söhne Elektrotechn. Fabrik, Hans-Dehn-Str. 1, 92306 Neumarkt.
- [76] Suhner Elektronik, Mehlbeerenstr. 6, 82024 Taufkirchen.
- [77] Kopp Elektrotechnik-Elektronik, Alzenauer-Str. 66-72, 63796 Kahl.
- [78] DARC (Deutscher Amateur Radio Club e.V.), Postfach 1155, 34216 Baunatal.



# 34. Стационарные специальные антенны

## 34.1. Радиовещательные передающие антенны

Радиовещательные диапазоны в регионе I (Европа, Африка, Ближний Восток и бывший СССР) занимают следующие интервалы частот:

- длинные волны ДВ (AM) от 150 до 285 кГц (LF);
- средние волны СВ (AM) от 525 до 1605 кГц (MF);
- короткие волны КВ (SW) от 2300 до 26100 кГц (HF);
- телевизионный диапазон I<sup>1</sup> от 47 до 68 МГц (VHF);
- ультракороткие волны УКВ (FM) от 87,5 до 108 МГц (VHF);

<sup>1</sup> В странах бывшего СССР и Восточной Европы используется также телевизионный диапазон II – от 76 до 100 МГц (VHF), в котором размещены третий, четвертый и пятый частотные каналы. – *Прим. ред.*

- телевизионный диапазон III от 174 до 230 МГц (VHF);
- телевизионные диапазоны IV/V от 470 до 860 МГц (UHF).

В приложении приведена более строгая классификация с подробностями подразделения КВ диапазона.

Границы диапазонов для всех стран региона I одинаковы, но в отдельных странах могут быть приняты более узкие интервалы частот.

В этой главе рассматриваются только передающие антенны для коротких и средних волн.

### 34.1.1. Длинно- и средневолновые передающие антенны

Радиовещательные передающие антенны для длинных и средних волн строятся как вертикальные излучатели (так называемые антенны-монополи), которые монтируются на изоляторе и питаются с нижнего конца вблизи земли [1, 2].

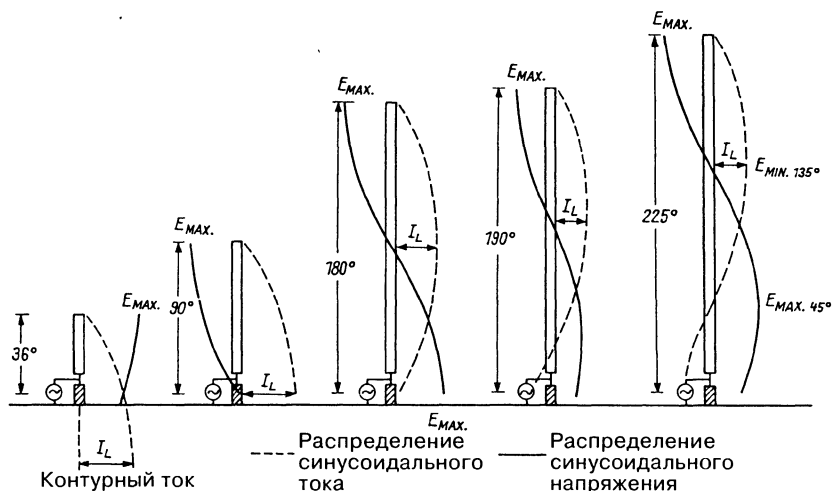


Рис. 34.1. Теоретическое распределение тока и напряжения в антенне-монополе

Высота таких антенн находится в пределах от 0,1 до 0,6  $\lambda$ . Варианты теоретического распределения тока и напряжения монополя над идеально проводящим грунтом представлены на рис. 34.1 для электрической высоты антенны 0,1  $\lambda$  ( $36^\circ$ ), 0,25  $\lambda$  ( $90^\circ$ ), 0,5  $\lambda$  ( $180^\circ$ ), 0,53  $\lambda$  ( $190^\circ$ ) и 0,625  $\lambda$  ( $225^\circ$ ). Оценки усиления проводятся в dBi (децибелы относительно изотропного излучателя).

#### Замечание

Вертикальный излучатель, возбуждаемый непосредственно относительно земли, дает выигрыш по усилению сравнительно с излучателем в свободном пространстве. Например, четвертьволновый вертикальный излучатель ( $90^\circ$ ) характеризуется усилением  $\approx 5,2$  dBi или  $\approx 3$  dBd (децибелы относительно полуволнового вибратора в свободном пространстве, ср. с табл. 3.1).

Однако это не значит, что четвертьволновый излучатель лучше полуволнового вибратора. Благодаря отражению от идеального грунта напряженность поля от полуволнового вибратора удваивается, и усиление достигает  $\approx 6$  дБ. Поэтому над идеальным грунтом он превосходит четвертьволновый излучатель на 3 дБ.

Средневолновые антенны излучают поверхностные и пространственные волны. Поверхностная составляющая напряженности поля одинакова днем и ночью, тогда как пространственная зависит от угла возвышения и времени суток. Интерференция поверхностной и пространственной волн порождает замирания (фединги).

Антенны, у которых круто восходящее излучение подавлено в определенном диапазоне углов возвышения, например благодаря наличию нулевой точки, называют антифединговыми [3]. У антенн длиной  $\approx 190^\circ$  такого излучения почти не происходит. Антифединговый эффект достигается также путем секционирования антенны с питанием в верхней части [4] и благодаря питанию полуволновой антенны в средней точке (вертикальный вибратор).

Антенны характеризуются комплексным входным импедансом и нуждаются в согласующем звене. Электрическое удлинение обеспечивается концевой емкостью, поскольку большинство антенн питается снизу.

Мощность радиовещательных передач в диапазоне средних волн находится, как правило, в пределах 100–500 кВт, но иногда доходит и до 2000 кВт.

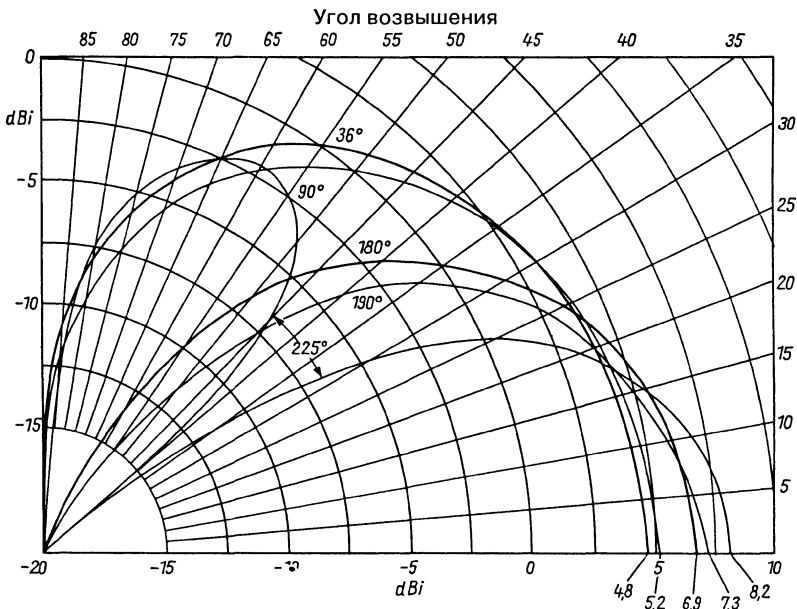


Рис. 34.2. Варианты теоретических диаграмм направленности в вертикальной плоскости антенн-монопольей

Система заземления играет важную роль у вертикальных антенн [5]. Чтобы свести к минимуму потери в грунте, прокладывают большие дорогостоящие сети заземления. Обычно их образуют из полос оцинкованной стали или отрезков медной проволоки разной длины (0,25–0,4  $\lambda$ ) и количества (30–40 у небольших антенн и 90–120 у крупных систем) и закладывают на глубину 15 см.

Воздействие сети заземления на излучение антенны определяется длиной излучателя [6], причем в интервале длины 0,1–0,25  $\lambda$  зависимость сильная, от 0,375 до 0,5  $\lambda$  – слабая, а при 0,625  $\lambda$  сеть заземления перестает влиять на вертикальный вибратор.

Необходимо надежно соединить провод заземления с массой антенного изолятора, пользуясь пайкой твердым серебряным припоем.

Согласно рекомендациям ИКАО (Международной организации гражданской авиации), антенны выше 45 м снабжаются сигналами огнями через каждые 45 м. Поскольку мачта монтируется на изоляторе, напряжение питания огней подводит через высокочастотный разделительный трансформатор.

В средневолновом диапазоне применяется также направленное излучение [7, 8], что усиливает излучение в одних направлениях и ослабляет в других.

### 34.1.2. Передающие КВ антенны

Передающие радиовещательные антенны коротковолновых диапазонов представляют собой горизонтальные излучатели, которые выполняются в виде одиночных конструкций или антенных решеток. Усиление коротковолновых передающих антенн также выражается их коэффициентом направленности. В его величину входят 6 дБ за счет отражения от грунта. Различают следующие типы таких антенн.

#### Ромбические антенны

Они известны с 30-х гг., но теперь почти не применяются. Преимущества таких антенн заключаются в широкополосности (2:1) и сравнительно высоком усилении (18 dBi), а недостатки – в громоздкости, частотной зависимости усиления и омических потерях половины мощности.

#### Веерные вибраторы

Широкополосный веерный вибратор способен перекрыть четыре радиовещательных

диапазона. Антенна состоит из нескольких полуволновых или волновых вибраторов разной длины. Угол возвышения главного луча определяется высотой антенны над грунтом (рис. 3.12). При высоте около 0,2  $\lambda$  дальность действия достигает 300 км. При больших углах возвышения эффект направленности почти отсутствует. Добавление веерных вибраторов позволяет повышать усиление и улучшать направленность.

#### Логопериодические антенны

Эти антенны применяются для передач на расстояния от 500 до 2000 км [9]. Высота над грунтом определяет угол возвышения и, следовательно, дальность действия. Горизонтальная диаграмма направленности изменяется с частотой. Усиление (коэффициент направленности) составляет около 10 dBi, из которых 6 дБ опять приходится на отражение от грунта. V-образная конструкция дает дополнительные 3 дБ усиления. Устройством излучателя в виде меандра сокращает его длину и при большой мощности (500 кВт) предотвращает появление коронного разряда. Антенна, рассчитанная на полосу частот от 5 до 26,5 МГц, представлена на рис. 34.3.

#### Квадрантная антенна

Это горизонтальный волновый вибратор V-образной формы (угловой вибратор) с углом раскрытия 90°. При таком угле диаграмма направленности становится почти круговой (рис. 10.36). Квадрантная антенна была разработана Н. Уэллзом (Marconi) в Англии в 1943 г. Ее усиление составляет около 6 dBi, а эксплуатируется она при мощностях от 100 до 300 Вт. Горизонтальная диаграмма антенны круговая, а вертикальная зависит от частоты (рис. 3.12).

#### Многовибраторная синфазная антенна

Это горизонтальная групповая антенна, которая состоит из комбинаций вибраторов, расположенных коллинеарно и поэтажно. Отдельные антенны подвешиваются рядом или одна над другой, образуя полотно, и возбуждаются через общий вход. В целом антенна выглядит как квадрат или прямоугольник из полуволновых или волновых вибраторов.

Ранее в многовибраторных синфазных антеннах применялись настроенные рефлекторы, придававшие антенне однонаправленность, но сужавшие ее частотную полосу. В современных антеннах такого типа применяются толстые вибраторы с низкой

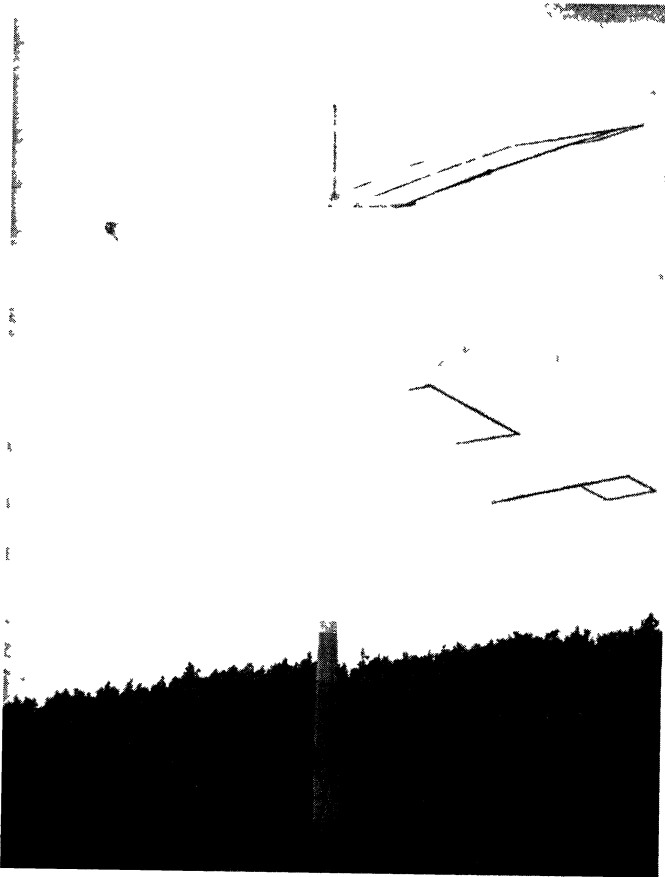


Рис. 34.3. Вращающееся логопериодическое антенное устройство (Rohde & Schwarz)

добротностью  $Q \approx 2$ , за которыми на расстоянии  $0,25-0,30\lambda$  устанавливается отражающий экран. Такое устройство характеризуется КСВ величиной 1,5 в пределах октавы (соответствует двукратному изменению частоты).

Многовибраторная синфазная антенна способна покрывать от четырех до пяти радиовещательных диапазонов, например 6/7/9/11 МГц или 9/11/13/15/17 МГц.

Антеннам присвоено обозначение HRRS  $m/n/h$  Международного союза телекоммуникаций (ITU Regulations AP 2-6). Литеры этой аббревиатуры означают:

- H – горизонтальная поляризация;
- R – отражатель;
- R (если присутствует) – реверсируемое направление луча;
- S (если присутствует) – изменяемое направление луча (сканирование по азимуту);
- m – количество вибраторов по горизонтали, ширина в полуволнах;
- n – количество вибраторов по вертикали, этажность с полуволновыми промежутками;
- h – высота нижнего вибраторного ряда над грунтом в долях длины волны.

Горизонтальный угол раскрытия по уровню 3 дБ зависит от ширины m. Вертикальный угол возвышения главного луча определяется этажностью n и высотой h. Сканирование по азимуту обычно происходит в интервале  $\pm 10^\circ$  и реализуется благодаря сдвигу фаз между горизонтальными

вибраторами. Поэтажно расположенные вибраторы синфазны.

#### Пример

HRS 4/4/5 расшифровывается как горизонтальная система с отражателем, сканирующая, с четырьмя коллинеарными вибраторами на четырех этажах, нижний этаж на высоте  $0,5 \lambda$  от грунта.

В зависимости от расстояния до отражателя усиление составляет от 21,7 до 20,9 dBi; горизонтальный угол раскрыва  $24^\circ$ ; вертикальный угол раскрыва  $10^\circ$ ; антенна рассчитана на  $750 \text{ кВт} = 4 \text{ МВт}$  пиковой мощности.

Вертикальный угол возвышения убывает с увеличением количества этажей (рис. 34.4), и вместе с тем растет расстояние между «скачками» при отражении волн в ионосфере. С увеличением количества коллинеарных вибраторов в этаже уменьшается горизонтальный угол раскрыва и улучшается фокусировка излучения антенны в горизонтальной плоскости (рис. 34.5).

### 34.1.3. Передающие УКВ и телевизионные антенны

Антенны для УКВ и телевизионных передающих устройств строятся из широкополосных полей и монтируются на высоких башнях или мачтах [10, 11], в силу чего влиянием грунта можно пренебречь. При этом диаметр несущей опоры не должен быть слишком большим для антенн кругового излучения. Сечение опоры убывает снизу вверх. Оптимальное размещение передающих антенн на башне показано на рис. 34.76.

Поля называют направленными или полями направленных излучателей. Они состоят из отдельных вибраторных излучателей с общим отражателем сзади на расстоянии четверти длины волны. Наряду с прямыми вибраторами применяются уголкового. Как правило, работают с горизонтальной поляризацией. Кроме вибраторов используются турникетные трехсекционные антенны.

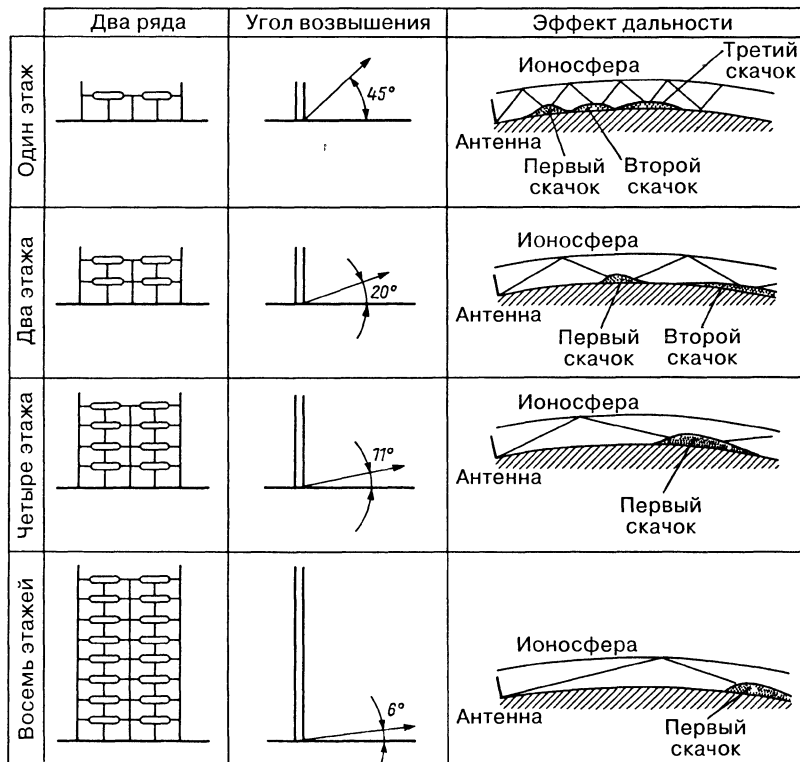


Рис. 34.4. Зависимость угла возвышения от высоты многовибраторной синфазной антенны

В случае вибраторов различают четырех- и восьмивибраторные поля.

#### Четырехвибраторное поле

Четырехвибраторное поле представляет собой антенную группу из четырех толстых полуволновых вибраторов, образующих пару волновых вибраторов. Четырехвибраторное поле для УКВ и телевизионного диапазона I обычно характеризуется следующими параметрами:

- усиление около 7 dBd;
- угол раскрытия в плоскости E около  $90^\circ$ ;
- отношение прямого излучения к обратному 20 дБ;
- КСВ < 1,2.

#### Восьмивибраторное поле

Поле состоит из восьми полуволновых вибраторов, сведенных в четыре волновых вибратора перед отражателем. Типичные параметры восьмивибраторного поля для телевизионных диапазонов III и IV/V:

- усиление около 11 dBd;
- угол раскрытия в плоскости E около  $90^\circ$ ;
- отношение прямого излучения к обратному 20 дБ;
- КСВ < 1,1.

Большее усиление достижимо только посредством сочетания нескольких полей в вертикальной плоскости. При удвоении их

количества удваивается и усиление, возрастая на 3 дБ.

С ростом усиления существенно сужается диаграмма направленности в вертикальной плоскости, что сопровождается распространением излучения за горизонт, появлением нулевых точек на диаграмме и, как следствие, прекращением приема телепередач в ближней зоне.

Для противодействия этому эффекту необходимо сделать диаграмму более пологой, питая антенную систему со сдвигом фаз, и заполнить нулевые точки, изменяя мощность питания.

Подбирая компоновку и питание нескольких направленных излучательных полей, можно добиться направленной или круговой горизонтальной диаграммы.

Круговая диаграмма получается также при монтаже полей по периметру сечения несущей конструкции. Конфигурации из трех или четырех полей достижимы в случаях треугольного или квадратного сечений мачты. При значительном диаметре опоры используют антенны из множества полей, устанавливая более четырех из них на каждом этаже, то есть разворачивая отдельное поле так, чтобы его луч распространялся вдоль касательной к мачте, а не в обычном радиальном направлении. Такой подход реализуется на круглых башнях или треугольных и квадратных мачтах.

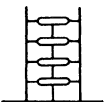
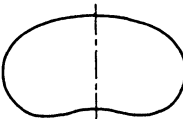
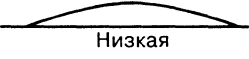
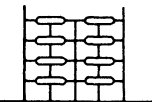
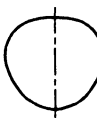

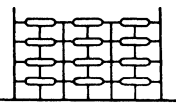

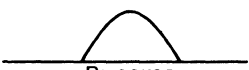
	Четыре этажа	Обзор	Интенсивность
Один ряд			
Два ряда			
Три ряда			

Рис. 34 5 Зависимость угла раскрытия от ширины многовибраторной синфазной антенны

### 34.2. Антенны направленной радиосвязи

Антенны направленной радиосвязи устанавливаются на открытых местах, на башнях связи, телевизионных башнях, крышах высоких зданий или возвышенностях [12–14].

Антенные устройства направленной радиосвязи состоят из антенн (излучателя и пассивных отражателей) и дополнительной

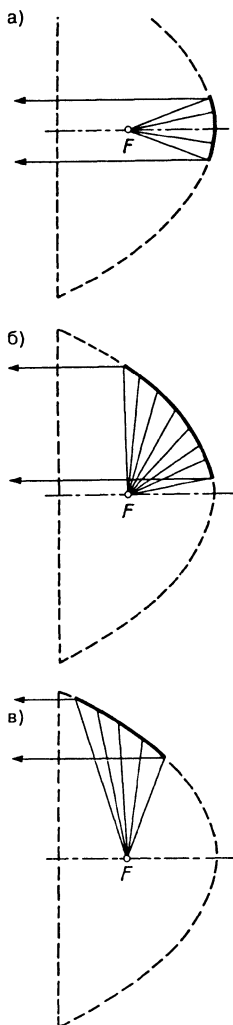


Рис. 34.6. Антенны с параболическими отражающими поверхностями: а – в форме параболоида вращения; б – в форме раковины; в – рупорно-параболоидные

радиоаппаратуры, в частности разделительных фильтров (поляризационных, частотных и системных), антенных соединений (волноводов), частотных и модемных фильтров и циркуляторов. Здесь будут рассмотрены только антенны [15–17].

Острая фокусировка требует применения направленных антенн. Нижняя частотная граница определяется техническими причинами. Антенны приемлемых габаритов становятся возможными на частотах не ниже 200 МГц. С ростом частоты усиливается затухание, становясь зависимым от погодных условий, уменьшается дальность действия, растут расходы на антенны, комплектующие и все более высокое размещение средств направленной радиосвязи.

Вибраторы (полуволновые или волновые), а также спиральные излучатели служат антеннами направленной радиосвязи на частотах до 1000 МГц. На более высоких частотах применяются зеркальные антенны с параболическими отражателями (рис. 34.6).

В простейшем случае излучателем (возбудителем) отражательных антенн (например, параболических) линейной поляризации служит прямоугольный волноводный рупор. Для поддержания круговой поляризации или двух взаимно перпендикулярных поляризаций используется квадратный волноводный рупор (диагональный рупор) или круглый волноводный рупор (круглый или гофрированный рупор).

#### 34.2.1. Антенны на частоты от 200 МГц до 2 ГГц

##### Вибраторное поле

Его образует группа полуволновых или волновых вибраторов. Ради большей широкополосности применяются волновые вибраторы со степенью утолщения 20 на взаимном расстоянии  $5\lambda/8$ . Полоса частот доходит до 1 ГГц. Усиление вибраторного поля лежит в пределах от 12 до 17 dBi.

##### Антенна с уголковым отражателем

В этой конфигурации вибратор размещается на биссектрисе отражателя на расстоянии  $0,25-0,5\lambda$  от его вершины. Угол раскрытия отражателя составляет от  $60^\circ$  до  $100^\circ$ . Полоса частот простирается до 1 ГГц. Усиление антенны с отражателем составляет 9–12 dBi, а в случае поля отражателей (например,  $4\times 4$  волновых вибраторов) – от 19 до 22 dBi.

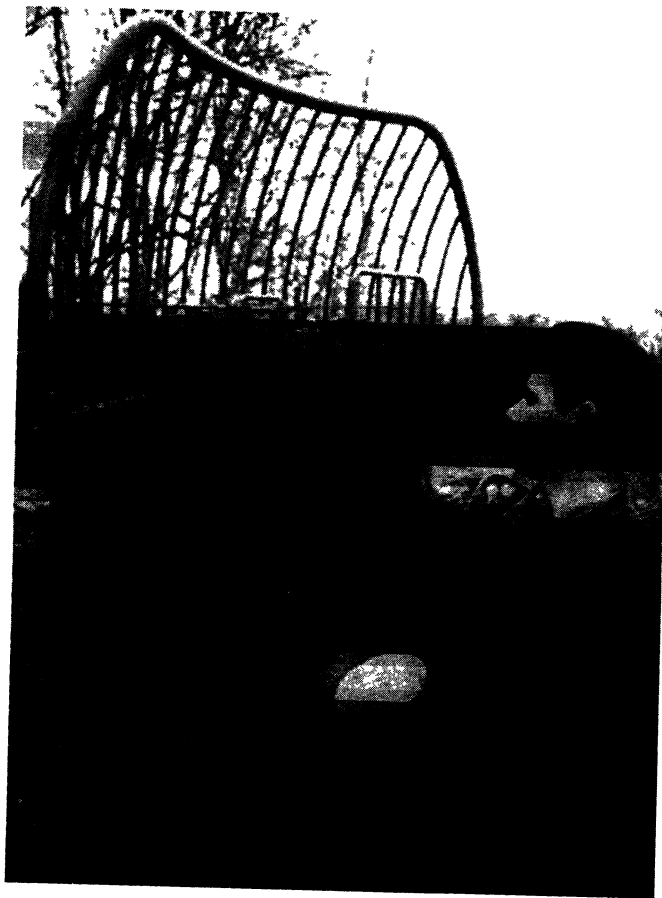


Рис. 34.7. Военная параболическая антенна со сменными возбудителями для диапазонов 2 и 3 (CSA)

### Спиральная антенна

Для определенных целей, когда требуется круговая поляризация, применяются двойные спиральные антенны. Их частотная полоса занимает область от 500 до 2000 МГц. Свойства излучения регулируются в широких пределах изменением параметров спиралей.

### Параболические антенны

Применяются как параболические антенны с непосредственным питанием (параболоид вращения), так и облучаемые сегменты параболоидов со смещенным питанием, когда излучатель установлен вне главного луча антенны. Полоса частот достигает 2000 МГц. В зависимости от частоты и размеров отражателя усиление составляет от 12 до 22 дВ.

На рис. 34.7 демонстрируется военная параболическая антенна с решетчатым отражателем и сменными возбудителями для диапазонов II и III.

#### 34.2.2. Антенны для диапазона 2–22 ГГц

##### Параболическая антенна

Это осесимметричный параболоид вращения с центральным возбуждением спереди (рис. 34.6а) или с возбуждением с тыльной стороны посредством гиперболического вогнутого вспомогательного отражателя (система Кассегрена). Выпускаются параболические антенны диаметром 0,6; 1,2; 3; 4; 6; 10 и 18 м. Недостаток: неудовлетворительное подавление кросс-поляризации (ХРД). В зависимости от частоты и габаритов



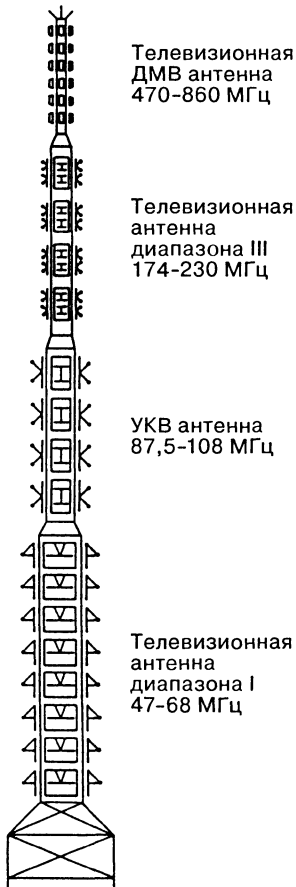


Рис 34 76 Оптимальное размещение передающих антенн на антенной башне

отражателя усиление составляет от 30 до 45 dB<sub>v</sub> при соответствующих углах раскрыва от 4,5° до 0,5°. Мачта с зачехленными параболическими антеннами показана на рис 34 8

### Раковинная антенна

Раковинные антенны<sup>1</sup> отличаются эксцентричным возбуждением. Часть отражателя, не лежащая на оси вращения, наклонно возбуждается рупорным облучателем (рис 34 6б). К отражателю примыкает плоское основание и боковые стенки, сужающиеся к низу, что придает устройству форму раковины. Внутренняя поверхность стенок покрыта составом, поглощающим радиочастотное излучение. Стекловолоконная крышка защищает

<sup>1</sup> Чаще их называют офсетными – Прим ред

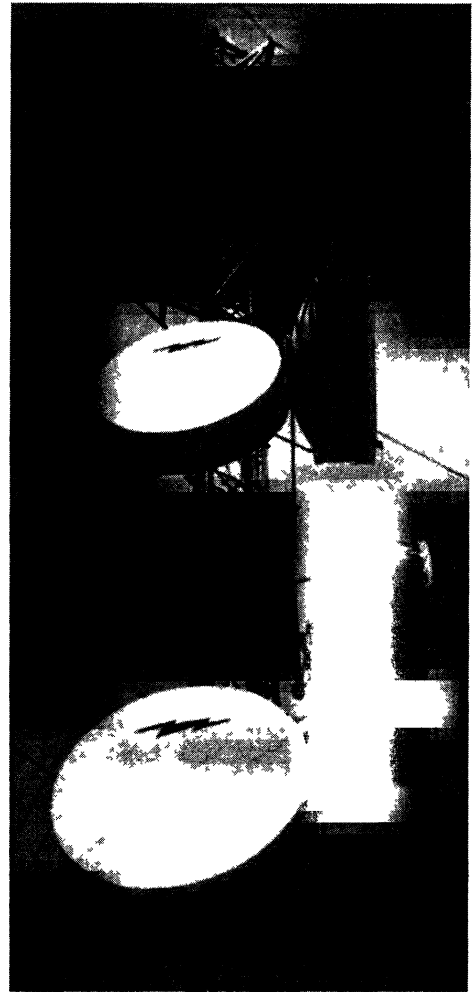


Рис 34 8 Мачта с параболическими антеннами, защищенными от атмосферных воздействий

камеру антенны от погодных воздействий. Питание антенны может быть

- прямым, когда рупорный облучатель размещен в фокусе отражателя,
- непрямым (система Грегори), когда рупорный облучатель в фокусе главного зеркала наклонно посылает сигнал к его сегменту через вогнутый эллиптический вспомогательный отражатель

Антенна выгодно отличается широкой полосой частот, надежным подавлением

боковых лепестков, оптимальной развязкой по поляризации. Усиление антенны близко 40 дВ.

### Рупорная параболическая антенна

Антенна представляет собой комбинацию рупорного облучателя с сегментом отражающего параболоида (рис. 34.6в). Боковые стенки рупорного отражателя продлены до пересечения с поверхностью параболоида. Рупор находится вне раскрыва антенны, не препятствует излучению и не оказывает обратного воздействия на возбудитель. Стекловолоконная крышка защищает камеру антенны от погодных воздействий. Конструктивно облучатель и отражатель выполнены как единое целое. Преимущества: широкая полоса частот, малое количество боковых лепестков, надежное подавление обратного излучения. Усиление до 40 дВ.

Современные антенны для направленной радиосвязи обладают следующими характеристиками

- острая фокусировка излучения (угол раскрыва  $\approx 1^\circ$ ),
- высокое усиление (от 30 до 50 дВ),
- надежное подавление боковых лепестков ( $\geq 30$  дБ),
- высокое отношение прямого сигнала к обратному (от 50 до 70 дБ),
- надежное подавление кросс-поляризации (на 30–40 дБ),
- широкая полоса частот ( $\geq 1$  октавы).

### Антенны-отражатели

Пассивные антенны-отражатели изменяют направление сфокусированных радиоволн и позволяют связывать станции, находящиеся вне прямой видимости [18–20]. Чаще

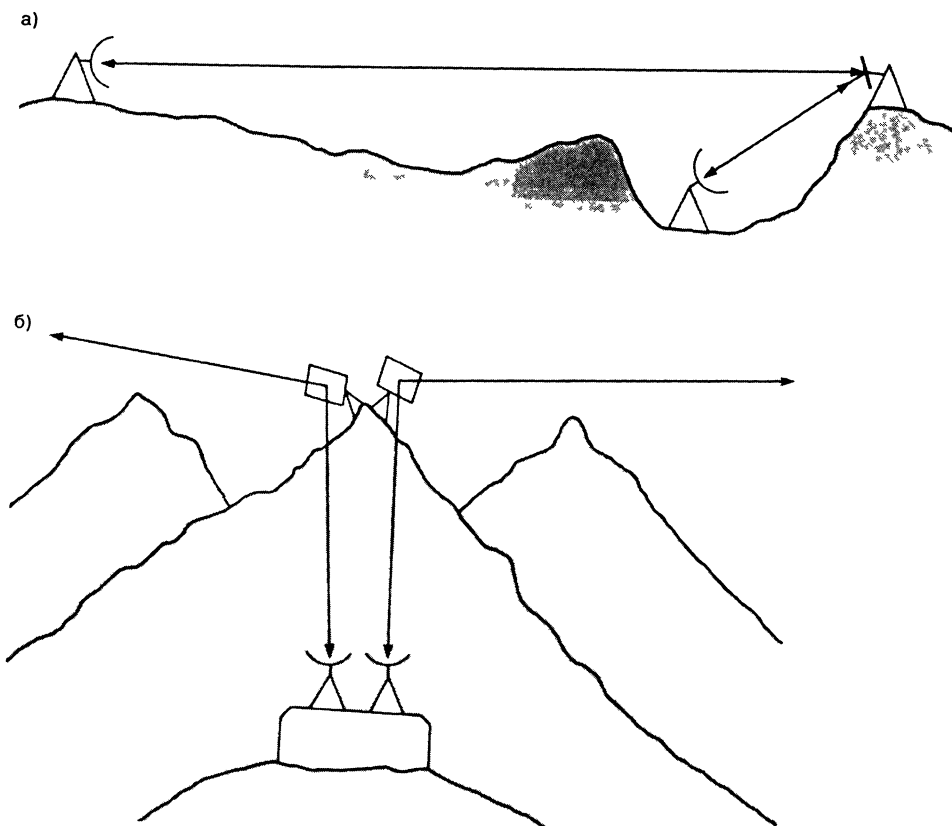


Рис. 34.9 Примеры направленной радиосвязи с помощью антенны-отражателя

а – станция направленной связи затенена возвышенностью, б – связь с труднодоступной станцией

всего они выполняются в виде отражающего полотна (плоского отклоняющего зеркала)<sup>1</sup>. Пример направленной радиосвязи с помощью таких антенн приведен на рис. 34 9

Площадь поверхности отражателя нельзя сделать сколь угодно большой, так как с ее ростом убывает ширина диаграммы направленности, а она не должна быть меньше 1°.

Материалом для изготовления антенн служит алюминий; они строятся в расчете на скорость ветра до 220 км/ч и обледенение до 25 см. Эти антенны весьма разнообразны по форме и габаритам.

В Европе применяются отражатели в форме ромба площадью по 5, 8, 16, 32 и 48 м<sup>2</sup>. В США предпочитают квадратные или прямоугольные отражатели (от 8×10 до 40×60 футов).

Достоинство антенн-отражателей в том, что они не требуют обслуживания и электропитания. Недостатки: большая площадь поверхности, опасность ухода луча из-за подвижек опоры, малая зона охвата.

### Литература к главе 34

- [1] *Behne, F* Rundfunk-Sendeantennen im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich Funkschau, H 26/1975, S 44–47, H 1/1976, S 23–25
- [2] *BM/E Magazine (Eds)* Broadcast Antenna Systems Handbook TAB Books, Blue Ridge Summit, PA, 1973
- [3] *Brueckmann, H* Antifading Broadcast Antenna Electronics, May 1950, pp 82–85
- [4] *Graziadei, H* Ein neues Verfahren zur Obenspeisung von schwundmindernden Funkmasten FTZ, H 4/1951, S 159–167
- [5] *Tippe, W* Zur Dimensionierung von Erdnetzen für vertikale LW- bzw MW-Monopolantennen Rundfunktechnische Mitteilungen, 24 (1980) S 154–164
- [6] *Potschkat, G* Modelltechnische Nachbildung realer Erdnetzsysteme für vertikalpolarisierte Sendeantennen Rundfunktechnische Mitteilungen, 31 (1987), S 119–125
- [7] *Gaigal, G., Jaworek, H* Richtantennenanlage im Mittelwellenbereich Technische Mitteilungen RFZ 19 (1975), H 3, S 77–80
- [8] *El-Raheh, G* Directional Antennas for MF Broadcasting Part I ABU Tech Rev No 55, March 1978, Part II ABU Tech Rev No 56, May 1978, Part III ABU Tech Rev No 57, July 1978
- [9] *Stark, A* Einfluß des Erdbodens auf Vertikaldiagramme und Gewinn horizontaler logarithmischperiodischer HF-Antennen Neues von Rohde & Schwarz (1976) Nr 75, S 15–19
- [10] *Scheuerecker, F* Zur Projektierung von VHF-Antennenanlagen, insbesondere FM- und FS-Sendeantennenanlagen Rohde & Schwarz Mitt, Nr 14/1960, S 362–380
- [11] *Gotthard, O (Hrsg)* FM- und TV-Sendeantennensysteme Kathrein, Rosenheim, 1989
- [12] *Pooch, H (Hrsg)* Richtfunktechnik Schiele & Schon Verlag, Berlin, 1974
- [13] *Brodhage, H., Hormuth, W* Planung und Berechnung von Richtfunkverbindungen Siemens AG, Berlin, 1977
- [14] *Heinrich W (Hrsg)* Richtfunktechnik R v Decker's Verlag, Heidelberg, 1988
- [15] *Brunner, A., Leupelt, U* Moderne Antennensysteme für neue Richtfunknetze fernmelde-praxis, 13/85
- [16] *Kühne, H-D., Neideck, G., Kaffenberger, E* Antennen mit hoher Kreuzpolarisationsentkopplung und Antennenleitung fernmelde-praxis, 16/87
- [17] *Preibisch, H* Neuerungen bei Richtfunk-Antennenanlagen fernmelde praxis, 21/89, S 892–911
- [18] *Norton, M L* Microwave System Engineering Using Large Passive Reflectors IRE Trans on Comm Systems, September 1962, pp 304–311
- [19] *Thrower, R* Passive Repeaters for amateur UHF and microwave Systems 73 Magazine, Oktober 1971
- [20] *Shepherd, M J* 187 GHz Passive Repeaters Considerations Microwave Journal, Oktober 1980, pp 60–62

<sup>1</sup> В российской литературе такие отражатели называют пассивными ретрансляторами – Прим ред

## 35. Специальные мобильные антенны

### 35.1. Автомобильные радиоантенны

#### 35.1.1. Сотовая и транкинговая радиосвязь

Зона обслуживания сотовой сети поделена на ячейки, а частоты распределены так, что ячейки с одинаковыми частотами максимально развязаны, и их взаимные помехи сведены к минимуму.

Сеть на частотах до 1 ГГц называют также сетью GSM (Global System for Mobile communication – глобальная система мобильной связи).

Транкинговая связь осуществляется не на фиксированной частоте, а на целой связке централизованно управляемых частот.

#### 35.1.2. Антенны

##### Типы антенн

Четвертьволновые, антенны длиной  $5\lambda/8$ , многоярусные антенны с обращением фазы (коллинеарные антенны), хлыст, гибкая штыревая, спиральная.

##### Поляризация

Вертикальная.

##### Электрическая длина

$\lambda/4$ ,  $5\lambda/8$  или их сочетания.

##### Усиление

Приведенное к четвертьволновому излучателю, например 0 дБ до максимума 9 дБ, – 1,5 дБ для укороченных витых антенн.

##### Импеданс

Входное сопротивление обычно несимметричное 50 Ом (коаксиал).

##### КСВ

Минимальная величина на рабочей частоте, например КСВН  $\leq 1,2$ ; максимальная в

диапазоне передачи – не больше 1,5, в диапазоне приема – не больше 2.

##### Ширина полосы

Указываются данные для КСВ определенной величины, например 2 МГц при КСВН = 2 является обычной узкополосной; иногда полосу расширяют до нескольких процентов от рабочей частоты, пользуясь согласующими звеньями и конструктивными мерами.

##### Мощность

Обычно 15 Вт, максимум 25 Вт. Различают передаваемую высокочастотную мощность и эквивалентную мощность излучения, приведенную к полуволновому вибратору.

##### Настройка

Осуществляется путем укорочения излучателя, реже – регулировочным винтом встроеной схемы согласования или колебательного контура.

##### Соединительные разъемы

Обычного типа (UHF, BNC, TNC, N) или специальные (Minicrimp, мини-ДМВ с защелкой).

##### Способ монтажа

На крыше, выносной, с зажимным креплением, с магнитным креплением, на клею.

##### Материал

Нержавеющая сталь, стекловолокно, хромированная латунь.

##### Крепление

Основание: с одним или несколькими отверстиями.

Излучатель: съемный, на резьбе, с шарниром, с соединительным разъемом.

Две мобильные антенны УКВ диапазона на 146–174 МГц представлены на рис. 35.1. На рис. 35.2 показаны две мобильные антенны ДМВ диапазона 400–470 МГц. Одна

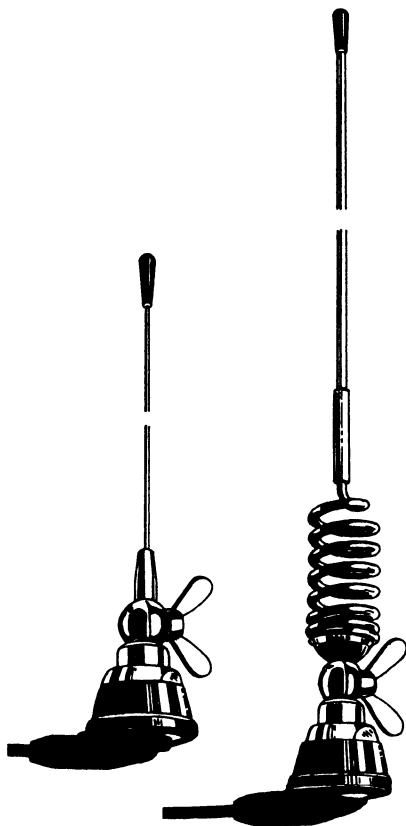


Рис. 35.1. Мобильные антенны УКВ диапазона на 146–174 МГц

из них снабжена фазовой катушкой между секциями длиной  $\lambda/4$  и  $5\lambda/8$ , у другой водонепроницаемая фазовая катушка находится между секциями длиной по  $5\lambda/8$ .

#### Особенности армейских антенн

Армейские КВ антенны длиной около 5 м характеризуются комплексным входным сопротивлением. На частоте 2 МГц оно имеет емкостный характер и величину около 1500 Ом, последовательный резонанс на 15 МГц, параллельный – на 22 МГц. Антенна узкополосная и нуждается в согласующем устройстве.

На УКВ применяются широкополосные антенны, либо узкополосные делают широкополосными с помощью схемных и конструктивных решений. Применяется излучатель из стекловолокна, монтируемый на прочном крупном изоляторе.

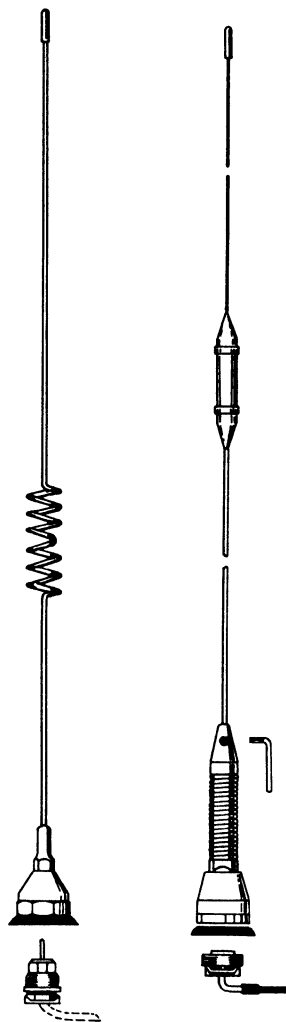


Рис. 35.2. Мобильные антенны ДМВ диапазона на 400–470 МГц

Приняты армейские обозначения АТ-1011/У для КВ антенны и АС-1729/УСР для УКВ антенн. На рис. 35.3 демонстрируется мобильная антенна для тактического диапазона 30–76 МГц, смонтированная на корме джипа.

#### Общие замечания

Антенны вертикальной поляризации обладают круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, если установлены в середине крыши или не ближе  $0,2\lambda$  от ее кромки. На крышах с кровлей из искусственных

материалов необходим противовес в виде металлической плиты, соединенной с основанием антенны, с длиной стороны не менее  $\lambda/2$ . Это сохранит согласованность, усиление и равномерность кругового излучения

На горизонтальной диаграмме направленности появится более или менее заметный провал, если антенна смонтирована на передней или кормовой части автомобиля и не выступает над крышей салона.

Радиоволны мобильной связи всегда вертикально поляризованы, поэтому предпочтительнее отвесно располагать антенны. Наклонные антенны кажутся шикарнее, но страдают пониженным усилением и искажениями круговой диаграммы направленности.

Продельвая отверстие для монтажа антенны в кузове автомобиля, следует позаботиться о долговечности контакта ее основания с кузовом, защитив от коррозии кромки отверстия.

## 35.2. Судовые антенны

### 35.2.1. Радиосвязь на море

Требование обеспечивать безопасность мореплавания заставляет оборудовать суда средствами радиосвязи. Гибель «Титаника» в 1912 г. подхлестнула этот процесс. В настоящее время радиосредства применяются для связи, пеленгации, навигации, определения расстояний, метеонаблюдений и в военных целях.

Собственно связь (передача сообщений) рассматривается в морских условиях как подвижная связь. По всему миру ей выделены следующие частоты:

- средневолновый диапазон (СВ) 415–526,5 кГц;
- морской диапазон (МВ) 1606,5–3800 кГц;
- коротковолновый диапазон (КВ) 4063–25500 кГц;
- ультракороткие волны (УКВ) 156–174 МГц.

Более подробные сведения о специальных коротковолновых диапазонах и морской радиосвязи приведены в [6, 7].

### 35.2.2. Антенны для связи

Проволочные антенны используются в диапазоне СВ, МВ и КВ. Штыревые антенны длиной 7–12 м применяются также для связи на коротких волнах. Они настраива-

—

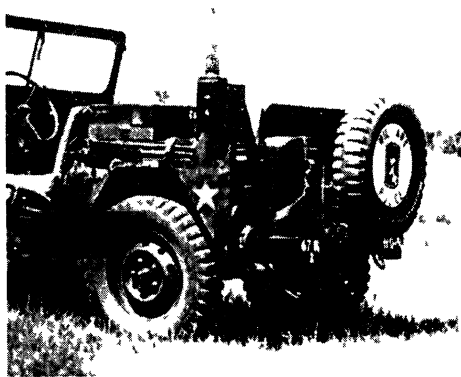


Рис 35.3 Мобильная армянская антенна

ются или согласуются с помощью соответствующих устройств

В гражданском УКВ диапазоне 2 м применяются настроенные и согласованные вертикальные антенны, например типа Groundplane с нулевым усилением и круговой диаграммой. Их требуется размещать в свободном пространстве на расстоянии не менее 4 м от крупных металлических сооружений и не выше 12 м над ватерлинией. Выходная мощность не должна превышать 25 Вт.

В военных УКВ диапазонах 30–76 МГц и 115–156 МГц используются антенны с нулевым усилением, например логопериодические. В зависимости от назначения выбирается горизонтальная или вертикальная поляризация.

В военном ДМВ диапазоне 220–400 МГц наряду с вертикальной применяется круговая поляризация. Каналы связи могут прокладываться через геостационарные спутники Международной организации морской спутниковой связи (INMARSAT). Эти спутники применяются также для передачи сигналов международной морской аварийно-спасательной службы GMDSS в полосе L (1,6 ГГц). Система охватывает весь мир. Каждый буй оснащен передатчиком мощностью 1 Вт с антенной круговой поляризации, работающим в полосе 1644–1647 МГц.

В военных целях на ДМВ действует также система спутниковой связи SATCOM. Наземные антенны устройств этой системы ориентируются прямо на спутник и состоят из скрещенных вибраторов над противовесом. Гибридная конструкция под 90° образует устройство право- или левокруговой поляризации. В настоящее время SATCOM работает на частотах 7/8 ГГц для каналов передач на спутник и с него.

### Пеленгаторные антенны

Это антенны для определения направления на передатчик (пеленгования) средствами высокочастотной техники [8]. Пеленгуя передатчик из разных точек, находят его местоположение (лоцируют передатчик).

### Поворотные пеленгаторные рамки

Такие рамки были первыми пеленгаторными антеннами. Они сделаны из вращающихся рамок квадратной или круглой формы, состоящих из одного или нескольких витков, с диаграммой направленности в виде

восьмерки. Дополнительная штыревая антенна придает ей форму кардиоиды, что и позволяет определять направление на передатчик (рис. 35.4).

### Скрещенные рамки

Жесткая крестообразная рамка из пары взаимно перпендикулярных рамок вместе со вспомогательной антенной и гониометром (угломером) образуют пеленгатор. Гониометр связан с крестообразной рамкой и состоит из пары взаимно перпендикулярных катушек возбуждения (статора) и вращающейся поисковой катушки (ротора). В современных пеленгаторах вместо рамок применяются электронные схемы.

Диаметр рамки около 1 м, рабочая частота от 190 до 550 кГц, входной импеданс 95 Ом.

### Антенна с противофазными вибраторами

Антенна с противофазными вибраторами (антенна Эдкока) состоит из четырех вертикальных вибраторов (H-Adcock), связанных с гониометром, и работает по тому же принципу, что и крестообразные рамки. Удвоение количества антенн повышает точность пеленгования. Возможный частотный диапазон 225–400 МГц.

### Доплеровская антенна

Вертикальные вибраторы расположены по кругу. Бегущая диаграмма направленности приема формируется электронными средствами. Число вибраторов определяется отношением диаметра круга к частоте и обычно бывает равным 8, 16 или 32. Возможный частотный диапазон 225–400 МГц.

### Навигационные антенны

В соответствии с применяемыми в настоящее время методами различают системы навигации на VLF/LF (сверхдлинных и длинных волнах) и на VHF/UHF (УКВ и ДМВ).

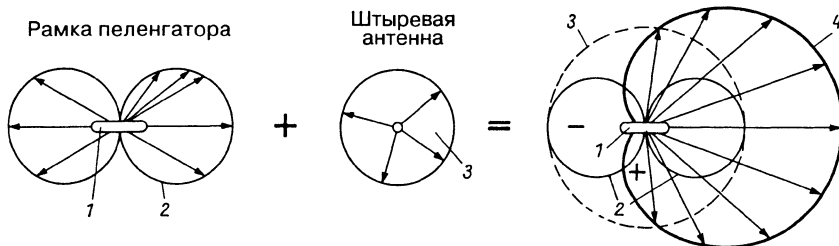


Рис. 35.4. Формирование результирующей диаграммы направленности пеленгаторной антенны

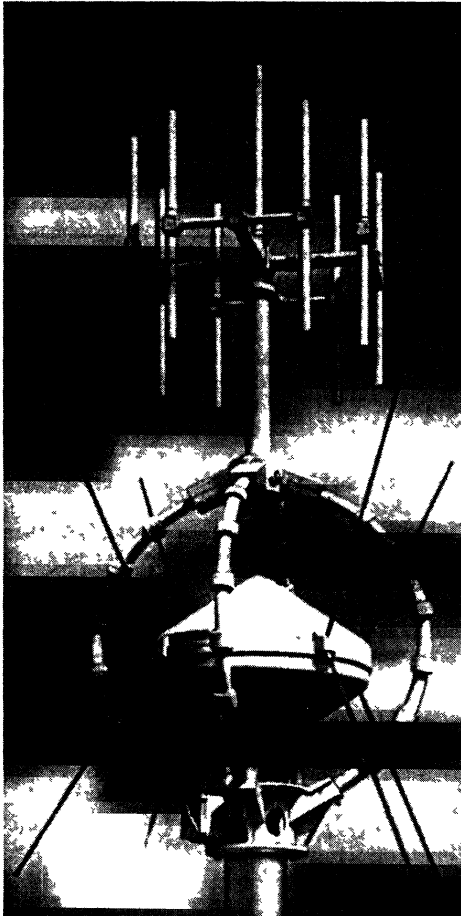


Рис. 35 5. Комбинированная пеленгаторная антенна для диапазона частот от 250 кГц до 180 МГц (AEG-Telefunken)

### Навигация на VLF/LF

Используются короткие штыревые антенны, которые согласуются с помощью индуктивностей:

- OMEGA: от 10 до 14 кГц, трехметровая антенна, согласованная на 95 Ом согласующим звеном;
- LORAN A: от 1750 до 1950 кГц, полуметровая антенна, согласованная на 50 Ом антенным соединителем;
- LORAN C: от 110 до 130 кГц, двухметровая антенна, согласованная на 50 Ом антенным соединителем.

### Навигация на VHF/UHF

В зависимости от частоты применяются антенны-монополи и различные спиральные антенны:

- NAVSAT: 5 навигационных спутников в диапазоне 150–400 МГц (в зависимости от системы), 50-сантиметровый монополь;
- NAVSTAR: 18 навигационных спутников, глобальная система позиционирования (GPS), в полосе L 1227,6 МГц (военный канал) и 1575,42 МГц (гражданский канал), коническая спиральная антенна или цилиндрическая спиральная антенна (квадрифилярная спираль);
- TACAN: Tactical Air Navigation System (тактическая авиационная навигационная система) в диапазоне от 962 до 1213 МГц, антенна-монополь.

### Радарные антенны

Радарными антеннами в области 1,5–22 ГГц служат параболические антенны различного исполнения с высоким усилением и весьма высокой импульсной мощностью. Их выполняют вращающимися, качающимися или неподвижными в зависимости от назначения.

Радары применяются также в торговом судоходстве, в частности как устройства кругового обзора. Вот несколько примеров применения радаров в военных целях.

#### *Радиолокатор обнаружения*

Полоса L 1250–1350 МГц, горизонтальная поляризация, усиление 27 дБ, вращающаяся антенна, пиковая мощность 750 кВт.

Полоса S 3400–3600 МГц, горизонтальная поляризация, усиление 40 дБ, вращающаяся антенна, пиковая мощность 2500 кВт.

#### *Радиолокационная станция управления артиллерийским огнем*

Полоса X 10–10,25 ГГц, горизонтальная поляризация, усиление 31 дБ, неподвижная антенна, мощность 10 Вт.

#### *Радиолокатор поиска и слежения*

Доплеровская радиолокационная система с вращающейся и неподвижной параболической антенной для противоракетной обороны.

### Метеорологические антенны

Устройство и параметры метеорологических антенн зависят от их назначения. Так, морские метеосводки и прогнозы Германской службы погоды передаются на длинных волнах 147,3 кГц и на одной из КВ частот



Почти все крупные береговые радиостанции передают метеосводки в коротковолновом диапазоне. Приемными антеннами служат обычные антенны для радиосвязи или активные приемные антенны.

Данные с радиозондов принимаются на ДМВ в диапазоне 310–410 МГц, в частности петлевыми вибраторами и антеннами Groundplane. Прием спутниковых сводок погоды осуществляется в полосе S на частотах 2,2–2,3 ГГц параболическими антеннами с усилением 30 дБ и прямоугольной поляризацией.

### 35.3. Самолетные антенны

#### 35.3.1. Авиационная радиосвязь

Радиообмен между наземными и самолетными радиостанциями, с одной стороны, и радиосвязь между самолетами, с другой, объединяются понятием службы передвижной авиационной радиосвязи.

Авиационные радиопередачи подразделяются на три категории под общим обозначением CNI, в котором С обозначает связь (communication), N – навигацию (navigation), а I – опознавание (identification) [11].

#### Связь

Передача сообщений происходит в форме устного радиообмена с поочередным выходом в эфир (симплексная связь) при амплитудной модуляции на фиксированной частоте. Гражданский радиообмен осуществляется преимущественно на УКВ, а военный – в области ДМВ. На дальних трассах пользуются короткими волнами, работая на одной боковой полосе частот. Кроме того, уже появился радиообмен через спутники.

- область КВ (гражданская и военная связь) – от 2 до 30 МГц;
- область УКВ (гражданская связь) – от 118 до 144 МГц;
- область ДМВ (военная связь) – от 220 до 400 МГц;

Устный радиообмен на УКВ и ДМВ: АТС (Air Traffic Control – управление воздушным движением).

Полетная радиоинформация:

- FIS (Flight Information Service – служба полетной информации);
- ATIS (Automatic Terminal Information Service – автоматическая служба информации аэровокзала);

- VOLMET (метеосводки по радио формата METREPORT и FORCAST);
- SIGMET (Significant Meteorological Events – важные метеорологические события).

#### Навигация

Над сушей применяются следующие навигационные системы:

ADF (Automatic Direction Finder – автоматическое радиопеленгование), NDB (Non Directional Beacon – всенаправленный [ненаправленный] радиомаяк), VOR (VHF Omnidirectional Range – всенаправленный курсовой радиомаяк УКВ диапазона), D VOR (доплеровский VOR), DME (Distance Measuring Equipment – дальномерное оборудование), TACAN (Tactical Air Navigation – радионавигационная система ближнего действия), ILS (Instrumental Landing System – система слепой посадки по приборам), MLS (Microwave Landing System – СВЧ система обеспечения посадки).

Над морем: LORAN-A (Long Range Navigation – импульсная дальномерная радионавигационная система). На больших расстояниях:

OMEGA	10–14 кГц;
LORAN-C	110–130 кГц;
CONSOL	190–372 кГц;
NDB (радиомаяк)	200–800 кГц;
ADF	190–1800 кГц;
LORAN-A	1750–1950 кГц;
ILS Marker	75 МГц;
ILS Localizer	108–118 МГц;
VOR/DVOR	112–118 МГц;
ILS Глиссада	328–336 МГц;
TRANSIT	150, 400 МГц;
DME/TACAN	950–1250 МГц;
MLS	4,9–5,2 ГГц.

#### Опознавание

Для наблюдения и опознавания самолетов применяется радиосистема SSR (Secondary Surveillance Radar – обзорная РЛС с активным ответом) с соответствующими транспондерами на борту. Сигналы гражданских SSR примерно соответствуют сигналам военной системы IFF (Identification Friend or Foe – радиолокационная система опознавания «свой–чужой»), в частности SSR 1030, 1090 МГц.

Другие применения: определение высоты (радиоальтиметрия), спасательные операции (аварийные радиомаяки), радиолокация, система SATCOM и ведение электронных войн.

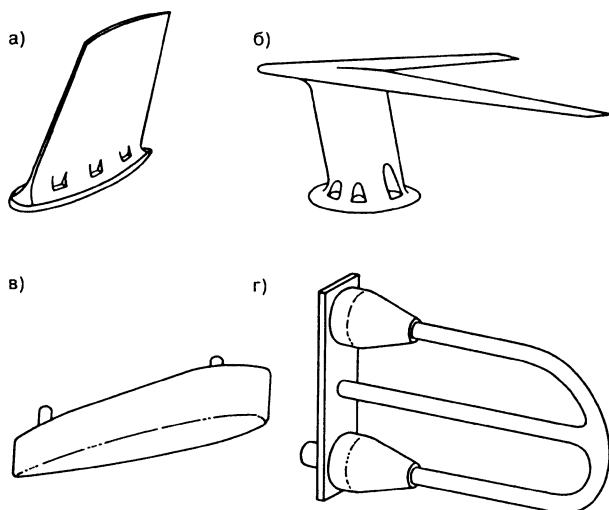


Рис. 35.6. Самолетные антенны: а – антенна для связи; б – комбинированная антенна; в – навигационная антенна (маркер); г – навигационная антенна (глицсада)

### 35.3.3. Антенны

Решение столь разнообразных задач обеспечивается антеннами различных типов [12]. Традиционные самолетные антенны представлены на рис. 35.6.

При размещении антенн на самолетах и вертолетах возникает ряд проблем.

#### Паразитные связи

Из-за недостатка места трудно разнести антенны настолько, чтобы исчезло их взаимное влияние. Выход в том, чтобы применять комбинированные антенны, то есть такие, в которых сочетаются, например, антенны для связи и навигации или для навигации и опознавания. На рис. 35.6б показана комбинированная антенна для навигации (горизонтальная часть) и связи (вертикальная часть). Обе антенны характеризуются горизонтальной круговой диаграммой направленности.

#### Поляризация

Антенны должны монтироваться с учетом поляризации. В частности, антенны-монополи дают излучение вертикальной поляризации только в вертикальном положении.

#### Влияния на диаграмму направленности

На горизонтальной и вертикальной диаграммах сказываются местоположение антенны и расстояния от нее до других антенн или металлических частей. Связные антенны (УКВ

СОМ) должны излучать вверх и вниз, антенны спутниковой связи (SATCOM) – только вверх, антенны высотомеров (RAD ALT) – только вниз, навигационные антенны – вниз симметрично относительно оси самолета. Это вынуждает строить по две симметричные антенны для излучения вверх и вниз или вправо и влево от летательного аппарата.

#### Антенны для связи

Такие антенны служат для обмена сообщениями и метеосводками.

#### КВ диапазон

На коротких волнах длина антенн меньше длины волны и, соответственно, низок КПД. Корпус самолета также создает излучение либо как противовес, либо потому, что сам образует часть антенны (щелевая антенна). Любой антенне необходимо звено связи.

#### Проволочные антенны

Это старейший тип самолетных антенн. Он до сих пор применяется на винтовых (спортивных) самолетах в виде прямой длиннопроводной антенны длиной около 8 м, V-образной антенны длиной  $\approx 6$  м или короткой заземленной антенны длиной менее 6 м, натягиваемых от крыши кабины к вертикальному оперению. Существует также вариант исполнения в виде горизонтальной штыверной антенны с подпорками из фибергласа, способный служить навигационной

антенной для систем OMEGA и LORAN или вспомогательной антенной системы ADF.

#### *Спиральные антенны*

Антенны этого типа применяются на реактивных самолетах, самолетах гражданской авиации и вертолетах. Исполнение: штырь из диэлектрика с уложенной спиралью заключается в обтекатель из стеклопластика. Антенна крепится горизонтально перед кабиной, наверху вертикального оперения или перед несущими плоскостями. Антенна характеризуется горизонтальной поляризацией.

#### *Щелевые антенны*

Антенны этого типа известны с 50-х гг. и широко применяются на современных самолетах. Исполнение: щелевая антенна на вертикальном оперении или плоскостях в виде щели, закрытой диэлектриком. Поляризация вертикальной щели горизонтальна.

#### *Область УКВ ДМВ*

Здесь применяются четвертьволновые монополи вертикальной поляризации в форме лопасти, кия, кинжала или штыря. На УКВ используют также щелевые антенны.

### **Навигационные антенны**

#### *OMEGA*

Активная стержневая антенна вертикальной поляризации на 10–14 кГц.

#### *LORAN-A*

Горизонтальная стержневая антенна на 1750–1950 кГц с погонной емкостью  $\approx 16$  пФ/м. Служит также вспомогательной антенной для ADF.

#### *ADF/NDB*

От 200 до 2000 кГц, служит для пеленгования, выполняется в виде взаимно перпендикулярных рамок или скрещенных катушек на ферритовых сердечниках, размещается на днище фюзеляжа. В качестве вспомогательных используются КВ антенны связи (HF COM), например горизонтальные штыревые или антенны системы LORAN. Антенный комплекс в целом называют радиоконпасом.

#### *ILS маркерная*

Плоская горизонтальная антенна горизонтальной поляризации. Используемая частота 75 МГц позволяет определять расстояние при заходе на посадку.

#### *VOR/ILS курсовая*

Антенная система состоит из пары полупетлевых антенн, симметричных относительно оси самолета и закрепленных на вертикальном оперении или фюзеляже. Частота от 108 до 118 МГц, антенна служит для определения отклонений при заходе на посадку. Используется также для VOR/DVOR, характеризуется горизонтальной поляризацией.

#### *ILS глиссада*

Четвертьволновый монополю горизонтальной поляризации с центральным заземлением позволяет определять высоту при заходе на посадку; используется частота от 328 до 336 МГц.

#### *DME/TACAN*

Четвертьволновый монополю вертикальной поляризации. MLS на частоте от 950 до 1250 МГц в прежней полосе L, от 4,9 до 5,2 ГГц в прежней полосе C.

### **Антенны SSR**

Такие антенны называются также антеннами IFF или транспондерными. Обычно они выполняются в виде комбинированных антенн и обладают вертикальной поляризацией. Выделяют следующие разновидности:

- антенны-монополи (лопасть);
- антенны с круговой щелью (кольцевая щель),
- групповые щелевые антенны (щелевая антенная решетка)

#### *Литература к главе 35*

- [1] *Gusbeth, H* Mobilfunk-Lexikon Franzis-Verlag, München 1990
- [2] *Gabler L., Picken, D* Mobilfunk-Praxis Franzis-Verlag, München, 1990
- [3] *Iselt, P* Technik der Bundelfunknetze telekompraxis (fernmelde-praxis), 22/90, S 937–953
- [4] Funkschau Spezial Start frei für Bundelfunk Beilage zu Funkschau 18/1990 (24 August 1990)
- [5] *Strichet, P* Die Chekker-Philosophie Funkschau I Spezial, S 13–15
- [6] *Siebel, W* Seefunk auf allen Meeren Siebel Verlag, Meckenheim, 1987
- [7] DBF Handbuch für den Dienst bei Seefunkstellen Bundesmin f Post и Fernmeldetechn, Bonn, 1988
- [8] *Grabau, R., Pfaff, K (HRSG)* Funkpeiltechnik, Frankh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1989
- [9] *Law, P E* Shipboard Antennas Artech House, Dedham MA, 1986
- [10] *Grabau, R* Funküberwachung & Elektronische Kampfführung Frankh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1986
- [11] *Siebel, W., Klawitter, G., Kloth, R D* Flugfunk, Siebel Verlag, Meckenheim, 1990
- [12] *Hesse, F., Hesse, W* Elektrotechnik und Avionik Hitzeroth Verlag Marburg 1988

# 36. Микроволновые антенны

## 36.1. Введение

Микроволны занимают область частот выше 1 ГГц, которая подразделяется на диапазоны дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн. В англоязычной литературе им соответствуют диапазоны UHF, SHF и EHF (ср. с табл. 1.2).

На эти области приходится любительские радиодиапазоны от 23 см до 1,2 мм, то есть от 1,240 до 250 ГГц (табл. 41.1).

Особенности микроволновых антенн заключаются в том, что:

- они малы по размерам, но велики относительно длины волны;
- их излучение остро сфокусировано (большой коэффициент направленности и усиление, узкая диаграмма направленности);
- они образуются не одиночными излучателями, а представляют собой группы, структуры или плоскости.

Антеннами служат:

- многовибраторные решетки из отдельных излучателей (директорных антенн, вибраторов);
- излучающие структуры (спиральные антенны разной формы);
- апертурные излучатели в виде излучающих полостей (углового отражателя, параболоидная антенна, рупорная антенна).

## 36.2. Многовибраторные антенны

### 36.2.1. Директорная антенна для диапазона 23 см

Эта четырехэлементная директорная антенна для диапазона 23 см предложена DJ5XA [2] и обладает усилением 6 дБ. Она состоит из траверсы диаметром 7 мм и

элементов, выполненных из медного провода диаметром 2,3 мм, которые вставлены и впаяны в отверстия траверсы (рис. 36.1). Замечательна простота питания и согласования, достигнутая благодаря симметрирующему трансформатору в виде полосковой линии [3]. Длинная директорная антенна для диапазона 23 см из 15 элементов с усилением около 13,5 дБ описана в [4].

### 36.2.2. 40-элементная антенная решетка для диапазона 23 см

DK2LR предложил решетку из 40 полуволновых вибраторов перед отражающим полотном [5], обеспечивающую усиление до 17 дБ. Электрически она подразделяется на четыре секции по 10 полуволновых элементов в каждой (рис. 36.2).

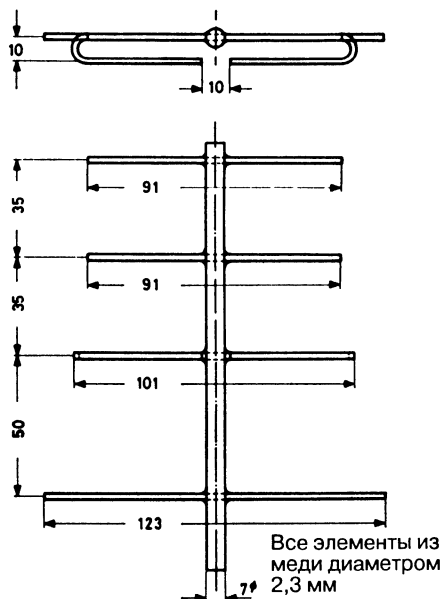


Рис. 36.1. Четырехэлементная директорная антенна

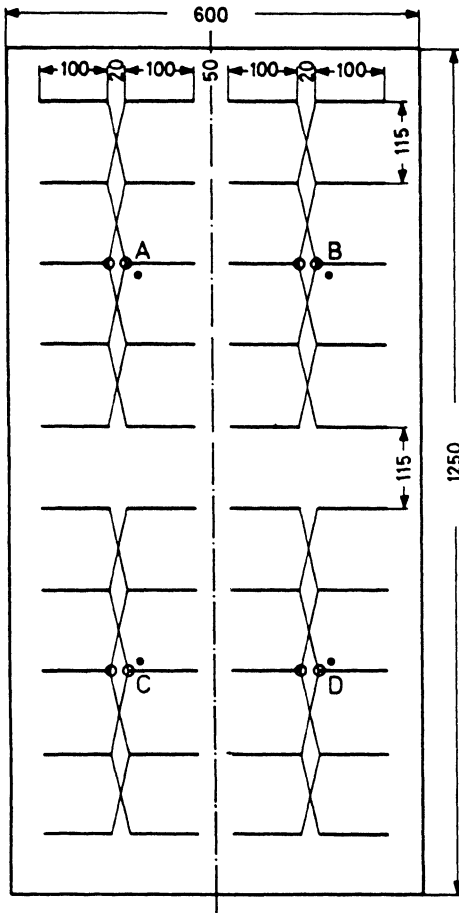


Рис. 36.2. 40-элементная антенная решетка

Каждая секция решетки питается через центральную пару полуволновых элементов посредством симметрирующего трансформатора. Важно, чтобы все трансформаторы подключались одинаково, например, чтобы центральные жилы коаксиального кабеля соединялись с правой клеммой вибратора, отмеченной точкой. Симметрирование осуществляется при помощи полуволнового трансформатора из тefлонового кабеля с медным экраном (полужесткий кабель) с коэффициентом 1:4 [6]. Четыре разводящих кабеля А, В, С и D имеют электрическую длину по  $2,5\lambda$ , строго кратную длине половины волны. Четыре линии ведут к двоянному трансформирующему звену, где суммарное волновое сопротивление

приводится к величине 50 Ом. Шестиэлементная решетка для диапазона 23 см описана в [3], а для диапазона 13 см – в [7].

### 36.2.3. Рамочно-директорная антенна для диапазона 23 см

DL3WR предложил рамочно-директорную антенну из 25 элементов с усилением до 20 дБ [8]. Излучатель выполнен из медной полосы, остальные элементы – из алюминия. Все они привинчиваются к траверсе. За рефлектором размещен отражатель из алюминиевой сетки (рис. 36.3).

DJ6PI описал другие рамочно-директорные антенны для диапазонов 13 см [9] и 9 см [10]. Основополагающие сведения об антеннах этого типа приведены в [11].

## 36.3. Спиральные антенны

Спиральные антенны обладают следующими преимуществами:

- круговая поляризация, зависящая от направления витков спирали;
- хорошая фокусировка излучения в широкой частотной области;
- постоянство сопротивления у основания в широкой частотной области;
- простая и легкая конструкция с малой парусностью.

Пара спиралей с противоположным направлением витков обеспечивает линейную поляризацию. Две горизонтально расположенные спирали дают вертикальную поляризацию, а две спирали друг над другом – горизонтальную.

### 36.3.1. Спиральная антенна для диапазона 23 см

Спиральная антенна для радиолобительского спутника OSCAR 10 предложена DJ1SL [13]. Она образована 18 витками, образующими конус с малым углом при вершине (рис. 36.4). Параметры антенны приведены в табл. 36.1. Подпорки из изолятора, следующие через каждые полвитка, обеспечивают жесткость спирали. Подпорка выполнена в виде отрезка изоляции коаксиального кабеля RG-213/U. Материалом спирали служит медный эмалированный провод диаметром 3 мм. Траверса выполнена из алюминиевого

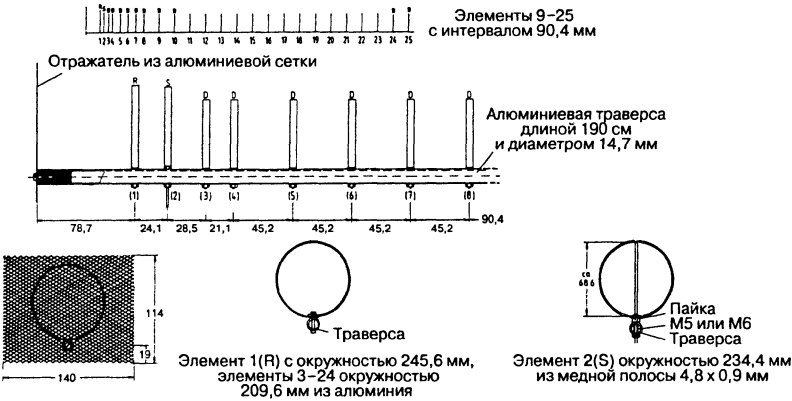


Рис. 36.3. Конструкция рамочно-директорной антенны

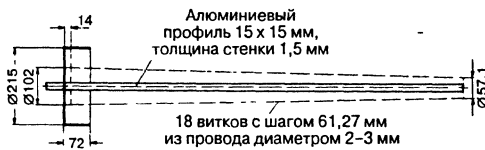


Рис. 36.4. Схема спиральной антенны

Таблица 36.1. Технические характеристики спиральной антенны

Область частот, МГц	1240–1300
Усиление	15,8 дВ <sub>и</sub> , правокруговая поляризация
Боковые лепестки	-20 дБ
Отношение осей	0,6 дБ = 1,07
КСВН	1,2
Общая длина	1117 мм
Длина спирали	1103 мм
Диаметр спирали	
У ввода питания	102 мм
На конце спирали	57,1 мм
Проволока спирали	Диаметр 3 мм, медь с лаковым покрытием
Шаг витков	61,27 мм (ориентировочно)
Диаметр отражателя	215 мм
Бортик отражателя	72 мм
Траверса	15×15×15 мм, алюминий

профиля квадратного сечения 15×15 мм. Отражатель изготовлен из листового алюминия в виде 22-угольника, нмитирующего окружность.

Преобразование входного сопротивления спирали до 50 Ом осуществляется с помощью своеобразного проводника экспоненциальной формы (рис. 36.5). В [14–16] приведены дополнительные источники по любительским антеннам микроволнового диапазона.

### 36.3.2. Квадрифилярная спиральная антенна

Квадрифилярная спиральная антенна, предложенная еще в 1966 г. [17], считается лучшей антенной для спутниковой навигации. Она характеризуется круговой поляризацией и диаграммой направленности в форме кардиоиды, направленной вверх.

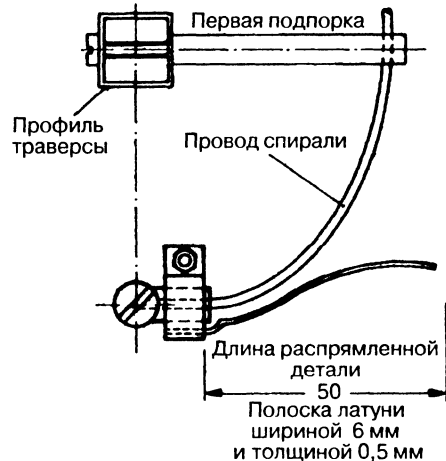


Рис. 36.5. Устройство согласования

S53MV описывает антенну для приема сигналов систем GPS (глобальная система навигации и определения положения) и GLONASS [18] следующим образом. Антенна питается сверху, причем ее плечи действуют как симметрирующие трансформаторы. Поверхностные токи стекают к тыльной части и компенсируются в точке короткого замыкания. Для получения правокруговой поляризации витки спирали укладываются влево. Устройство антенны показано на рис. 36.6. Приведенные здесь размеры соответствуют настройке антенны на частоту полосы L1 системы GPS (1575,42 МГц).

### 36.4. Антенны с отражателем

#### 36.4.1. Антенна с уголковым отражателем

Антенна с уголковым отражателем состоит из вибратора и двух плоских отражающих поверхностей, образующих определенный угол (рис. 36.7). Простота конструкции и усиление до 10–14 дБ делают такие антенны весьма привлекательными для самостоятельного изготовления. Размеры отражателей не критичны, а каждому углу между ними отвечает оптимальное расстояние между вибратором и вершиной угла. Входное сопротивление антенны также определяется величиной угла. DL3WL рассчитал и опубликовал эту зависимость [19].

Необходимые сведения об антенне приведены в табл. 36.2 и 36.3. Длина вибратора указана с учетом коэффициента укорочения 0,9, так как на этих частотах толщина вибратора очень велика относительно длины волны.

Для питания используется полуволновая петля (согласующе-симметрирующий трансформатор), вслед за которым включен четвертьволновый трансформатор с соответствующим волновым сопротивлением.

#### 36.4.2. Параболическая антенна

Параболическая антенна предназначена для формирования почти параллельного пучка радиоволн от точечного источника, помещенного в фокусе параболоида вращения. Обычно размещение облучателя выбирается так, чтобы он находился в вершине угла между лучами, которые касаются кромки

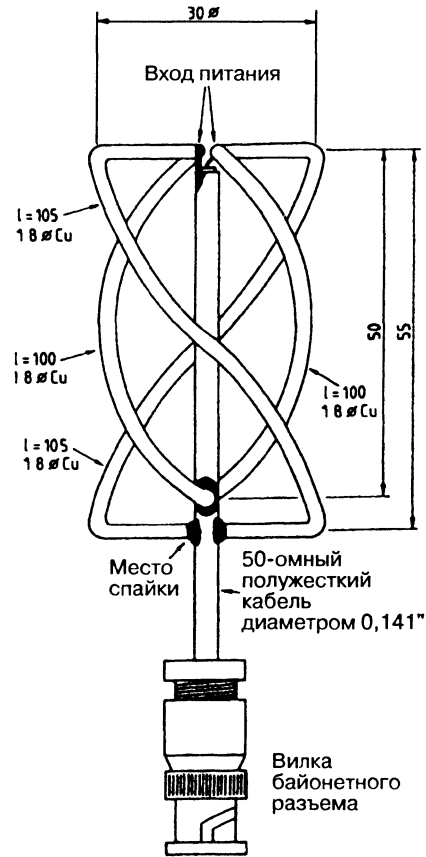


Рис. 36.6. Квадрифилярная спиральная антенна

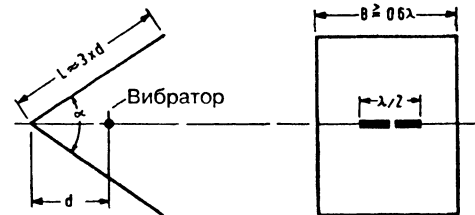


Рис. 36.7. Антенна с уголковым отражателем

параболического зеркала и по интенсивности на 10 дБ слабее луча максимальной интенсивности вдоль оси зеркала. Угол, отвечающий интенсивности  $-3$  дБ, находят эмпирически путем деления максимальной интенсивности на 1,85 (рис. 36.8) [20].

Основными параметрами параболического зеркала являются диаметр  $D$ , фокусное

Таблица 36.2. Параметры антенн с угловым отражателем

Угол, град.	45	60	90
Расстояние d оптимальное, $\lambda$	0,85	0,68	0,50
Максимальное усиление, dBd	14	12	10
Соппротивление у основания, Ом	150	130	120

расстояние  $f$  и глубина  $T$ . Обычно пользуются зеркалами с отношением  $f/D$  от 0,3 до 0,7, а в среднем это отношение составляет 0,4–0,6. Для этого требуется облучатель с усилением 7–10 dBd.

Формула усиления параболической антенны имеет вид

$$G = \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2,$$

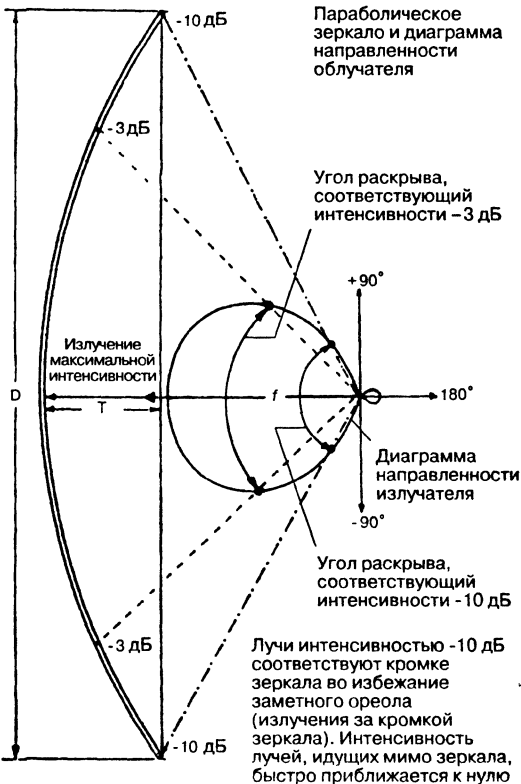


Рис. 36.8. Параболическая антенна

Таблица 36.3. Размеры антенн с угловым отражателем

Любительский диапазон, МГц	1275	1296	2304
Длина отражателя L, мм	400–600	400–600	220–330
Минимальная ширина отражателя B, мм	140	140	80
Расстояние d, мм	200	197	111

где  $h$  – КПД (50%). В литературе [21–24] приводится более подробная информация о параболических антеннах.

На частотах до 6 ГГц в качестве облучателей используются турникетный вибратор, вибратор с кольцевым рефлектором и EIA/NBS (7,7 dBd) [20]. На более высоких частотах применяются трубчатый [25], таблеточный [26] и рупорный [27, 28] облучатели.



## Литература к главе 36

- [1] *Berner, H.*: Wesentliche Eigenschaften & Besonderheiten von Antennen im GHz-Bereich. UKW-Berichte 4/1975, S. 194–205.
- [2] *Lubbe, B.*: Kleine Yagi-Antenne für das 23-cm-Band mit Streifenleitungsbalun. UKW-Berichte 3/1974, S. 148–149.
- [3] *Munich, M.; Lubbe, B.*: Sechser-Feld-Gruppenantenne für das 24-cm-Band. UKW-Berichte 4/1973, S. 210–213.
- [4] *Lentz, R.*: Langyagi-Antenne für das 24-cm-Band mit 13 dB Gewinn. UKW-Berichte 3/1974, S. 130–131.
- [5] *Körner, G.*: 40er-Feld-Gruppenantenne für das 23-cm-Band. UKW-Berichte 4/1974, S. 209–211.
- [6] *Körner, G.*: Balun-Transformatoren aus Kupfermantel-Kabel. UKW-Berichte 3/1976, S. 170.
- [7] *Hupfer, K.*: Eine Gruppenantenne für das 13-cm-Band. UKW-Berichte 2/1975, S. 80–82.
- [8] *Lentz, R.*: Loop-Yagis. UKW-Berichte 2/1977, S. 82–88.
- [9] *Weiner, K. (Hrsg.)*: Eine 23 Element-Loop-Yagi für das 13 cm-Band in Leichtbauweise. UHF-Unterlage III, E. 4.2.3, S. 572–574. Weiner, Hof, 1982.
- [10] *Weiner, K. (Hrsg.)*: Eine einfache Loop-Yagi für das 9 cm-Band (23 Elemente). UHF-Unterlage IV, E. 4.2.4, S. 724–726. Weiner, Hof, 1984.
- [11] *Evans, D.*: The G3JVL Loop-Yagi. Radio Communication, July 1976, p. 525.
- [12] *Köhler, A.*: Wendelantennen fuer Peilzwecke im Dezimeterbereich. Elektron. Rundschau 5/1955, S. 190–195.
- [13] *Griem, H.-J.*: Wendelantenne für das 23-cm-Band. UKW-Berichte 3/83, S. 180–185.
- [14] *Scott, E. A.; Banta, U. E.*: Using the Helical Antenna at 1215 Mc. QST, July 1962, pp. 14–16.
- [15] *Troetschel, W. O.*: A Quadhelix Antenna for the 1215 Mc Band. QST, August 1963, pp. 36–38.
- [16] *Schwarzbeck, G.*: OSCAR Antennen. Streifzug durch den Antennenwald – VHF/UHF-Antennen. CQ-DL 11/83, S. 524–530.
- [17] *Kilgus, C. C.*: Multielement Fractional Turn Helices. Trans. AP-16, pp. 499–500, July 1968.
- [18] *Vidmar, M.*: Eine Quadrifilar-Backfire-Helixantenne für GPS- и GLONASS-Empfang. UKW-Berichte 4/93. S. 214–216.
- [19] *Lentz, R.*: Winkelreflektor-Antennen. UKW-Berichte 3/1976, S. 164–165.
- [20] *Schwarzbeck, G.*: Primärstrahler für Parabolantennen (1 GHz – 6 GHz). CQ-DL 8/84, S. 378–383.
- [21] *Pfiester, W. E.*: Parabolic reflector gain. Ham Radio, June 1975.
- [22] *Reithofer, S.*: Parabolspiegel für Mikrowellen im Eigenbau. UKW-Berichte 2/80, S. 106–112.
- [23] *Bojan, von B.*: Selbstbau eines Parabolspiegels. Funk 11.85, S. 62–63.
- [24] *Reiser, J.*: VHF/UHF World: Reflector Antennas. Ham Radio, February 1986, pp. 51–59; March 1986, pp. 68–77.
- [25] *Griem, H.-J.*: Rohrstrahler als Erreger für eine Parabolantenne für das 13-cm-Band. UKW-Berichte 1/1976, S. 2–9; 4/1977, S. 254.
- [26] *Schlüter, H.*: Rückwärts gespeister Plättchenstrahler mit Korrugationshorn. UKW-Berichte 3/87, S. 170–171.
- [27] *Kolpin, T.*: Hilfsdaten zum Aufbau von 10-GHz-Hornantennen. UKW-Berichte 2/1977, S. 107.
- [28] *Fleckner, H.*: Zweiband-Primärstrahler (1,2 GHz – 2,4 GHz) für Parabol-Antennen. UKW-Berichte 4/85, S. 219–224.

# 37. Антенные усилители

## 37.1. Введение

Усилители применяются в антенных устройствах для компенсации потерь в кабелях, согласующих элементах и делителях мощности. В зависимости от места включения в устройстве различают антенные усилители, мачтовые предусилители и кабельные усилители. Некоторые радиолюбители считают, что чем выше усиление, тем лучше прием слабых сигналов [1]. Но это не так:

- любой усилитель шумит и добавляет собственный шум к полезному сигналу и помехам;
- любой усилитель страдает нелинейностью и тем самым ухудшает характеристики устройства при большом уровне входного сигнала.

Эффективность приемного устройства определяется отношением уровня полезного сигнала к уровню сигнала помехи или шума [2, 3, 6]. Его называют отношением сигнал/помеха или запасом помехоустойчивости.

$$\frac{S}{N} \text{ или } \frac{N+S}{N} \text{ или } \frac{S+N+D}{N+D} \quad (37.1)$$

где  $S$  – уровень сигнала,  $N$  – уровень шума и  $D$  – искажения.

Запас помехоустойчивости выражается также в децибелах:

$$S/N_{\text{дБ}} = 10 \log(S/N) \quad (37.2)$$

Для правильного восприятия полезного сигнала необходим определенный запас помехоустойчивости:

- $S/N = 0$  дБ – порог чувствительности;
- $S/N = 10$  дБ – минимальная разборчивость речи;
- $S/N = 20$  дБ – хорошая разборчивость речи;
- $S/N = 30$  дБ – минимально приемлемое качество воспроизведения музыки.

## 37.2. Определения

### 37.2.1. Шумы

Шум – это весьма малые изменения напряжения, возникающие из-за неоднородности движения носителей зарядов при протекании тока в активных и реактивных схемных элементах [2, 3].

В зависимости от природы источника шума его частотный спектр может простираться от нуля до почти бесконечности в области технически освоенных частот. Различают несколько типов источников шума:

- шум сопротивления возникает в любом омическом сопротивлении. Его называют также белым шумом. Частотный спектр охватывает всю область измеряемых частот, а распределение энергии по интервалам шириной 1 Гц одинаково на всех частотах;
- шум контура возникает на активном сопротивлении колебательного контура при резонансе. На средних и длинных волнах следует ожидать параллельных резонансных сопротивлений от 100 до 300 кОм, а на коротких волнах – от 10 до 50 кОм;
- шум антенны образуется из шумов на сопротивлениях излучения и потерь плюс так называемый галактический шум, принимаемый антенной из космического пространства. Космическое шумовое излучение связано с атмосферными возмущениями, зависящими от частоты. Помехи на средних и длинных волнах прослушиваются как сильный треск разной амплитуды, который переходит в более однородный «шум водопада» на более высоких частотах. Поскольку атмосферные помехи растут с квадратом длины волны, антенный шум на длинных волнах на несколько порядков превосходит шум в диапазонах коротких волн и тем более в диапазонах УКВ. На рис. 37.1 представлен

средний частотный ход «искусственного шума», выраженного в децибелах, для шумовой температуры  $T_0 = 288$  К из отчета МККР 258 [4]. Здесь кривые от А до D отображают спектры шумов промышленной, жилой, сельскохозяйственной и малонаселенной зон. Кривая Е отвечает галактическому шуму из [5];

- шум транзисторов объясняется процессами, свойственными полупроводникам. Он сильно зависит от частоты, тока коллектора и внутреннего сопротивления источника сигнала. Между 1 кГц и граничной частотой  $f_{gr}$  величина шума постоянна (белый шум). Шум полевых транзисторов с запирающим слоем намного слабее шума биполярных транзисторов, что особенно заметно при высоком внутреннем сопротивлении генератора. У канальных полевых униполярных МОП транзисторов шум нарастает уже на частотах ниже 100 кГц.

Белый шум особенно удобен для теоретических исследований, так как мощность шума омического сопротивления однородно распределяется по всему частотному спектру и пропорциональна ширине частотного интервала В. Кроме того, мощность шумов зависит от абсолютной температуры  $T_0$  К (Кельвин,  $0^\circ\text{C} = 273$  К,  $0$  К =  $-273^\circ\text{C}$ ), так как с ростом температуры увеличивается интенсивность движения частиц в проводнике и, как следствие, неоднородность переноса зарядов, то есть тока.

### Коэффициент шума, или шум-фактор

Шум-фактором  $F$  четырехполюсника называют результат деления отношения мощностей сигнала и шума на его входе к их отношению на выходе.

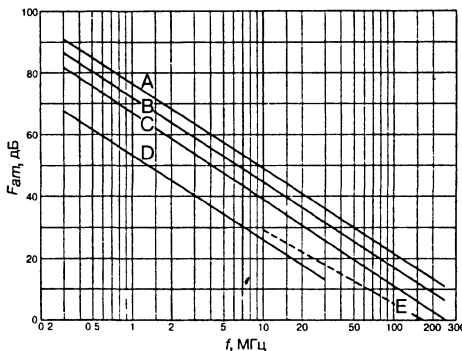


Рис. 37.1. «Искусственный шум» окружающей среды при разных условиях

$$F = \frac{(S/N)_{\text{вход}}}{(S/N)_{\text{выход}}} \quad (37.3)$$

Шум-фактор показывает, в какой степени ухудшается отношение сигнал/шум после прохождения через четырехполюсник.

Коэффициент шума, или шум-фактор, в децибелах, выражается как

$$F_{\text{дБ}} = 10 \lg F \quad (37.4)$$

Величина  $kT_0$  – это не что иное, как шум-фактор  $F$  в децибелах.

$F$ в $kT_0$	1	2	4	8	10	16	20	40
$F$ в дБ	0	3	6	9	10	12	13	16
$F$ в $kT_0$	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5		
$F$ в дБ	0	0,41	0,79	1,14	1,46	1,76		

### Суммарный шум-фактор

Рис. 37.2 иллюстрирует последовательное соединение пары четырехполюсников, а формула (37.5) выражает ее суммарный шум-фактор. Величины  $F$  и  $V$  подставляются в формулу (37.5) в линейной, а не в логарифмической мере (то есть не в децибелах).

$$F_G = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_1} \quad (37.5)$$

где  $F_G$  – суммарный шум-фактор,  $F_1$  – шум-фактор первого четырехполюсника,  $V_1$  – коэффициент усиления по мощности первого четырехполюсника,  $F_2$  – шум-фактор второго четырехполюсника,  $V_2$  – коэффициент усиления по мощности второго четырехполюсника.

Суммарный шум-фактор всегда больше шум-фактора первого каскада. Чем выше усиление первого каскада, тем меньше вклад шум-фактора второго каскада в суммарный.

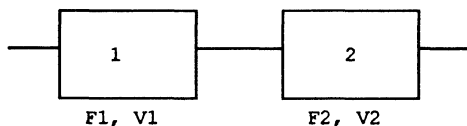


Рис. 37.2. Последовательное соединение пары четырехполюсников

Кабель сам по себе не шумит, однако он ухудшает отношение сигнал/шум на величину своего затухания. Шум-фактор четырехполюсника с затуханием (кабель, аттенуатор) равен величине затухания.

При затухании 3 дБ имеем:  $V = 0,5$ ,  $F = 2$  (соответствует 3 дБ).

### Шумы на практике

Из-за неизбежных антенных шумов приходится мириться с дополнительными шумами антенных усилителей [6].

### Короткие волны

На коротких волнах шум-фактор  $F = 8$  (соответствует 9 дБ).

В табл. 37.1 приводятся системные характеристики трех вариантов коротковолнового устройства на частоте 14 МГц:

- двухкаскадная схема без предусилителя: с учетом затухания кабеля суммарное усиление составляет  $V_{ges} = -0,9$  дБ. Суммарный шум-фактор  $F_{ges} = 12,9$  дБ (0,9 дБ от кабеля и 12 дБ – от приемника);

- трехкаскадная схема с предусилителем на приемнике: суммарное усиление составляет 9,1 дБ (10 дБ от усилителя и -0,9 дБ от кабеля). Суммарный шум-фактор близок к 8,3 дБ. При этом шум-фактор приемника величиной 12 дБ участвует не полностью, добавляя лишь 1,4 дБ к 6,9 дБ от кабеля и усилителя;

- трехкаскадная схема с предусилителем на антенне: суммарное усиление по-прежнему составляет 9,1 дБ, поскольку оно не зависит от места включения усилителя. Теперь суммарный шум-фактор приближается к 7,7 дБ, а из шум-фактора приемника величиной 12 дБ только 1,7 дБ добавляются к 6 дБ от кабеля и усилителя.

### Ультракороткие волны

На УКВ шум-фактор достигает  $F = 2$  (соответствует 3 дБ) или  $F = 1,6$  (соответствует 2 дБ).

В табл. 37.2 приводятся системные характеристики трех вариантов ультракоротковолнового устройства на частоте 144 МГц:

- двухкаскадная схема без предусилителя: с учетом затухания кабеля суммарное усиление составляет  $V_{ges} = -2,7$  дБ. Суммарный шум-фактор  $F_{ges} = 8,7$  дБ (2,7 дБ от кабеля и 6 дБ – от приемника);
- трехкаскадная схема с предусилителем на приемнике: суммарное усиление составляет 9,3 дБ (12 дБ от усилителя и -2,7 дБ

Таблица 37.1. Системные параметры приемного устройства КВ (14 МГц)

КВ устройство	13.04.96							
Ширина звуковой полосы частот, кГц	3,00							
Варианты	V	IP2	IP3	F	Vges	D2	D3	Fges
	[dB]	[dBm]	[dBm]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]
Двухкаскадное								
Кабель (30 м RG213)	-0,90	200,00	200,00	0,90	-0,90	169,6	226,15	0,90
Приемник	0,00	60,00	30,00	12,00	-0,90	93,61	104,82	12,90
Трехкаскадное								
Кабель (30 м RG213)	-0,90	200,00	200,00	0,90	-0,90	169,61	226,15	0,90
Предусилитель	10,00	75,00	45,00	6,00	9,10	99,11	112,15	6,90
Приемник	0,00	60,00	30,00	12,00	9,10	90,22	101,14	8,28
Трехкаскадное								
Предусилитель	10,00	75,00	45,00	6,00	10,00	99,11	112,15	6,00
Кабель (30 м RG213)	-0,90	200,00	200,00	0,90	9,10	99,10	112,14	6,03
Приемник	0,00	60,00	30,00	12,00	9,10	90,45	101,54	7,66

Таблица 37.2. Системные параметры приемного устройства УКВ (144 МГц)

УКВ устройство	13.04.95							
Ширина звуковой полосы частот, кГц	30,00							
Варианты	V	IP2	IP3	F	Vges	D2	D3	Fges
	[dB]	[dBm]	[dBm]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]	[dB]
Двухкаскадное								
Кабель (30 м RG213)	-2,70	200,00	200,00	2,70	-2,70	164,61	219,49	2,70
Приемник	0,00	40,00	10,00	6,00	-2,70	81,61	88,82	8,70
Трехкаскадное								
Кабель (30 м RG213)	-2,70	200,00	200,00	2,70	-2,70	164,61	219,49	2,70
Предусилитель	12,00	70,00	30,00	3,00	9,30	92,11	96,15	5,70
Приемник	0,00	40,00	10,00	6,00	9,30	76,78	82,53	6,09
Трехкаскадное								
Предусилитель	12,00	70,00	30,00	3,00	12,00	92,11	96,15	3,00
Кабель (30 м RG213)	-2,70	200,00	200,00	2,70	9,30	92,06	96,07	3,12
Приемник	0,00	40,00	10,00	6,00	9,30	77,88	84,03	3,80

DJOTR/OEBAK

от кабеля). Суммарный шум-фактор близок к 6,1 дБ. К 5,7 дБ от кабеля и усилителя добавляются от приемника только 0,4 дБ;

- трехкаскадная схема с предусилителем на антенне: суммарное усиление по-прежнему составляет 9,3 дБ, поскольку оно не зависит от места включения усилителя. Теперь суммарный шум-фактор приближается к 3,8 дБ, а к 3,1 дБ от кабеля и усилителя добавляются из шум-фактора приемника всего 0,7 дБ.

Судя по обоим устройствам, динамические диапазоны второго и третьего вариантов расширяются при наличии затухания кабеля перед приемником. Подобный эффект вызывается подключением ослабляющего элемента к приемнику или трансиверу.

Использованная программа расчета системных характеристик основана на применении

табличного процессора MS Excel. Она позволяет выполнять быстрые и точные расчеты таких характеристик, как усиление, динамика и шум-фактор многокаскадных устройств. Аналогичные, но автономные программы опубликованы в журнале RF Design [7, 8].

На частоте 144 МГц шум-фактор величиной около 1 дБ достаточен для наземных применений и около 0,5 дБ – для применений в космосе (на трассе Земля – Луна – Земля или Земля – спутник). Достаточно также усиления порядка 20 дБ: при большем усилении ухудшается прохождение мощных сигналов.

### 37.2.2. Взаимная модуляция

Взаимная модуляция приводит к смешиванию сигналов двух мощных соседних по частоте передатчиков на нелинейных элементах,

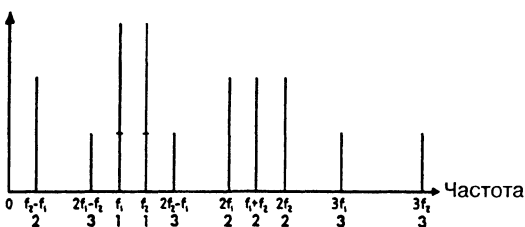


Рис. 37.3. Спектр взаимной модуляции

обладающих, например, криволинейной характеристикой с кубической составляющей. Вследствие формирования суммарных и разностных комбинационных частот на выходе появляются продукты взаимной модуляции различных порядков [2, 9]. Спектр взаимной модуляции с отдельными составляющими различного порядка приводится на рис. 37.3.

Результаты смешивания четного порядка (2, 4, 6 и т.д.) далеко отстоят по частоте от полезного сигнала и потому не заслуживают дальнейшего обсуждения. Напротив, продукты смешивания нечетного порядка (3, 5, 7 и т.д.) близки по частоте к полезному сигналу и не поддаются последующей фильтрации.

Из двух близких принимаемых частот  $f_1$  и  $f_2$  возникают взаимные интермодуляционные частоты второго порядка (IM2)  $2f_1$ ,  $2f_2$ ,  $f_1 + f_2$ ,  $f_2 - f_1$  и комбинационные частоты третьего порядка (IM3)  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 - f_1$ ,  $3f_1$ ,  $3f_2$ , среди которых  $3f_1$  и  $3f_2$  далеко отстоят от исходных. К продуктам пятого порядка относятся частоты  $3f_1 - 2f_2$  и  $3f_2 - 2f_1$ , седьмого – частоты  $4f_1 - 3f_2$  и  $4f_2 - 3f_1$  и т.д. На элементах с линейной или квадратичной характеристикой формируются продукты только в виде сумм или разностей исходных частот, а также их высшие гармоники (коэффициент гармоник).

### Пример

На 40-метровом диапазоне есть два сильных сигнала на частотах  $f_1 = 7,020$  МГц и  $f_2 = 7,000$  МГц, которые порождают взаимно модуляционные искажения на нелинейном входе приемника. Тогда на выходе приемника появятся продукты третьего порядка:

$$2 \times 7,020 \text{ МГц} - 7,000 \text{ МГц} = 7,040 \text{ МГц};$$

$$2 \times 7,000 \text{ МГц} - 7,020 \text{ МГц} = 6,980 \text{ МГц};$$

продукты пятого порядка:

$$3 \times 7,020 \text{ МГц} - 2 \times 7,000 \text{ МГц} = 7,060 \text{ МГц};$$

$$3 \times 7,000 \text{ МГц} - 2 \times 7,020 \text{ МГц} = 6,960 \text{ МГц};$$

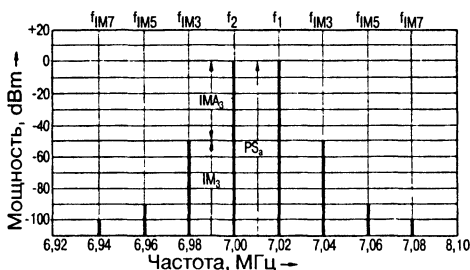


Рис. 37.4. Спектр взаимной модуляции в области 7 МГц

продукты седьмого порядка:

$$4 \times 7,020 \text{ МГц} - 3 \times 7,000 \text{ МГц} = 7,080 \text{ МГц};$$

$$4 \times 7,000 \text{ МГц} - 3 \times 7,020 \text{ МГц} = 6,940 \text{ МГц}.$$

Спектр взаимной модуляции на выходе усилителя в области 7 МГц [2] представлен на рис. 37.4. Здесь  $IMA_3$  – взаимно модуляционная амплитуда третьего порядка (50 дБ);  $IM_3$  – взаимно модуляционная мощность третьего порядка (-50 дБм);  $PS_n$  – номинальная выходная мощность (0 дБм).

Таким образом, продукты взаимной модуляции размещаются на оси частот по обе стороны от частот входных сигналов  $f_1$  и  $f_2$  на расстояниях, кратных величине разнеса между ними  $Df = f_1 - f_2$ , что приводит к расширению спектра с ростом порядка продуктов смешивания частот. При наличии нескольких мощных передатчиков рядом или в пределах радиовещательного диапазона прием становится совершенно невозможным из-за значительных искажений сильных сигналов.

Взаимно модуляционные искажения сигналов на любительских диапазонах могут возникать также под воздействием мощных коротковолновых передатчиков вещательных диапазонов. DL1BU наглядно представил эту ситуацию в таблице (см. журнал cq-DL 8/88). Вот пример отсюда: в диапазоне 20 м на частоте 14,2 МГц приходится комбинационная частота третьего порядка ( $2f_1 - f_2$ ) радиовещательного сигнала  $f_1 = 11,95$  МГц в вещательном диапазоне 25 м и  $f_2 = 9,7$  МГц в вещательном диапазоне 31 м.

### 37.2.3. Точка пересечения

Точка пересечения служит мерой искажений на выходе исследуемого усилителя в зависимости от амплитуды входного сигнала. Между уровнями сигналов одинаковой частоты на входе и выходе четырехполюсника, работающего в линейном режиме, действует линейная зависимость. Если она нарушена, появляются дополнительные сигналы, которые характеризуются нелинейной зависимостью от входного сигнала [10, 11].

Точкой пересечения (IP) называют некую чисто теоретическую величину, при которой достигается равенство уровней входного сигнала и взаимной модуляции (рис. 37.5).

При изменении уровня входного сигнала уровень продукта взаимной модуляции третьего порядка (дБм) теоретически меняется вдвое быстрее уровня входного сигнала (дБм). Взаимная модуляция

ИМ3 испытывает троекратный рост (3:1), а ИМ2 – двукратный (2:1). В силу меньшего прироста величина  $IP_2$  (точка пересечения второго порядка) больше  $IP_3$  (точки пересечения третьего порядка).

### Точка пересечения входа/выхода

Технически рис. 37.5 позволяет определить все характеристики на выходе активного элемента (здесь – величину  $IP_3$ ). Найденная величина выходной точки пересечения обозначается как  $IP_{3out}$ . Однако на практике она почти не используется, поскольку зависит от усиления активного элемента, что позволяет манипулировать ее оценками и приукрашивать реальность. Входная точка пересечения  $IP_{3in}$  определяется как разность  $IP_{3out}$  и усиления, служит критерием сравнения.

Описанные идеальные соотношения реализуются не для всех активных схемных элементов. Например, у полевых транзисторов наблюдаются отчетливые колебания точек пересечения на линейном участке модуляционной характеристики. Кроме того, на практике встречаются частотные зависимости точек пересечения.

Величину точек пересечения выражают в dBm, стремясь добиться их максимального значения для обеспечения наибольшей протяженности участка без искажений модуляционной характеристики.

В соответствии с определением верхний предел модуляции достигается, когда уровень продукта взаимной модуляции

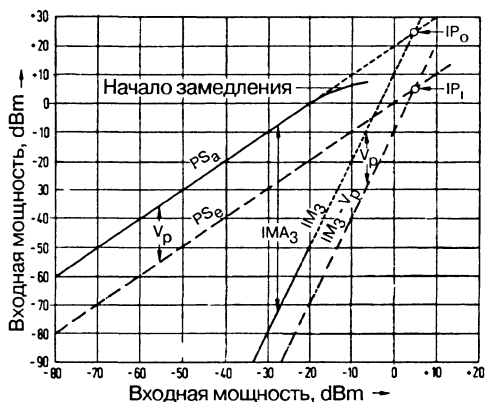


Рис. 37.5 Графическое представление входной точки пересечения  $IP_1$  и выходной точки пересечения  $IP_0$

становится равным уровню шумов чувствительности. Этот предел – величина чисто теоретическая, так как эффекты насыщения (сжатия) становятся заметными прежде, чем наступает подобная перемодуляция.

Необходимо учитывать следующее:

- если перед активным элементом, для которого определяется величина  $IP$ , включен усилитель, оценка  $IP$  ухудшается на коэффициент предусиления;
- если перед активным элементом, для которого определяется величина  $IP$ , включен аттенуатор, оценка  $IP$  улучшается на величину ослабления.

Последнее часто используется на практике для улучшения линейности при мощном полезном сигнале.

### Точка сжатия на 1 дБ

С ростом перемодуляции четырехполосника зависимость выходного сигнала от входного становится все более нелинейной, а соответствующая кривая все сильнее изгибается вправо. Уровень входного сигнала  $P_{in}$ , при котором выходная мощность  $P_{out}$  отстает от усиления на 1 дБ, называют точкой сжатия на 1 дБ. Согласно эмпирическому правилу, она уступает  $IP_3$  почти 10 дБ на высоких частотах и приблизительно 15 дБ – на низких.

### Динамический диапазон

Под динамическим диапазоном понимается разность между уровнем входного сигнала, едва различимого на выходе и выраженного в dBm, и точкой сжатия на уровне 1 dBm [12].

### Динамический диапазон в отсутствие взаимной модуляции

Это разность уровней минимального и максимально допустимого высокочастотных сигналов; иначе говоря, это область между уровнем шумов на входе и уровнем сигнала, при котором производные помех сравнимы с уровнем шумов.

## 37.3. Рекомендации по созданию антенных усилителей

Теоретические представления об источниках шумов, шумах двух- и четырехполосников, а

также теоретические основы конструирования антенных усилителей рассматриваются в [13]. Разнообразные антенные усилители, от длинно- и коротковолновых до дециметровых описаны в [14].

Схема предусилителя для диапазонов 2 м и 70 см, предложенная DJ7VY [15], показана на рис. 37.6.

Усилитель собран на транзисторах BFT66 и BFR34A<sup>1</sup>. Благодаря новому способу реализации отрицательной обратной связи эти транзисторы намного лучше полевых по своей линейности и малому уровню шумов. Отрицательная обратная связь основана на противофазной обратной связи посредством трансформатора на ферритовом сердечнике с двумя отверстиями. В диапазоне 70 см до входа и после выхода усилителя включены соответствующие фильтры. Вход защищен четырьмя антипараллельными диодами Шоттки. Усилитель собран на плате размером 45×35 мм.

Технические данные:

- коэффициент усиления 18,5 дБ (2 м), 19,5 дБ (70 см);
- шум-фактор 1,35–1,3 дБ (2 м), 1,6–2,0 дБ (70 см);
- $IP_3$  14 дВт, на выходе 33 дВт (14 + 19);
- сжатие на 1 дБ 18 дВт  $\equiv$  63 мВт выходной мощности;
- затухание из-за рассогласования 22 дБ;
- ширина полосы 70–570 МГц;
- КСВ на входе 1,4 (2 м), 2,8 (70 см);
- динамический диапазон без взаимной модуляции 102 дБ;
- питание 12 В / 21,5 мА.

Другие примеры предусилителей опубликованы в [16, 20].

### Литература к главе 37

[1] Dobricic, D.: Vorverstärker – Pro und Contra. UKW-Berichte 3/87, S. 141–153.

<sup>1</sup> Отечественные аналоги транзисторов: BFT66 – КТ601А, BFR34А – КТ372Б. – Прим. ред.

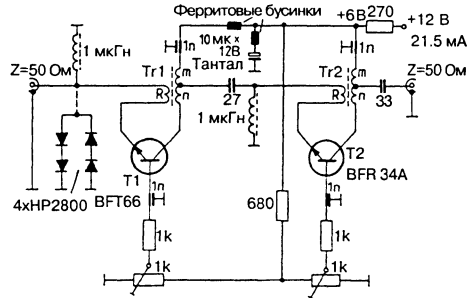


Рис. 37.6. Предусилитель для диапазонов 2 м и 70 см

- [2] Pietsch, H.-J.: Theoretische Betrachtungen von Empfangsdaten und großen (1) CQ DL 10/93, S. 692–695; (2) CQDL 11/93, S. 747–751; (3) CQDL 12/93, S. 929–831.
- [3] Lentz, R.: Rauschen in Empfangsanlagen. UKW-Berichte 3/75, S. 164–180.
- [4] CCIR-Report 258-4, Man-made radio noise. ITU, Genf, 1986.
- [5] CCIR-Report 322, Characteristics and applications of atmospheric radio noise data. ITU, Genf, 1983.
- [6] Fröschl, A.: Rauschen. Vortrag beim OV C 11. 21.1.93.
- [7] Hawkins, R.: Combining Gain, Noise Figure and Intercept Points for Cascaded Circuit Elements. RF Design, March 1990.
- [8] Donohue, J.: A Program for Design and Analysis of Receivers. RF Design, October 1983, pp. 101–102, 104–105.
- [9] Schnorrenberg, W.: Messungen nichtlinearer Verzerrungen. cq-DL 5/91, S. 283–285.
- [10] Brand, H.-J.: Bedeutung des Intercept-Punktes. Funk 6.86, S. 56–57.
- [11] Gross, B. P.: Calculating the cascade intercept point of communications receiver.
- [12] Drentea, C.: Receiver dynamic range. Ham Radio, December 1982, pp. 77–79.
- [13] Henne, W.: Rauschkenngößen der Antennen, HF- und NF-Verstärker. Oldenbourg Verlag, München, 1972.
- [14] Dorsch, D.: Kleines Praktikum Antennenverstärker, Frech Verlag, Stuttgart, 1990.
- [15] Martin, M.: Neuartiger Vorverstärker für 145-MHz- und 435-MHz-Empfänger. UKW-Berichte 4/1977, S. 194–201.
- [16] Schleicher, S.: Rauscharmer 2m-Mastvorverstärker mit Relaisumschaltung. Beam 12/85, S. 29–34.
- [17] de Guchteneire, F.: 70cm-Vorverstärker für Satellitenbetrieb. AMSAT DL 3/93, S. 18–22.
- [18] Köhler, A.: Antennenverstärker mit der IS NE 5205. Funkamateure 10/93, S. 641.
- [19] Rousselet, M.: Ein rauscharmer Vorverstärker für 1296 MHz. Beam 1/94, S. 24–26.
- [20] Richter, E.: Universeller Breitbandverstärker. CQ DL 1/94, S. 30.



# 38. Опасность электромагнитного излучения

## 38.1. Введение

Радиовещание и телевидение, обеспечение безопасности полетов и связь через мобильные телефоны воспринимаются в наше время как нечто само собой разумеющееся. С появлением мобильных средств связи началось стремительное распространение автомобильных телефонов и мобильных «переносников», а также беспроводных телефонных аппаратов.

Подобное развитие – явление весьма положительное с технической и экономической точек зрения, однако растущая протяженность разного рода сетей, установка стационарных станций и массовое использование мобильных телефонов вызвали дискуссию о растущей нагрузке от электромагнитных волн.

Электросmog, под которым понимают любые потенциальные источники излучения, постоянно упоминается защитниками окружающей среды. Многие думают, что электросmog вызывает телесные недомогания, бессонницу, аллергию, нарушения сердечного ритма, нервные расстройства, усиливает зависимость состояния людей от погодных условий, способствует росту раковых клеток и вызывает наследственные болезни. Подобные высказывания стимулируются в первую очередь быстрым распространением сетей мобильной радиосвязи [1].

Броские сообщения бульварной прессы об угрозе рака или повреждениях наследственного механизма под действием радиоволн подогревают страсти, вызывая недоверие публики.

Страх перед невидимой опасностью способствует популярности групп самозащиты, самозванных «экспертов» или невинных «жертв». Некие «специалисты», которые позавчера отслеживали «биоэлектрические астральные тела», а вчера вещали о «сверхтонких материях», сегодня предлагают себя в эксперты-советчики людям, напуганным разговорами о новых опасностях.

Высокий накал страстей, свойственный общественному и научному обсуждению воздействия электромагнитных полей на биологические объекты, затрудняет непредвзятое, деловое исследование данной темы.

На это есть разные причины. Предполагаемая угроза невидима, подчас недостает информации, и потому на веру принимаются псевдонаучные аргументы. Даже среди экспертов нет единства взглядов относительно реальности угрозы.

Проведению содержательных дискуссий препятствует разнообразие лиц и учреждений, связанных с данной тематикой (изготовители, потребители, ученые, правительства, юристы, союзы, лица, живущие по соседству с радиотехническими сооружениями, и т.д.). К тому же каждая группа стремится извлечь свою выгоду: политики зарабатывают популярность, ученым видится устойчивый источник финансовой подпитки, у союзов потребителей появляется возможность вмешиваться в производственный процесс, а средствам массовой информации и журналистам открываются широкие перспективы для сенсационных разоблачений [1].

## 38.2. Основные понятия

В дискуссиях часто смешивают разнородные понятия, например взаимное влияние машин (ЭМС) и воздействие электромагнитных полей на человека и окружающую среду (ЭМСОС).

### ЭМС

ЭМС (электромагнитная совместимость) в широком смысле слова охватывает взаимодействие преднамеренных и непроизвольных электромагнитных эффектов, связанных с техническими устройствами. Это понятие давно известно.

### ЭМСОС

ЭМСОС (электромагнитная совместимость с окружающей средой) описывает

воздействие электромагнитных волн на окружающую среду. Это понятие появилось сравнительно недавно.

#### **Плотность потока мощности**

Плотность потока мощности  $S$  [Вт/м<sup>2</sup>] представляет собой отношение электромагнитной мощности к площади поверхности, на которую она падает под прямым углом. Величина  $S$  определяется произведением напряженностей электрического и магнитного полей. Плотность потока мощности убывает с расстоянием от передающей антенны.

#### **Удельная скорость поглощения**

Удельная скорость поглощения SAR выражается в ваттах на килограмм (Вт/кг) и описывает мощность излучения, воспринятую тем или иным телом. Это одна из фундаментальных характеристик теплового воздействия высокочастотного излучения. SAR учитывает не только количество электромагнитной энергии, но и длительность ее поступления. Электромагнитная энергия поглощается телом и переходит в тепло. Степень его нагрева зависит, в частности, от длительности воздействия (экспозиции), расстояния до передающей антенны, частоты, мощности передатчика и вещественного состава облучаемого тела.

### **38.3. Эффекты электромагнитных волн**

Количество основополагающих, практически ценных работ очень ограничено. Большинство публикаций не являются оригинальными, строятся на нескольких фундаментальных результатах и исследованиях и отличаются лишь степенью обобщения положенных в основу данных.

Имеющиеся на сегодняшний день результаты не принесли бесспорных доказательств вредного воздействия электромагнитных волн на человеческий организм [1].

#### **Тепловые эффекты**

Неоспоримо существование тепловых эффектов, обусловленных воздействием электромагнитных волн. Их энергия поглощается телом и преобразуется в тепло. Степень нагрева зависит, в частности, от длительности экспозиции, удаленности антенны, частоты, мощности передатчика и вещественного состава облучаемых частей тела.

Разогрев тканей электромагнитными полями вреден далеко не всегда; в медицине, например, метод диатермии известен уже десятки лет, и в одной только Германии к этой процедуре обращаются более 30 млн чел. в год [1].

Чтобы высокочастотное излучение вызвало биологические эффекты (повлияло на центральную нервную систему, привело к изменениям тканей, способствовало появлению катаракты или повысило температуру на 1°), должно быть превышено пороговое значение поглощаемой энергии. Для разных биологических эффектов оно выражается величиной удельного поглощения энергии (количеством джоулей на килограмм массы тела) или удельной скоростью поглощения (значение SAR в ваттах на килограмм массы тела). Разогрев более чем на 1° представляется маловероятным и требует поступления 4 Вт на 1 кг веса тела. Терморегуляция человеческого организма осуществляется в основном благодаря отводу тепла кровотоком, и потому предполагаемое повышение температуры зависит от строения облучаемой части тела. Терморегуляция здорового человеческого тела настолько совершенна, что легко компенсирует нагрев на 1°, и на восстановление теплового равновесия уходит всего 6 мин. Вблизи передающей антенны мобильного радиотелефона находятся части тела, поглощающие энергию неодинаково. Величина и распределение SAR на голове человека зависят не только от мощности и частоты передачи, но и от типа антенны, расстояния и положения относительно головы, а также режима работы. Необходимо гарантировать, что ни одна часть тела или орган не будут нагреваться более чем на 0,5–1 °С. В этом отношении самым уязвимым местом являются глаза из-за недостаточно интенсивного кровотока. Если величину SAR на части тела ограничить значением 100 мВт на 10 г ткани, их разогрев высокочастотным излучением даже при самых неблагоприятных условиях не достигнет уровня 0,5–1 °С. Для предохранения от тепловых влияний применяются пороговые значения более высокого защитного действия.

Ограничение допустимой SAR величиной 0,08 Вт/кг, средней по всему телу за шестиминутный период, обеспечивает профилактическую защиту всего населения, а также достаточную защиту лиц с ослабленной терморегуляцией.

### Эффекты нетепловой природы

Такие явления называют атермическими. Не существует однозначных подтверждений их реальности и не ясны соответствующие механизмы взаимодействий. Большинство выполненных до сих пор исследований ниже «термической» области затрагивают молекулярные и клеточные структуры. Однако неизвестно, наносят ли возникающие там эффекты вред организму. Доказательность многих исследований не слишком велика, так как результаты экспериментов редко удается воспроизвести; данные, полученные на животных, нельзя безоговорочно переносить на людей; статистический анализ опирается на недостаточную информацию; эксперименты с участием испытуемых лиц трудновыполнимы, а математические расчеты на моделях грешат чрезмерными упрощениями.

Несмотря на множество исследований, до сих пор не появились такие ученые, которые убедительно доказали бы определенные отрицательные атермические воздействия на живые организмы и нашли бы должную поддержку в научной среде.

Ознакомление с множеством публикаций заставляет усомниться в достоверности экспериментальных данных, на которых они основаны.

Первые исследования влияния высокочастотных полей на структуру и перенос ионов в клеточных мембранах показали, что такие поля не оказывают никакого воздействия на концентрацию ионов  $\text{Ca}^{2+}$ .

Цитогенетические исследования периферических лимфоцитов человека, подвергавшихся воздействию колебаний частотой 440 МГц, также не смогли выявить влияние радиоволн на наследственное вещество. В последующих опытах наследственное вещество бактерий и вирусов подвергалось электромагнитному излучению той же природы, что и спускают сотовые телефоны. Результат: в этом веществе не произошло значимых изменений по сравнению с контрольными пробами, где электромагнитные волны не использовались [1].

### 38.4. Предельно допустимые значения и минимальные расстояния

В табл. 38.1 приведены расстояния, типичные оценки экспозиции и предельно допустимые

удельные характеристики для различных источников излучения [4].

В табл. 38.2 представлены минимальные расстояния антенны сотового телефона от тела, рекомендуемые Комиссией по защите от излучений ФРГ [11]. Их называют условиями соблюдения допустимой величины SAR 2 Вт/кг (среднее на 10 г ткани за 6 мин). Для населения в среднем принята международная норма SAR величиной 0,08 Вт/кг (усредненной по всему телу) как допустимая длительная нагрузка.

Одна из первых публикаций о вреде высокочастотного излучения [6] сопровождалась сводкой принятых тогда предельно допустимых значений. Они определяются нормами DIN/VDE 0848 [7–9]. Результаты замеров напряженности поля на любительской радиостанции приводятся в [10]. Рекомендации Комиссии по защите от излучений опубликованы в [11, 12]. Медико-инженерный отчет по эффектам излучения [13] дополнен подробным списком литературы по этой проблематике. Существует разнообразная аппаратура для измерения напряженности поля и плотности потока энергии в области частот от 10 до 26 МГц [14–16]. Она выпускается фирмами Narda (Loral), General Microwave (Raham), Holoday Industries, Aerialia и защищена патентами [17–20].

### 38.5. Заключение

Учитывая противоречивый характер приведенных сообщений, опасения следует признать оправданными и понятными. Новые техника и технологии всегда влекут за собой смену привычек и вызывают тревогу и озабоченность. Новая техника оказывается приемлемой, когда ее преимущества и выгоды для пользователя становятся общезвестными [1]. Это верно и относительно радиосвязи.

Как утверждается в [3], сообщениям о разнообразных гипотетических механизмах взаимодействия микроволн и клеток тела недостает экспериментальных подтверждений. «До сих пор значимые действия высокочастотного излучения доказываются только на основании вызываемых им эффектов нагрева» [2].

### Вывод

Несомненно, электромагнитные поля способны влиять на организмы, причем оказывают

Таблица 38.1. Расстояния, экспозиция и нормы защиты

Источник	Частота	Расстояние/Замечание	Типичные экспозиции	Ориентировочная норма защиты
<b>Радиовещательный передатчик</b>				
Средние волны	1,4 МГц	Мощность 1,8 МВт		
		50 м	450 В/м	
		300 м	90 В/м	73,5 В/м
Допустимая норма соблюдается с 350 м и далее				
Короткие волны	6–10 МГц	Мощность 750 Вт		
		50 м	121,5 В/м	27,5–36 В/м
		220 м	27,5 В/м	
Допустимая норма соблюдается с 220 м и далее				
УКВ	88–108 МГц	Мощность < 100 кВт		
		Около 1,5 км	< 0,05 Вт/м <sup>2</sup>	2 Вт/м <sup>2</sup>
		Допустимая норма соблюдается с 250 м и далее		
Си-Би связь	27 МГц			
Переносные рации	Несколько ватт	Мощность до 1000 В/м	SAR < 2 Вт/кг	
		5 см	0,2 А/м	
		Для этой аппаратуры допустимая норма SAR соблюдается при мощности передатчика до 4 Вт		
<b>Телевизионный передатчик</b>				
УКВ	174–216 МГц	Мощность < 300 Вт		
		Около 1,5 км	< 0,02 Вт/м <sup>2</sup>	2 Вт/м <sup>2</sup>
		Допустимая норма соблюдается с 150 м и далее		
ДМВ	470–890 МГц	Мощность < 5 МВт		
		Около 1,5 км	< 0,005 Вт/м <sup>2</sup>	2–4 Вт/м <sup>2</sup>
		Допустимая норма соблюдается с 75 м и далее		
<b>Сотовая радиосвязь</b>				
Базовая станция сети D	890–960 МГц	Максимальная мощность 50 Вт на канал		
		Около 50 м	0,001 Вт/м <sup>2</sup>	4 Вт/м <sup>2</sup>
Антенна на трубке мобильного передатчика		3 см	< 2 Вт/м <sup>2</sup>	SAR < 2 Вт/кг
		Для сети D допустимая норма SAR соблюдается при мощности передатчика до 2 Вт		
Микроволновая печь	2,45 ГГц	Средние значения по 130 измерениям		Удаленность прибора: 5 см от поверхности
		5 см	0,62 Вт/м <sup>2</sup>	
		30 см	< 0,06 Вт/м <sup>2</sup>	< 50 Вт/м <sup>2</sup>
Охранная система	0,9–10 ГГц	Доступное пространство, в рабочем луче	< 0,002 Вт/м <sup>2</sup>	5–10 Вт/м <sup>2</sup>
<b>Радиолокационная аппаратура</b>				
Контроль полетов и военные применения	1–10 ГГц	Мощность 0,2–20 кВт		
		100 м	10 Вт/м <sup>2</sup>	10 Вт/м <sup>2</sup>
		1 км	0,1 Вт/м <sup>2</sup>	
Радар дорожного контроля	9–35 ГГц	Мощность 0,5–100 мВт		
		3 м	0,25 Вт/м <sup>2</sup>	
		10 м	< 0,01 Вт/м <sup>2</sup>	
Высокочастотная нагрузка в районах плотной застройки	Радиовещание и телевидение	Максимальная величина в нескольких регионах Германии	0,1–0,4 Вт/м <sup>2</sup>	2–4 Вт/м <sup>2</sup>

Таблица 38.2. Минимально допустимое расстояние между телом и антенной сотового телефона

Частота	Пиковая мощность	Минимальное расстояние, см
450 МГц, аналоговый	До 0,5 Вт	Вплотную
	До 1 Вт	Около 4
	До 5 Вт	Около 20
	До 20 Вт	Около 40
900 МГц, аналоговый	До 0,5 Вт	Вплотную
	До 1 Вт	Около 5
	До 5 Вт	Около 25
	До 20 Вт	Около 50
900 МГц, цифровой	До 2 Вт	Вплотную
	До 4 Вт	Около 3
	До 8 Вт	Около 5
	До 20 Вт	Около 8
1800 МГц, цифровой	До 1 Вт	Вплотную
	До 2 Вт	Около 3
	До 8 Вт	Около 7
	До 20 Вт	Около 12

гораздо более сильное воздействие, нежели низкочастотное или постоянное поля.

Таким образом, необходимо соблюдать стандартизованные предельные значения упомянутых выше параметров. Нетермические воздействия не принимают во внимание, так как их существование еще не доказано. Возможно, именно по этой причине предельные значения слишком низкие, и их интервал должен быть увеличен [5].

Обычно предельные значения высокочастотных излучений устанавливаются со значительным запасом. Приветствуется, если непосредственное сильное воздействие поля в известной мере (насколько возможно и экономически оправданно) будет снижено. Особенно целесообразно это учитывать при создании новых приборов [4].

### Литература к главе 38

- [1] Friedrich, G.: Biologische Wirkung elektromagnetischer Wellen im Forschungsprogramm der Forschungsgemeinschaft Funk. Telekom Praxis 12/94, S. 18–22.
- [2] Schwing, C.: Elektromagnetische Exposition: Wie gefährlich ist Hochfrequenzstrahlung? (I) Funkamateure 3/94, S. 187–189; (2) Funkamateure 4/94, S. 271–273.
- [3] Leitgeb, N.: Strahlen, Wellen, Felder. – Ursachen и Auswirkungen auf Umwelt и Gesundheit. Deutscher Taschenbuch Verlag, München, 1991.
- [4] B/S: Strahlen Themen, Radio- и Mikrowellen. Bundesamt für Strahlenschutz, Salzgitter, 1994.
- [5] Lemme, H.: Elektrosmog: Wie gefährlich sind Mobilfunkgeräte? Funkschau 22/94, S. 42–49.
- [6] Kussmann, H.: Gefährdung durch hochfrequente elektromagnetische Felder. Fernmelde-Praxis, Bd. 52/1975, Nr. 10, S. 411–426.
- [7] Maaß, H.: Normen, Gesetze и Grenzwerte zur Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern im Frequenzbereich von 30 kHz – 300 GHz. Telekom Praxis 7/91, S. 30–39.
- [8] Schiffhauser, N.: Schützen Grenzwerte unsere Gesundheit? Funkschau 10/1992, S. 38–43.
- [9] Schwarz W. Sicherheitsabstände zu Amateurfunkanlagen zum Schutz von Personen vor elektromagnetischen Feldern. cq-DL 11/92, S. 678–682.
- [9] Schom R. P. Sicherheitsabstände nach DIN/VDE 0848 im UKW-Amateurfunk. cq-DL 1/93, S. 22–24.
- [10] Vigoureux, S.: Feldstärken im Hause einer Amateurfunkstation. cq-DL 2/93, S. 103.
- [11] SSK: Schutz vor elektromagnetischer Strahlung beim Mobilfunk. Empfehlung der Strahlenschutzkommission (12.12.1991). SSK/6-93/EMF, Bundesamt für Strahlenschutz, Bonn, 1993.
- [12] SSK: Richtfunk- и Radarwellen rufen keine Waldschaden hervor. Empfehlung der Strahlenschutzkommission (27.9.1990). SSK/6-93/EMF, Bundesamt für Strahlenschutz, Bonn, 1993.
- [13] Frucht, A.-H.; Krause, N.; Nimtz, G.; Schaefer, H.: Die Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf den Menschen /1 kHz ... 1000 GHz). Medizinisch-Technischer Bericht 1984, Institut zur Erforschung elektrischer Unfälle, Berufsgenossenschaft der feinmechanik и Elektrotechnik, Köln.
- [14] Asian, E.: Broadband Isotropic Electromagnetic Radiation Monitor. Trans. on Instrumentation and Measurements IM-21, Nov. 1972, pp. 421–424.
- [15] Broene, J.: Radiation monitors measure potential health hazards. Microwaves & RF, March 1983, pp. 121–128, 154.
- [16] Hoff, D.; Türker, K.-H.: Feldstärkemesssonde zur Beurteilung der Personengefährdung im Nahfeld von leistungsstarken Funksendern. Rundfunktechn. Mitt. H. 4, Jg. 27, 1983, S. 171–178.
- [17] E. E. Asian – US Pat. 3,641,439 – 1969.
- [18] E. E. Asian – US Pat. 3,789,299 – 1971.
- [19] S. Hopfer – US Pat. 3,931,573 – 1972.
- [20] S. Hopfer – US Pat. 4,207,518 – 1978.

# 39. Программы и программное обеспечение

## 39.1. Общие сведения

Компьютерные программы для расчета антенн и распространения радиоволн используются с 50-х гг. Поначалу они выполнялись на больших машинах университетов и крупных фирм; позднее программы упростили и приспособили для персональных компьютеров. И если прежде их можно было запустить на микромашинах с оперативным запоминающим устройством (ОЗУ) до 64 Кб, то современному программному обеспечению (ПО) для радиолюбителей требуются персональные компьютеры с ОЗУ объемом не менее 360–640 Кб.

Простые программы работают с приближенными формулами, более сложные – с использованием итерационных методов. Точность расчетов в конечном счете зависит от алгоритма вычислений, а их длительность – от характеристик ПК и языка программирования: GW-BASIC, Quick-BASIC, Turbo-C, FORTRAN, Assembler. Для работы многих программ требуется математический сопроцессор.

IBM-совместимые ПК типа PC/XT с системой не ниже DOS 3.0 и графической картой EGA или VGA отвечают самым минимальным требованиям к аппаратному обеспечению. Новейшим программам нужны более современные платформы (486 PC и выше). Для хранения данных служат дискиеты разных форматов. Еще лет десять тому назад применялись дискиеты диаметром 8 и 5,25 дюймов, теперь – почти исключительно дискиеты 3,5 дюймов высокой плотности (HD).

Программы охраняются авторским правом. Покупка программы дает право на ее использование (лицензию). Часть ПО защищается от несанкционированного копирования и распространяется на условиях Shareware, Public Domain или Free-Software. Принцип Shareware реализуется в двух вариантах. В первом из них пользователь получает дееспособную, но с ограниченным набором

функций программу, в течение испытательного срока (обычно месяца) убеждается в целесообразности ее дальнейшего применения для решения своих задач и лишь затем платит, регистрируется у поставщика или автора и получает доступ ко всем возможностям приобретенного ПО. При втором варианте пользователь сразу имеет полноценную версию программы, оплачивая ее по истечении испытательного срока. Стоимость программ Shareware варьируется в очень широких пределах в зависимости от характера программы и намерений поставщика. В отличие от программ, защищенных от несанкционированного копирования, ПО по принципу Shareware не возбраняется свободно копировать и распространять.

Программы Public Domain (PD) и Free-Software распространяются бесплатно и не дают прибыли их создателям, а права авторы добровольно уступают всем пользователям. Плата за копирование – единственный вид расходов, связанных с приобретением подобного ПО.

В программах крайне редко приводятся формулы и ссылки на литературу.

## 39.2. Программы для расчета антенн

В начале 80-х гг. в Международном консультативном комитете по радиовещанию (МККР) были разработаны программы, написанные на языке Basic и выполнявшиеся на микрокомпьютерах с системами CP/M или MS DOS [1–4]. Так началось создание небольших общедоступных программ для расчета антенн и решения смежных задач.

### Рекомендации

Слепо доверять нельзя ни одной программе, так как результаты их выполнения не всегда правильны. Бывает, что в программе применяются формулы, неизвестные пользователю, без учета пределов применимости самих

формул; иногда ради ускорения расчетов фигурируют приведенные величины. Обилие знаков после запятой не всегда указывает на точность вычислений, поскольку это следствие неудачно выбранного формата представления чисел.

Персональный компьютер действительно упростил работу, когда программа в числовых кодах для большой машины (NEC) [5] была переделана для мини-машины и написана на языке Basic для IBM-совместимых ПК [6].

Антенные программы быстро рассчитывают усиление, импеданс, КСВ и диаграмму направленности, отображая последнюю для плоскостей E и H в табличном или графическом виде. Результаты расчетов распечатываются матричными, струйными или лазерными принтерами типа Epson, HP-LaserJet или HP-DeskJet.

Далее следует список программ для антенных расчетов с краткими данными и источниками, если таковые известны. Действующие версии приводятся в скобках.

### 39.2.1. Программы МККР для расчета антенн

#### HFARRAYS

Для горизонтальных полуволновых вибраторов от одиночного излучателя до сложных антенных решеток на произвольной высоте над реальным грунтом (проводимость, диэлектрическая постоянная).

#### HFRHOMBS

Для горизонтальных ромбических антенн с произвольными длиной стороны, углом раскрытия и высотой над реальным грунтом.

#### HFMULSLW

Для многодиапазонных поворотных или неподвижных полуволновых антенных решеток с аперриодическим (ненастроенным) отражателем над реальным грунтом.

#### HFDUASLW

Для одно- и двухдиапазонных поворотных или неподвижных полуволновых антенных решеток с настроенными рефлекторами над реальным грунтом.

#### HFANT

Для расчета диаграмм направленности различных ВЧ антенн. Позволяет графически отображать горизонтальную и вертикальную

диаграммы, а также строит диаграмму в проекции Sanson-Flamsteed. Оценки коэффициента направленности и ширины полосы выдаются в табличном виде. Предусмотрен вывод графиков на плоттер.

#### FMTVANT

Для УКВ и ДМВ антенных систем с использованием до 60 отдельных излучателей. Они могут быть вибраторами, директорными или иными антеннами с известной диаграммой направленности.

#### LFMFANT

Для вертикальных антенн длинно- и средневолнового диапазонов с числом элементов до четырех на произвольной высоте над идеальным или реальным грунтом.

Адрес МККР: International Telecommunication Union General Secretariat – Sales Section, Place des Nations, CH-1211 Geneva 20, Suisse.

### 39.2.2. Антенные программы MININEC

#### MININEC

Авторы А. Джулиан, Д. Logan, Д. Рокуэй, 1982 [6].

Применяется для общего анализа антенн. Программа основана на методе моментов и потому универсальна. Она несколько трудоемка в работе, так как пользователь должен вручную вводить около десятка параметров. Исходный код написан на языке Basic (BAS) и скомпилирован в виде ехе-файла. Первое издание MININEC имело статус Public Domain (достояние обществу без ограничений на распространение).

#### MININEC (Версия 3)

Авторы С. Ли, Д. Logan, Д. Рокуэй, Д. Там, 1986.

Переработанная версия с удобным пользовательским интерфейсом [7], выпущенная как приложение к книге [8] с обычными ограничениями (запрет на передачу, дарение или аренду третьим лицам). Сбор за право пользования включен в стоимость книги. Программа поставляется на языке Basic и в скомпилированном виде. Для работы скомпилированным кодом требуется математический сопроцессор.

Artech House Books  
Portland House Stag Place  
London, SW1E5XA, UK

**Antenna Model**

Программа общего назначения для расчета директорных и проволочных антенн. До 200 типов проволок, 50 нагрузок, 10 оценок качества грунта, трехмерная геометрия антенн (аппаратные требования: ОЗУ 330–720 Кб, DOS 2.1 и выше, 8086 до 80486 DX).

Teri Software  
P.O. Box 277 Lincoln, TX 78948, USA

**Antenna Optimizer (AO 6.0)**

Автор Б. Безье (K6STI) [9].

Автоматическая оптимизация антенн: максимальное усиление, наилучшая диаграмма направленности, минимальные КСВ, импеданс и резонанс. Пригодна для большинства типов антенн. Позволяет строить объемные изображения антенн и диаграмм направленности наряду с двумерными графиками в прямоугольных и полярных координатах (ОЗУ 640 Кб, сопроцессор, VGA, защита от копирования).

Выпускается в двух версиях: любительской (225/500 Pulse) и профессиональной (2850/5700 Pulse).

Brian Beeziey  
507<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Taylor  
Vista, CA 92084, USA

**ELNEC (3.0)**

Автор Р. Леваллен (W7EL) [10–12].

Программа для разработки и анализа антенн, дружественная по отношению к пользователю. Снабжена меню и позволяет строить трехмерное изображение антенны. Выдает диаграммы направленности по азимуту и углу возвышения, усиление, входной импеданс, КСВ, полуширину, развор по уровню 3 дБ, отношение прямого и обратного излучения, величину и углы главного и побочных лепестков (ОЗУ 512 Кб, CGA, EGA, VGA и Hercules; сопроцессор необязателен).

Roy Lewallen  
P.O. Box 6658 Beaverton, OR 97007, USA

**MININEC (MN 4.5)**

Автор Б. Безье (K6STI) [13, 14].

Дружественная к пользователю версия с улучшенным алгоритмом MININEC и явными преимуществами по части применений. Раскрывающиеся меню, трехмерное изображение антенны, повышенное быстродействие. Имеются любительская (256 Pulse) и профессиональная (MN-Pro) версии.

Brian Beeziey  
507<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Taylor  
Vista, CA 92084, USA

**MINIMEC для любителей**

Автор Б. Хэвиленд (W4MB) [15].

Программа на трех дискегах под MS DOS для конструирования вибраторной, вертикальной, директорной и магнитной антенн с приложением документации, файлов с данными и вспомогательных программ по геометрии антенн, пересчету на другие частоты, размеры и/или размещения.

Minilab Books  
P.O. Box 21086  
Daytona Beach, FL 32019, USA

**NEC/Wires (1.0)**

Автор Б. Безье (K6STI).

Расчеты потерь в грунте, сложных антенн, радиальных противовесов, антенн Бевеиджа, типа Deltaloop, логопериодических решеток и направленных проволочных антенн. Трехмерная графика на экране, двумерные распечатки в прямоугольных и полярных координатах.

Предлагаются две версии.

Brian Beeziey  
507<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Taylor  
Vista, CA 92084, USA

**NEC/Yagi (2.0)**

Автор Б. Безье (K6STI).

Точный и быстрый расчет директорных антенн без ограничений по числу элементов. Предлагаются две версии.

Brian Beeziey  
507<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Taylor  
Vista, CA 92084, USA

**ON4UN YAGI DESIGN**

Автор Д. Девольдерс (ON4UN) и Р. Фермет (ON6WU) [16, 17].

Для расчета ВЧ директорных антенн с привлечением подробного банка данных о почти ста различных антеннах этого типа с количеством элементов от двух до шести. Предусмотрена оптимизация по усилению и отношению прямого излучения к обратному. Кроме того, программа выдает данные для гамма-, омега- и U-образного согласования, а также ряд механических параметров. Генерируются текстовые файлы (ASCII) для применений с MN, AO и YO.

John Devoldere  
Poelstraat 215 B-9820 Merelbeke, Belgium

**Quickyagi (3.0)**

Программа для расчета директорных антенн с количеством элементов до семнадцати на частоту до 1 ГГц с компенсацией



траверсы REF и неэквидистантных элементов REF. Сопроцессор необязателен, PC AT, 640 Kб, VGA, EGA, Hercules и DOS 3.

RAI Enterprises  
4508 North 48th Drive  
Phoenix, AZ85031, USA

### YagiAnalyzer (YA)

Автор Б. Безье (K6STI).

YA – это упрощенная версия YO. Простая, но точная и быстрая программа для директорных антенн. Поставляется на дискете как приложение к книге [33].

### Yagi Optimizer (YO 5.0)

Автор Б. Безье (K6STI) [18, 19].

Автоматически оптимизирует однодиапазонные директорные антенны, обеспечивая максимальной усиление, наилучшую диаграмму направленности и минимальный КСВ. Для одиночных или многоярусных директорных антенн с простым или двойным питанием, с элементами согласования, с учетом поверхностного эффекта и отражений от грунта, до 50 элементов, от КВ до ДМВ. ОЗУ 640 Кб, VGA, защищена от копирования. Имеются любительская и профессиональная версии.

Brian Beeziey  
507<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Taylor  
Vista, CA 92084, USA

### 39.2.3. Прочие программы для расчета антенн

#### ANNI

Автор Д. Раутио (AJ3K), 1983 [20].

Аналогична программе MININEC, имеет дружественный интерфейс. Недостаток – отсутствие средств для расчета импеданса.

#### ANTENNEN

Автор К. Хагенбухнер (OE500-674).

Программа написана на языке Turbo-C, оснащена раскрывающимся меню и работает с мышью.

#### ANTENNEN-1

Для магнитных антенн, антенн с концевым питанием, а также для директорных, рамочных, спиральных и параболических антенн.

#### ANTENNEN-2

Для длинных вибраторов, коротких двухдиапазонных вибраторов, антенн HB9CV,

логопериодических вибраторных, директорных и параболических антенн.

#### ANTENNEN-3

Для схем согласования (с целью применять 80-метровый вибратор на 160 м) с удлиняющими катушками или концевыми емкостями, для двухдиапазонной вертикальной и трехдиапазонной рамочной антенн (по VK2AOU), трехдиапазонной Groundplane и девятидиапазонной антенны Виндома.

#### ANTENNEN-4

Для широкополосных петлевых вибраторов (с плоским или коаксиальным фидером), оптимизированных Т-образных антенн (согласно Хиллу), направленных решеток (QH-Beam) с электроуправляемым поворотом главного луча, дисконусных и полуволновых рамочных антенн, а также антенн типа DDRR и EMGL.

#### ANTENNEN-5

Для спиральных антенн вместе с согласованием, уголкового антенн, полистироловых стержневых антенн и диаграмм направленности связанных источников излучения.

Karl Hagenbuchner  
Haidfeldstr. 8  
A-4050 Traun, Österreich

#### ANTHORI/ANTVERTI

Автор Е. Фогельзанг [21].

ANTHORI (горизонтальная диаграмма направленности) служит для расчета длиннопроводной антенны в области частот от 0,1 до 30 МГц в зависимости от высоты антенны над грунтом различного качества. ANTVERTI (вертикальная диаграмма направленности) рассчитывает антенны в области от 0,1 до 1500 МГц в зависимости от высоты антенны над грунтом различного качества. Программа скомпилирована с оригинала на языке Turbo-Pascal. Ее можно бесплатно запросить у автора, прислав форматированную дискету и оплаченный конверт с обратным адресом.

Prof. Dr. E. Vogelsang  
Fachhochschule Aachen  
Abt. Julich  
Ginsterweg 1 D-52428 Julich, Deutschland

#### ASAP

Автор Г. Мэй (DL2ZBI) [22].

Для директорных, вертикальных, вибраторных, укороченных вибраторных и параболических антенн. Программа написана на языке Basic. Для графического

отображения результатов графическая карта в ПК не требуется.

Hans-Georg May  
Liebknechtstr. 22  
D-63303 Dreieich, Deutschland

### ASTA

Автор Г. Мэй (DL2ZBI) [23, 24].

Для статических расчетов следующих антенных устройств по нормам VDE: антенна с поворотным устройством, две вертикально расположенные антенны с поворотным устройством, то же с верхней опорой. Программа написана на языке GW-Basic, графическая карта не требуется, достаточен монохромный Herkules.

Hans-Georg May  
Liebknechtstr. 22  
D-63303 Dreieich, Deutschland

### Micropatch (2.0)

Автор К. Гунта.

Быстрая и точная программа для разработки и анализа прямоугольных, квадратных и круглых микрополосковых антенн с 1 и 2 строками (от IBM PC 386 и выше).

Microstrip Design Inc. 2525 Arapahoe Av.,  
S. E4-147  
Boulder, CO 80302, USA

### PCADD

Программный пакет из 25 программ для анализа антенных решеток и рупорных структур. Рассматриваются антенные элементы от изотропных излучателей до щелевых Groundplane. Амплитудные распределения разных типов (тэйлоровское, однородное или Чебышева). Набор драйверов поддерживает 11 типов принтеров. ОЗУ 640 Кб, EGA или VGA [25].

Antenna Design Associates Inc.  
55 Teawaddle Hill Rd.  
Leverett, MA01002, USA

### YagiMax(3.0)

Автор Л. Гордон (K4VX).

Программа класса Shareware для анализа директорных антенн любого типа, включая антенны с неэквидистантными элементами (REF). Оптимизирует расстояния между элементами, КСВ, срединную и центр тяжести. Программа оснащена меню в верхней строчке, работает с помощью клавиши Alt и мыши (IBM PC, жесткий диск, без сопроцессора).

Renaissance Software  
Killen Plaza-Box 640  
Killen, AL 35645, USA

### Yagi Stress (YS)

Автор К. Андресс (NI6W).

Программа для расчета ветровой нагрузки антенн. Определяет парусность, вращающий момент, вес, радиус вращения и центр тяжести антенны. Предусмотрено варьирование коэффициента надежности. Руководство пользователя в форматах ASCII, MS Word и Word Perfect (ОЗУ 512 Кб, DOS 3.0, принтеры Epson и HP).

Kurt Address  
2538 S. Center St.  
Santa Ana, CA 92704, USA

Рекомендации по применению программы MININEC приведены в [26, 30]. Дискеты с программами для расчета антенн прилагаются к книгам [31–39].

### 39.2.4. Профессиональные программы для расчета антенн

В заключение приводится краткий перечень программ для коммерческих применений: ALDAS, AWAS, CONCEPT II, CORNOM, FITNEC, SPHREX, SUITE-2R, WIREZEUS.

## 39.3. Программы для расчета распространения радиоволн

Радиопрогнозы дают оценки ожидаемой напряженности поля. Построение карт коэффициента максимально применимой частоты (МПЧ) при поддержке компьютеров началось еще в 50-х гг. Для расчетов использовались данные из отчета МККР 340 «CCIR-Atlas of ionospheric characteristics» (MUF 3000). Этот атлас служит стандартным банком данных для подобных расчетов. В те времена для их проведения требовались большие машины, а в 80-е гг. это оказалось доступным для домашних компьютеров. Здесь использовалась численная модель ионосферы, MINIMUF [40–42]. В программе не применяется банк данных, а атмосфера представляется как решение дифференциального уравнения, привязанное к реальности входными данными модели (время суток, координаты, количество солнечных пятен) [43]. В другой модели, IONCAP [44], использовалась явная модель плотности электронов с учетом

слоев E, спорадического E, F<sub>1</sub> и F<sub>2</sub>. Программы проверялись путем специальных зондирований атмосферы на эхоизмерительных станциях (отчет МККР 249: «Зондирование ионосферы на наклонных трассах»). Дальнейшее совершенствование связано с применением FTZ и внедрением программ FTZMUF2 [45] для расчета МПЧ и MINIFTZ4 [46] для расчета напряженности поля.

Программы такого рода позволяют находить оптимальную частоту и наилучшее время суток для определенных трасс радиосвязи.

После ввода даты, количества солнечных пятен, координат, мощности передатчика и усиления антенны рассчитываются МПЧ, наименьшая применимая частота, направление, удаление и уровень приема в зависимости от времени суток и частоты. Рассчитанные величины представляются в виде таблиц и графиков.

Сведения об общих прогнозах радиосвязи имеются в [47], а о программах для прогнозирования условий распространения радиоволн – в [48 и 49].

Далее приводится краткий список программ для IBM PC с указанием их параметров и источников.

### CAPMAN

Автор Д. Лукас (D. Lucas, WOOMI) и Д. Табор (J. Tabor, KU5S) [51].

Программа основана на ПО IONCAP для большой машины и поддерживает дружественный интерфейс с меню и оперативным справочным разделом, а также вспомогательные программы (IBM PC 386, DOS 3.2, винчестер с 2 Мб свободного пространства).

Lucas Radio

Kangaroo Tabor Software

2900 Valmont Rd, Suite H Boulder, CO 80301, USA

### IONOPROP

Автор Г. Хитни (H. V. Hithey).

Новая эффективная программа для расчета распространения радиоволн в ионосфере. Входными параметрами служат количество солнечных пятен и поток рентгеновских лучей (ОЗУ 360 Кб, CGA, EGA или VGA, сопроцессор желателен, но не обязателен).

Artech House Books

Portland House Stag Place

London, SW1E5 XA, UK

### IONSOUND (4.0)

Автор Д. Хандверкер (J. Handwerker, W1FM) [49].

Интересная программа под управлением меню для частотного диапазона 1,8–54 МГц. Показывает «скачки» от слоев E и F порознь или вместе. Позволяет выбирать окна 0–30 или 0–60 МГц, отношение сигнала к шуму S/N при приеме, ширину полосы пропускания приемника, антенны приемника и передатчика. Банки данных по DXCC и частотам: префиксы, широты/долготы, зоны CQ/ITU (ОЗУ 640 Кб, CGA/EGA/VGA или Hercules, сопроцессор желателен, но не обязателен).

SkyWave Technologies

17 Pine Knoll Rd

Lexington, MA02173, USA

### IONSOUND HDX (2.0)

Автор Д. Хандверкер (W1FM).

Это упрощенная версия программы ION-SOUND. Простая и недорогая программа для прогноза распространения коротких волн от 1,8 до 28 МГц. Простое меню для указания местоположения передатчика и приемника по всему миру (21 регион). Программа имеется на дискете, прилагаемой к книге [33].

### KW-Ausbreitung

Автор Э. Фогельзанг [21].

Распространение коротких волн от 1,8 до 28 МГц рассчитывается как среднемесячный суточный ход уровня напряженности поля или силы сигнала S. На трассах до 4000 км прогнозируется передача с отражениями от слоев E и F<sub>2</sub> (распространение KB в Европе), а на более протяженных трассах – только от слоя F<sub>2</sub> (распространение KB по всему миру). Автор высылает свою программу бесплатно после получения форматированной дискеты и оплаченного конверта с обратным адресом.

Prof. Dr. E. Vogelsang

Fachhochschule Aachen Abt. Julich

Ginsterweg 1 D-52428 Julich, Deutschland

### MINIFTZ4

Авторы Т. Дамбольдт (Th. Damboldt, DJ5DT) и П. Зюсманн (P. Süßmann) [46].

Программа для весьма точного расчета распространения волн по обычным параметрам максимум на 11 частотах в области 3–26 МГц. Банком данных служит программа FTZMUF2. Выдаются почасовые

оценки МПЧ с сопутствующими определениями напряженности поля, оптимальной частоты передачи и напряженности поля на 11 частотах в децибелах через 1 мкВ/м.

Siebel Verlag  
Auf dem Steinbuechel  
6 D-53340 Meckenheim, Deutschland

### MINIPROP PLUS (2.0)

Автор С. Шаллон (S. C. Shallon, W6EL) [50, 51].

Программа служит продолжением алгоритма MINIMUF и позволяет вести расчеты в двух вариантах. В первом реализуется быстрый счет на компьютере без сопроцессора, когда пренебрегают отражениями от слоя E и ограничиваются минимальным числом «скачков». Во втором предусмотрен выбор режима с учетом поглощения в слое D и отражений от слоя E.

W6EL Software  
11058 Queensland St  
Los Angeles, CA 90034, USA

### Propagation Prediction (PP)

Автор Б. Баттнер (B. Buttner, DL6RAI).

Программа для прогноза распространения волн на частотах 2–50 МГц основана на программе MINIFTZ4, которую Х. Кляйн (H. Klein, OE1TKW) перевел на язык Pascal. ОЗУ 512 Кб, CGA, EGA или VGA с автоматическим распознаванием. Желателен цветной монитор, так как напряженность поля отображается одновременно для множества частот.

### Литература к главе 39

- [1] ITU Circular Letter No 22, 3 12 1984, ITU, Geneva
- [2] ITU Circular Letter No 64, 26 6 1986, ITU, Geneva
- [3] ITU Circular Letter No 95, 13 8 1986, ITU, Geneva
- [4] ITU Circular Letter No 135, 25 10 1988, ITU, Geneva
- [5] *Burke, G J., Poggio, A J* Numerical Electromagnetic Code (NEC) – Method of Moments Technical Document 116, Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, January 1981
- [6] *Juhan, A J., Logan, J C., Rockway, J W* MININEC A Mini-Numerical Electromagnetics Code Techn Doc 516, Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, September 1982
- [7] *Logan, J C., Rockway, J W* The new MININEC (Version 3) A Mini-Numerical Electromagnetics Code Techn Doc 928, Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, September 1986
- [8] *Li, S T., Logan, J C., Rockway, J W., Tam, D W S* The MININEC System Microcomputer Analysis of Wire Antennas Artech House, London, 1988
- [9] *Conrad, A* Software Optimizes Antenna Designs (AO) Microwaves & RF, June 1994, pp 126, 130
- [10] *Clarke, B* The ELNEC Antenna Modeling Program 73 Magazine, January 1991, pp 52–54
- [11] *Carr, P* ELNEC – The Smart MININEC-Based Antenna Analysis Program CQ, August 1991, pp 42, 44
- [12] *Naymann, K* Antennen-Analyse mit ELNEC Beam 8/93, S 16–19
- [13] *Orr, B* MN Analysis Program Ham Radio, February 1990, p 34–39
- [14] *Healy, R* MN and Yagi Optimizer Antenna Analysis Software QST, August 1990, pp 41–42
- [15] *Miller, E K* PCs for AP IEEE AP-Magazine, February 1991, pp 35–36
- [16] *Orr, B* The ON4UN Yagi design program Ham Radio, June 1990, pp 35–39
- [17] *Devoldere, J* Antennas and Techniques for Low-Band DXing ARRL, Newington, CT, 1994
- [18] *Orr, B* The Yagi Optimizer (YO) Ham Radio, April 1990, pp 68–71
- [19] *Conrad, A* PC Software Helps Optimize Yagi Antennas (YO) Microwaves & RF, August 1994, pp 178, 180
- [20] *Rautio, J C* The Effect of Real Ground on Antennas QST, Feb 84, Apr 84, Jun 84, Aug 84, Nov 84
- [21] *Schmid, F* Antennendiagramme und Wellenausbreitung auf dem PC CQ-DL 5/90, S 305
- [22] *Schmid, F* Das Antennenprogramm ASAP Beam 1/90, S 22–23
- [23] *Schmid, F* ASTA – Antennenstatik CQ-DL 7/90, S 440–441
- [24] *Schmid, F* ASTA – Berechnung der Antennenstatik mit dem PC Beam 2/91, S 23–24
- [25] *Conrad, A* Software Transforms PC Into Antenna Analysis Workstation (PCADD) Microwaves & RF, July 1993, p 132
- [26] *Cebik, L B* A Beginner's Guide to Using Computer Antenna Modeling Programs Antenna Compendium Vol 3, pp 148–155, ARRL, Newington, CT, 1992
- [27] *Beirose, J S* Modeling HF Antennas with MININEC-Guidelines and Tips from a Code User's Notebook Antenna Compendium Vol 3, pp 148–155, ARRL, Newington, CT, 1992
- [28] *Lewallen, R* MININEC The Other Edge of The Sword QST, February 1991, pp 18–22
- [29] *Hawker, P* MININEC – A Double-Edged Sword Radio Communication, August 1991, pp 31–32
- [30] *Healy, J W* Correction May 1990 Antenna-Radiation Patterns (Techn Corr) QST, September 1990, pp 38
- [31] *Hall, G L (Ed)* The ARRL Compendium Vol 2 ARRL, Newington, CT, 1989
- [32] *Hall, G L (Ed)* The ARRL Compendium Vol 3 ARRL, Newington, CT, 1992
- [33] *Straw, R D (Ed)* The ARRL Antenna Book ARRL, Newington, CT, 1994
- [34] *Brandt, L* Antennentechnik – BASIC-Programme für den PC Viewig, Braunschweig, 1988
- [35] *Djordjevic, A R., Bazdar, M B., Vitosevic, G M., Sarkar, T K., Harrington, R F* Wire Antenna and Scatterer Analysis Artech House, Norwood, MA, 1990
- [36] *Kuecken, J A* Exploring Antennas and Transmission Lines by Personal Computer Van Nostrand, NY, 1986
- [37] *Pozar, D* Antenna Design using Personal Computers Artech House, Norwood MA, 1986

- [38] *Scherer, J. P.*: LAARAN – Linear Antenna Array Analysis Software and User's Manual. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- [39] *Sieften, C. J. (Ed.)*: Reflector and Lens Antennas – Analysis and Design using Personal Computers. Artech House, Norwood, MA, 1988.
- [40] *Rose, R. B.; Martin, J. N.; Levine, P.*: MINIMUF-3: A simplified HF MUF Prediction Algorithm. Techn. Rep. 186, Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, February 1978.
- [41] *Rose, R. B.; Martin, J. N.*: MINIMUF-3.5: Improved Version of MINIMUF-3, a simplified HF MUF Prediction Algorithm. Techn. Doc. 201, Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA, October 1978.
- [42] *Rose, R. B.*: MINIMUF: A simplified MUF-Prediction Program for Microcomputers. QST, December 1982, p. 36.
- [43] *Damboldt, Th.; Sußmann, P.*: Die Berechnung von foF2, M(3000) und von Vorhersagen der Raumwellenfeldstärke im Kurzwellenbereich mit Hilfe eines Home Computers. Kleinheuerbacher Berichte, Bd. 30, 1987, S. 189–204.
- [44] *LLoyd, J. L.; Haydon, G. W.; Lucas, D. L.; Teters, L. R.*: Estimating the performance of... Institute for Telecommunication Sciences, Nat. Telecom. and Inf. Admin., US Department of Commerce, Boulder, CO, September 1978.
- [45] *Damboldt, Th.; Sußmann, P.*: A simple method of estimating foF2 and M(3000) with the aid of a home Computer. DBP Forschungsinstitut beim FTZ, Darmstadt, 1988.
- [46] *Damboldt, Th.; Sußmann, P.*: FTZ high-frequency sky-wave field-strength prediction method for use on home Computers. DBP Forschungsinstitut beim FTZ, Darmstadt, 1988.
- [47] *Greiner, G.*: Kurzwellenkommunikation. (Kompendium 7 (I) der telekom-praxis). Schiele & Schön, Berlin, 1990.
- [48] *Ritsh, CM.*: Ionospheric Radio Propagation Models and Predictions – a Mini Review. IEEE Trans. AP-34, Sept. 1986.
- [49] *D'Avignon, J.*: Propagation Programs – A Review of Current Forecasting Software. Grove Enterprises, Bra-stown, NC, 1992.
- [50] *Stehlik, C.*: Eigene Funkwettervorhersagen: mit Mini-propPlus. FALL/93, S. 730.
- [51] *Stehlik, C.*: Software für Funkamateure (1). Funkamateure-Bibliothek, Bd. 2. Theuberger Verlag, Berlin, 1994.

# 40. Указатель литературы

## 40.1. Общие замечания

В указателе литературы перечисляются книги, сообщения, технические журналы, радиолобительские и клубные издания, посвященные антеннам.

В данную главу включены книги и статьи, в заглавии которых есть слова «антенна» или «излучатель», либо фигурирует обозначение антенны, например HB9CV. Заглавия книг, как правило, даны на языке оригинала, а выходные данные соответствуют последнему из известных изданий. Если книга переведена на немецкий язык, отдается предпочтение немецкому изданию. В качестве места опубликования книги указывается основное местоположение издательства. В выходных данных американских книг сохранены сокращенные обозначения штатов. Ряд американских издательств публикует европейские издания своих книг в Англии. В таких случаях место издания обозначается сокращениями «ggf.» (графство) и UK (Соединенное Королевство).

В указатель не включались книги о распространении волн, излучении, полях, волнах, линиях передачи, трансформаторах или согласовании, а также книги по технике высоких частот и электронике с главами об антеннах (например, Meinke-Gundlach) или посвященные специальным вопросам анализа антенн (например, методу моментов).

К журнальным публикациям отнесены сообщения в общих и специализированных технических журналах, а статьи из радиолобительских журналов причислены к клубным изданиям.

## 40.2. Книги об антеннах

*Adler, R.; Chu, L.J.; Fano R.*: Electromagnetic Energy Transmission and Radiation. MIT, Cambridge, MA, 1969.

*Aharoni, J.*: Antennae – An Introduction to Their Theory. Clarendon, Oxford, UK, 1946.

*Ajsenberg, G. S.*: Kurzwelleantennen. Fachbuch, Leipzig, 1954 (Г. З. Айзенберг. Антенны для дальней связи, Связьиздат, Москва, 1948).

*Ajsenberg, G. S.*: Ultrakurzwellenantennen (russ.), Sviazizdat, Moskva, 1957 (Г. З. Айзенберг. УКВ антенны, Связьиздат, Москва, 1957).

*Amitay, N.; Galindo, V.; Wu, C. P.*: Theory and Analysis of Phased Array Antennas. Wiley, New York, 1972.

*Anderson, M. S. (Ed.)*: The ARRL Antenna Anthology. ARRL, Newington, CT, 1978.

*Auerbach, R.*: Amateurfunk-Antennen. Franzi, München, 1980.

*Bahl, I. J.; Bhartia, P.*: Microstrip Antennas. Artech House, Dedham, MA, 1980.

*Bailey, A. B.*: TV and other Receiving Antennas. Rider, New York, 1950.

*Baianis, C. A.*: Antenna Theory. Wiley, Chichester, W. Sussex, UK, 1988.

*Banos, A.*: Dipole Radiation in the Presence of a Conducting Half-Space. Pergamon, New York, 1966.

*Baumgartner, R.*: Der HB9CV-Beam. Körner, Gerlingen, 1961.

*Belocerkovskij, G. B.*: Antenny. GИOP, Moskva, 1955 (Г. Б. Белоцерковский. Антенны, ГИОП, Москва, 1955).

*Benson, R. K.*: Amateur Radio RV Antennas. Tiare, Lake Geneva, WI, 1992.

*Bergmann, L.; Lassen, H.*: Ausstrahlung, Ausbreitung und Aufnahme elektromagnetischer Wellen. Springer, Berlin, 1940.

*Bergtold, F.*: Antennen-Handbuch. Schneider, Berlin, 1965.

*Bergtold, F.*: Antennen-Taschenbuch. Schneider, Berlin, 1960.

*Bergtold, F.; Graff E.*: Antennen-Handbuch. Pflaum, München, 1977.

*Best, S. W.*: Aktive Antennen für DX-Empfang (RPB 182). Franzi, München, 1987.

*Bevense, R. M.*: Handbook of Conical Antennas and Scatterers. Gordon/Breach Science, New York, 1973.

- Bhartia, P.*: Millimeter Wave and Microstrip Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Bhartia, P.; Rao K. V. S.; Tomar R. S.*: Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1991.
- Bienkowski, Z.; Lipinski E.*: Amatorskie Anteny KP i UKF. WKL, Warszawa, 1978.
- Birchel, R.*: Antennenführer. Beam, Marburg, 1985.
- Blake, L. V.*: Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1988.
- BM/E Magazine (Eds.)*: Broadcast Antenna Systems Handbook. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1973.
- Boggel, G.*: Antennentechnik, Empfangsanlagen für Ton- und Fernseh-Rundfunk. Hüthig, Heidelberg, 1994.
- Brandt, L.*: Antennentechnik – BASIC-Programme für den PC. Vieweg, Braunschweig, 1988.
- Brault, R.; Fiat, R.*: Les antennes. Librairie, Paris, 1962.
- Briggs, G. A.; Roberts, R. S.*: Aerial Handbook. Rank Wharfedale, Idle, UK, 1964.
- Broohier, E. (Ed.)*: Practical Phased Array Antenna Systems. Artech House, Norwood, MA, 1991.
- Brown, J.*: Microwave Lenses. Methuen, London, 1953.
- Brown, R. G.; Sharpe, R. A.; Hughes, W. L.; Post, R. E.*: Lines, Waves and Antennas. Wiley, New York, 1973.
- Brückmann, H.*: Antennen, Theorie u. Technik. Hirzel, Leipzig, 1939.
- Burberry, R. A.*: VHF and UHF antennas. Peregrinus, London, 1992.
- Burghardtsmaier, W.*: Antennen- und Anlagentechnik bei AEG. Hüthig, Heidelberg, 1988.
- Burrows, M. L.*: ELF Communications Antennas. Peregrinus, Stevenage, UK, 1978.
- Caha, V.; Prochazka, M.*: Anteny. SNTL, Praha, 1958.
- Caron, W. N.*: Antenna Impedance Matching. ARRL, Newington, CT, 1989.
- Carr, J. J.*: Antenna Data Reference Manual. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1979.
- Carr, J. J.*: Practical Antenna Handbook. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1989.
- Carr, J. J.*: Receiving Antenna Handbook. HighText, Solana Beach, CA, 1993.
- Cesky, M.*: Televizni prijimaci anteny. SNTL, Praha, 1959.
- Chatterjee, R.*: Advanced Microwave Engineering. Wiley, Chichester, 1988.
- Chatterjee, R.*: Antenna Theory and Practice. Wiley Eastern, New Delhi, 1988.
- Chatterjee, R.*: Dielectric and Dielectric-Loaded Antennas. Wiley, New York, 1985.
- Christiansen, W. N.; Hugbom, J. A.*: Radiotelesopes. University, Cambridge, UK, 1985.
- Clarke, R. H.; Brown, J.*: Diffraction Theory and Antennas. Wiley, New York, 1980.
- Clarricoats, P. J. B. (Ed.)*: Advanced Antenna Technology Vol. 1. MEPL, London, 1981.
- Clarricoats, P. J. B. (Ed.)*: Advanced Antenna Technology Vol. 2. MEPL, London, 1987.
- Clarricoats, P. J. B.; Ober, A. D.*: Corrugated Horns for Microwave Antennas. Peregrinus, London, 1984.
- Collin, R. E.*: Antennas and Radiowave Propagation. McGraw-Hill, New York, 1985.
- Collin, R. E., Zucker F. J. (Eds.)*: Antenna Theory. McGraw-Hill, New York, 1969.
- Compton, R. T.*: Adaptive Antennas. Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, NJ, 1988.
- Connor, F. R.*: Antennas. Edward Arnold, London, 1989.
- Cornbleet, B. S.*: Microwave Optics – The Optics of Microwave Antenna Design. Academic, London, 1976.
- Corzine, R. G.; Mosko, J. A.*: Four-Arm Spiral Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- David, E.*: HF Antenna Collection. RSGB, Potters Bar, Herts, UK, 1991.
- DeMaw, D.*: Novice Antenna Notebook. ARRL, Newington, CT, 1988.
- DeMaw, U.*: WIFB's Antenna Notebook. ARRL, Newington, CT, 1987.
- Devoldere, J.*: Antennas and Techniques for Low-Band DXing. ARRL, Newington, CT, 1994.
- Diefenbach, W. W.*: Kurzwellen Amateurantennen für Sendung und Empfang (RPB 44). Franzis, München, 1963.
- Diefenbach, W. W.; Geyrhalter, W.*: KW- und UKW-Amateurfunkantennen (RPB 44). Franzis, München, 1987.
- Dietsche, F.*: Innen-Antenne und Rahmen-Antenne. Springer, Berlin, 1925.
- Dinsing, U.*: 70cm-Antennen selbst gebaut. Beam, Marburg, 1989.
- Djordjevic, A. R.; Bazar, M. B.; Vitošević, G. M.; Sarkar T. K., Harrington R. F.*: Analysis of Wire Antennas and Scatterers. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Dodd, P.*: The Antenna Experimenter's Guide. DD Publications, East Preston, W. Sussex, UK, 1991.
- Dombrowski, I. A.*: Antennen. Porta, München, 1957.
- Dorsch, D.*: Kleines Praktikum Antennenverstärker, Frech, Stuttgart, 1983.
- Drabowitch, S.*: Antennes. Masson, Paris, 1978.
- Drabowitch, S.; Ancona, C.*: Antennas Vol. 1 & 2. Norm Oxford Academic, London, 1988.

- Dubost, G.*: Fiat Radiating Dipoles and Applications to Arrays. Research Studies, Chichester, UK, 1981.
- Dubost, G.; Zisler, S.*: Breitband-Antennen. Oldenbourg, München, 1977.
- Elliott, R. S.*: Antenna Theory and Design. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- Evans, G. E.*: Antenna Measurement Techniques. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Farina, A.*: Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems. Artech House, Norwood, MA, 1992.
- Feld, J. N.*: Slot antennas fundamental theory. Soviet radio, Moscow, 1948.
- Felsen, L. B.; Marcuvitz, N.*: Radiation and Scattering of Waves. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1973.
- Fiebranz, A.*: Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang. Radio-Fotokinotechnik, Berlin, 1961.
- Fradin, A. Z.*: Microwave Antennas. Pergamon, Elmsford, NY, 1961.
- Frank, J.; Lawrie, R. E.*: Phased Array Antenna Design. Technology Service Corp., Silver Spring, MD, 1974.
- Franz, K.; Lassen, H.*: Antennen und Ausbreitung. Springer, Berlin, 1956.
- Freeman, E. R.*: Interference Suppression Techniques for Microwave Antennas and Transmitters. Artech House, Norwood, MA, 1982.
- Fry, D. W.; Howard, F. K.*: Aerials for Centimetric Wavelengths. University, Cambridge, UK, 1950. *Fuchs/Collins*. HB9CV-Richtstrahlantenne. Frech, Stuttgart, 1984.
- Fujimoto, K.; Henderson, A.; Hirasawa, K.; James, J. R.*: Small Antennas. Research Studies, Letchworth, UK, 1988.
- Fujimoto, K.; James, J. R. (Eds.)*: Mobile Antenna Systems Handbook. Artech House, London, 1994.
- Galejs, J.*: Antennas in Inhomogeneous Media. Pergamon, Oxford, 1969.
- Gibson, S.*: Radio Antennas. Reston Publ., Reston, VA, 1983.
- Gierlach, W.*: Antennen und Funkwellenausbreitung. DARC, Baunatal, 1985.
- Gierlach, W.*: Das DARC Antennenbuch. DARC, Baunatal, 1992.
- Glanzer, K.*: Antenna Handbook Vol. 1. Cowan, Port Washington, NY, 1966.
- Gotthard, O. (Hrsg.)*: FM- und TV-Sendeanテナsysteme. Kathrein, Rosenheim, 1989.
- Greif, R.*: Bodenantennen für Flugsysteme. Oldenbourg, München, 1974.
- Griffiths, J.*: Radio Wave Propagation and Antennas. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.
- Gründler, H.*: Gemeinschaftsantennen. Franckh, Stuttgart, 1963.
- Günther, H.; Hell, R.*: Antenne und Erde. Franckh, Stuttgart, 1926. Nachdruck: Herbst, Köln, 1994.
- Gupta K. C., Benella A. (Eds.)*: Microstrip Antenna Design. Artech House, Norwood, MA, 1988.
- Hall, G. L. (Ed.)*: The ARRL Antenna Book. ARRL, Newington, CT, 1991.
- Hall, G. L.; Rinaldo, P.; Thompson, M. (Eds.)*: The ARRL Antenna Compendium Vol. 1. ARRL, Newington, CT, 1985.
- Hall, G. L. (Ed.)*: The ARRL Antenna Compendium. Vol. 2. ARRL, Newington, CT, 1989.
- Hall, G. L. (Ed.)*: The ARRL Antenna Compendium. Vol. 3. ARRL, Newington, CT, 1992.
- Hansen, J. E. (Ed.)*: Spherical Near-Field Antenna Measurements. Peregrinus, London, 1988.
- Hansen, R. C. (Ed.)*: Microwave Scanning Antennas. Vols. 1–3. Academic, London, 1966.
- Hansen, R. C.*: Significant Phased Array Papers. Artech House, Norwood, MA, 1964.
- Hansen, R. C. (Ed.)*: Moment Methods in Antennas and Scattering. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Hansen, V. W.*: Numerical Solution of Antennas in Layered Media. Research Studies, Letchworth, UK, 1989.
- Harper, A. E.*: Rhombic Antenna Design. Van Nostrand, New York, 1950.
- Hart, T.*: Small High Efficiency Antennas alias The Loop. Antenna Products, Melbourne, FL, 1989.
- Haviland, B.*: The Quad Antenna. CQ Communications, Hicksville, NY, 1993.
- Haykin, S.*: Array Processing Applications to Radar. Dowden, Hutchinson & Ross, Stroudsburg, PA, 1980.
- Haykin, S. (Ed.)*: Array Signal Processing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- Heilmann, A.*: Antennen I-III. Bibliograph. Institut, Mannheim, 1970.
- Helenyi, L.*: Televízie es URH antennak. MHS, Budapest, 1959.
- Henne, W.*: Rauschkenngrößen der Antennen, HF- und NF-Verstärker. Oldenbourg, München, 1972.
- Heys, J.*: Practical Antennas for Novices. RSGB, Potters Bar, Herts, UK.
- Heys, J. D.*: Practical Wire Antennas. RSGB, London, 1989.
- Hille, K. H.; Krischke, A.*: Das Antennen-Lexikon. Technik und Handwerk, Baden-Baden, 1988.
- Hiller, E.*: Antennen I – Empfangsantennen. Philler, Minden, 1962.



- Hiller, E.*: Antennen 2 – Sendeantennen. Philler, Minden, 1962.
- Hirasawa, K.; Haneishi, M.*: Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1991.
- Hirsch, H. L.; Grove, D. C.*: Practical Simulation of Radar Antennas and Radomes, Artech House, Norwood, MA, 1988.
- Hock, A.; Pauli, P. (Hrsg.)*: Antennentechnik. Expert, Ehningen, 1989.
- Hollis, J. S.; Lyon, T. J.; Clayton, L. (Eds.)*: Microwave Antenna Measurements. Scientific-Atlanta, Atlanta, GA, 1970.
- Hood, W.*: Home-brew HF/VHF Antenna Handbook. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1980.
- Hooton, H. D.*: Amateur Antenna Tests and Measurements. Sams, Indianapolis, IN, 1977.
- Hooton, H.*: Amateur Radio Antenna Handbook. Sams, Indianapolis, IN, 1964.
- Hopf, J.; Lindenmeier, H.*: Kurzwellenantennen. Hüthig, Heidelberg, 1992.
- Hoult, D. (Ed.)*: Digest of Horizontal Wire Aerials. SBS, Spalding, UK, 1978.
- Hovanesian, S. A.*: Introduction to Synthetic Array and Imaging Radars. Artech House, Dedham, MA, 1980.
- Hudson, J. E.*: Adaptive Array Principles. Peregrinus, Stevenage, UK, 1981.
- Hughes, F. P.*: Hidden Ham Antennas. Tiare, Lake Geneva, WI.
- Ingram, D.*: The Easy Wire Antenna Handbook. Universal Electronics, Columbus, OH, 1992.
- Ikrenyi, L.*: Amatérské Kratkovlnné Antény. SVTL, Bratislava, 1964.
- Jahoda, J. R.; Mills, L. E.*: Aircraft Antennas. Artech House, Norwood MA.
- James, J. R.; Hall, P. S.; Wood, C.*: Microstrip Antenna Theory and Design. Peregrinus, London, 1982.
- James, J. R.; Hall, P. S. (Eds.)*: Handbook of Microstrip Antennas Vol. 1 & 2, Peregrinus, London, 1989.
- Janzen, G.*: Kurze Antennen. Franckh, Stuttgart, 1986.
- Jasik, H.*: Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill, New York, 1961.
- Johnson, R. C.*: Antenna Applications Guidebook. McGraw-Hill, New York, 1987.
- Johnson, R. C.*: Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill, New York, 1992.
- Johnson, R. C.*: Designer Notes for Microwave Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1991.
- Johnson, R. C.; Jasik, H.*: Antenna Applications Reference Guide. McGraw-Hill, New York, 1987.
- Johnson, R. C.; Jasik, H. (Eds.)*: Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill, New York, 1993.
- Jones, R. A.*: Directional Antenna Handbook. Intertec, Overland Park, KS, 1978.
- Jordan, E. C.*: Electromagnetic Theory and Antennas Vol. 1 & 2. Pergamon, Oxford, 1963.
- Jordan, E. C.*: Electromagnetic Waves and Radiating Systems. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1950.
- Jordan, E. C.; Baimain, K. G.*: Electromagnetic Waves and Radiating Systems. Prentice-Hall, Englewood Cliffs NJ, 1968.
- Judd, F. C.*: Two-Metre Antenna Handbook. Butterworth, London, 1980.
- Juli, E. V.*: Aperture Antennas and Diffraction Theory. Peregrinus, Stevenage, UK, 1981.
- Kappelmayer, O.; Engel, H.-G.*: Die besten Antennen. Schneider, Berlin, 1937. Nachdruck: Herbst, Köln, 1985.
- Karamanolis, S.*: CB-Antennen. Elektra, Neubiberg, 1978.
- Karamanolis, S.*: Handbuch der CB-Antennen. Elektra, Neubiberg, 1990.
- Kiely, D. G.*: Dielectric Aerials. Methuen, London, 1953.
- King, R. W. P.*: Antennas and Waves. MIT, Cambridge, MA, 1969.
- King, R. W. P.*: Tables of Antenna Characteristics.IFI, New York, 1971.
- King, R. W. P.*: The Theory of Linear Antennas. Harvard University, Cambridge, MA, 1956.
- King, R. W. P.; Harrison, C. W.*: Antennas and Waves. MIT, Cambridge, MA, 1969.
- King, R. W. P.; Mack, R. B.; Sandler, S. S.*: Arrays of Cylindrical Dipole Antennas. University, Cambridge, UK, 1968.
- King, R. W. P.; Mimno, H. R.; Wing, A. H.*: Transmission-Lines, Antennas and Wave Guides. Dover, New York, 1965.
- King, R. W. P.; Smith, G. S.; Owens, M.; Wu, T. T.*: Antennas in matter fundamentals, theory and applications. MIT, Cambridge, MA, 1981.
- Kitsuregawa, T. (Ed.)*: Advanced Technology in Satellite Communication Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Kneitel, T. (Ed.)*: Antenna Roundup Vol. 2. Cowan, Port Washington, NY, 1966.
- Knitter, M. G. (Ed.)*: Beverage and Long Wire Antennas – Design and Theory. National Radio Club, Cambridge, WI, 1983.
- Knitter, M. G. (Ed.)*: Loop Antennas – Design and Theory. National Radio Club, Cambridge, WI, 1983.
- Kollak, R.; Wehde H.*: DASD Kurzwellen-Antennen. Weidmann, Berlin, 1938.
- Kong, J. A.*: Antenna radiation in stratified media, research topics in electromagnetic theory. Pergamon, New York, 1981.

- Kraus, J. D.*: Antennas. McGraw-Hill, New York, 1988.
- Krüger, R.*: Praktischer Antennenbau für Radio-Amateure. Schmidt, Berlin, 1925.
- Kuecken, A.*: Antennas and Transmission Lines. Sams, Indianapolis, IN,
- Kuecken, J. A.*: Exploring Antennas and Transmission Lines by Personal Computer. Van Nostrand, New York, 1986.
- Kühn, R.*: Mikrowellenantennen. VEB Verlag Technik, Berlin, 1964.
- Kühl, H. (Hrsg.)*: Antennen funk Spezial 29. VTH, Baden-Baden, 1994.
- Kumar, A.*: Fixed and Mobile Terminal Antennas. Artech House, Norwood MA, 1991.
- Kumar, A.; Hristov, H. D.*: Microwave Cavity Antennas. Artech House, Norwood MA, 1989.
- Kuzmin, A. D.; Salomovich, A. E.*: Radioastronomical Methods of Antenna Measurements. Academic, New York, 1967.
- Landstorfer, F. M.; Sacher, R. R.*: Optimisation of Wire Antennas. Research Studies, Letchworth, UK, 1985.
- Laport, E. A.*: Radio Antenna Engineering. McGraw-Hill, New York, 1952.
- Law, P. E.*: Shipboard Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1986.
- Lawson, J. L.*: Yagi Antenna Design. ARRL, Newington, CT, 1986.
- Lee, K. F.*: Principles of Antenna Theory. Wiley, Chichester, W. Sussex, UK, 1984.
- Lee, P. H.*: The Amateur Radio Vertical Antenna Handbook. Cowan, Port Washington NY, 1984.
- Leeson, D. B.*: Physical Design of Yagi Antennas. ARRL, Newington, CT, 1992.
- Lichte, R.; Scheunemann, W.*: Kurzwellen-Empfangsantennen. Scheunemann, Köln
- Lickfeld, K. G.*: VHF- und UHF-Richtantennen. Franckh, Stuttgart, 1964.
- Lindenmeier, H.; Hopf, J.*: Kurzwellenantennen. Huthig, Heidelberg, 1992.
- Linsley, P.; Nicholson, T. (Eds.)*: The G-QRP Club Antenna Handbook. G-QRP Club, Rochdale, Lancs., UK, 1992.
- La, Y. T.; Lee, S. W. (Eds.)*: Antenna Handbook, Theory, Applications and Design. Van Nostrand, New York, 1988.
- Love, A. W.*: Electromagnetic Horn Antennas. IEEE, New York, 1976.
- Love, A. W. (Ed.)*: Reflector Antennas. IEEE, New York, 1978.
- Luchi, L. R.*: Technician Antenna Handbook. MFJ Enterprises, Mississippi State, MS
- Ma, M. T.*: Theory and Application of Antenna Arrays. Wiley, New York, 1974.
- Maclean, T. S. M.*: Principles of Antennas, Wire and Aperture. University, Cambridge, UK, 1986.
- Macnamara, T. M.*: Handbook of Antennas for EMC. Artech House, London, 1995.
- Mailloux, R. J.*: Phased Array Antenna Handbook. Artech House, Norwood, MA, 1993.
- Markov, G. T.*: Antenny. Gosenergoizdat, Moskva, 1960 (Марков Г. Т. Антенны. – М.: Госэнергоиздат, 1960).
- Maxwell, M. W.*: Reflections – Transmission Lines and Antennas. ARRL, Newington, CT, 1990.
- Mende, H. G.*: Antennen für Rundfunk- und Fernsehempfang (RPB 6). Franzis, München, 1983.
- Mende, H. G.*: Antennenpraxis. Franzis, München,
- Mende, H. G.*: Fernsehantennen-Praxis (RPB 84). Franzis, München, 1985.
- Mende, H. G.*: Praktischer Antennenbau (RPB 50). Franzis, München, 1983.
- Michaelis, M. (Hrsg.)*: Funk Antennen-Report 1978–1993. VTH, Baden-Baden, 1993.
- Mikavica, M.; Nesic, A.*: CAD for Linear and Planar Antenna Arrays of Various Radiating Elements. Artech House, Norwood MA, 1992.
- Milligan, T. A.*: Modern Antenna Design. McGraw-Hill, New York, 1985.
- Misek, V. A.*: The Beverage Antenna Handbook. Misek, Hudson, NH, 1987.
- Mitra, R.; Imbriale, W. A.; Maanders, E. J. (Eds.)*: Satellite Communication Antenna Technology. Eisevier, Amsterdam, 1983.
- Monzingo, R. A.; Miller, T. W.*: Introduction to Adaptive Arrays. Wiley, New York, 1980.
- Mott, H.*: Polarization in Antennas and Radar. Wiley, Chichester, UK, 1986.
- Moullin, E. B.*: Radio Aerials. Clarendon, Oxford, UK, 1949.
- Moxon, L.*: HF Antennas for all locations. RSGB, Potters Bar, Herts, UK, 1993.
- Mushiake, Y. (Ed)*: Antenna Engineering Handbook. Ohm-Sha, Tohoku, 1980.
- Myers, R. M.*: Practical Antennas for the Radio Amateur. Scelbi, Milford, CT, 1979.
- Nadenenko, S. I.*: Antenny. Moskva, 1959 (Надеенко С. И. Антенны. – М., 1959).
- Nakano, H.*: Helical and Spiral Antennas. Research, London, 1987.
- Neukomm, P. A.*: Body-Mounted Antennas. Juris, Zürich, 1979.
- Neri, N.*: Antenne – I. volume – linee e propagazione. C&C edizione radio-elettroniche, Faenza, 1989.
- Neri, N.*: Antenne – 2. volume – progettazione e costruzione. C&C edizione radio-elettroniche, Faenza, 1987.

- Newham, P.; Morris, G.*: Handbook of Microstrip Antennas. Peregrinus, London, 1989.
- Nicholson, J. D.*: Short Wave Antennas. Lund Johansen, Hellerop, 1971.
- Nicolau, E.; Zaharia, D.*: Adaptive Arrays. Eisevier, Amsterdam, 1989.
- Nicolau, E.; Zaharia, D.; Jonescu, R. S.*: Anteni active si adaptive. Editura Academiei, Bucharest, 1983.
- Nitschke, W.*: Datensammlung für KW-Antennen. Franzis, München, 1987.
- Noll, E. M.* Easy-up Antennas for Radio Listeners and Hams. Editors & Engineers, New Augusta, IN, 1988
- Noll, E. M.*: 25 Simple Indoor and Window Aerials (BP 136). Babani, London, 1992.
- Noll, E. M.*: 25 Simple Shortwave Broadcast Band Aerials (BP 132). Babani, London, 1989.
- Noll, E. M.*: 25 Simple Tropical and MW Band Aerials (BP 145). Babani, London, 1984.
- Noll, E. M.*: 73 Dipole and Longwire Antennas. Editors & Engineers, New Augusta, IN, 1969.
- Noll, E. M.*: 73 Vertical, Beam and Triangle Antennas. Editors & Engineers, New Augusta, IN, 1970.
- Noll, E. M.; Mandl, M.*: TV & FM Antenna Guide. Macmillan, New York, 1951.
- O'Dell, P. (Ed.)*: 1992 Antenna Buyer's Guide. CQ Communications, Hicksville, NY, 1992.
- Öliner, A. A.; Knüttel, G. H.*: Phased Array Antennas. Artech House, Dedham, MA, 1972.
- Orr, W. L.; Cowan, S. D.*: All about Cubical Quad Antennas. Radio Publications, Wilton, CT, 1985.
- Orr, W. L.; Cowan, S. D.*: Beam Antenna Handbook. Radio Publications, Wilton, CT, 1990.
- Orr, W. L.; Cowan, S. D.*: Simple low-cost Wire Antennas for Radio Amateurs. Radio Publications, Wilton, CT, 1990.
- Orr, W. L.; Cowan, S. D.*: The Radio Amateur Antenna Handbook. Radio Publications, Wilton, CT, 1978.
- Orr, W. L.; Cowan, S. D.*: The Truth about CB Antennas. Radio Publications, Wilton, CT, 1981.
- Orr, W. L.; Cowan, S. D.*: All about Vertical Antennas. Radio Publications, Wilton, CT, 1986.
- Oxley, G. C.; Nowak, A.*: Antennentechnik. Schütz, Hannover, 1957.
- Page, H.*: Principles of Aerial Design. Van Nostrand, London, 1966.
- Penfold, R. A.*: Aerial Projects (BP 105). Babani, London, 1991.
- Peroni, B.*: Antenne e propagazione delle onde elettro-magnetiche. Michele Dell'Alra, Roma, 1945.
- Peters, B.*: Rahmenantennen. Herbst, Köln, 1992.
- Pfeifer, F.-G.*: Satellitenantennen, Kosten und Risiken. Deutsche Wohnungswirtschaft, Düsseldorf.
- Pidduck, F. B.*: Currents in Aerials and HF Networks. University, Oxford, UK, 1949.
- Pillai, U. S.*: Array Signal Processing. Springer, New York, 1989.
- Pils, E. P.*: Praxis der UHF-Fernsehantennen. Franckh, Stuttgart, 1962.
- Pistol Kors, A. A.*: Antenny. Sviazizdat, Moskva, 1951 (A. A. Пистолькорс. Антенны. Связьиздат, Москва, 1951).
- Popovic, B. D.*: CAD of Wire Antennas and Related Radiating Structures. Research Studies, Letchworth, UK, 1991.
- Popovic, B. D.; Dragovic, M. B.; Djordjevic, A. R.*: Analysis and Synthesis of Wire Antennas. Wiley, New York, 1982.
- Pozar, D.*: Antenna Design using Personal Computers. Artech House, Norwood MA, 1986.
- Rao, C. S. R.*: Manual on HF Antennas. Asia-Pacific Broadcasting Union, Kuala Lumpur, 1990.
- Red, E. T.*: KW-Drahtantennen selbst gebaut. Beam, Marburg, 1986.
- Reithofer, J.*: Praxis der Mikrowellenantennen. UKW-Berichte, Baiersdorf, 1987.
- Reithofer, J.*: UHF-Amateurfunk-Antennen (RPB 30). Franzis, München, 1977.
- Rhodos, D. R.*: Synthesis of Planar Antenna Sources. Clarendon, Oxford, UK, 1974.
- Riemenschneider, K.*: Der Antennenbau. Schmidt, Berlin, 1925.
- Rockway, J. W.; Logan, J. C.; Tam, D. W. S.; Li, S. T.*: The MININEC System – Microcomputer Analysis of Wire Antennas. Artech House, Norwood, MA, 1988.
- Röpke-Doerr, P.; Hilgert, U.*: Satelliten Antennen. Falken, Niedernhausen, 1993.
- Roth, K.-H.*: Antennentechnik und Wellenausbreitung. Elektra, Neubiberg, 1990.
- Roubine, E.; Bolomey, J. C.*: Antennas. Oxford Academic, London, 1987.
- Rudge, A. W.; Milne, K.; Olver, A. D.; Knight, P. (Eds.)*: Handbook of Antenna Design Vol. 1. Peregrinus, London, 1982.
- Rudge, A. W.; Milne, K.; Olver, A. D.; Knight P. (Eds.)*: Handbook of Antenna Design Vol. 2. Peregrinus, London, 1983.
- Rüdenberg, R.*: Aussendung und Empfang elektrischer Wellen. Springer, Berlin, 1926.
- Rulf, B.; Robertshaw, G. A.*: Understanding Antennas for Radar, Communications and Avionics. Van Nostrand, Wokingham, 1987.
- Rumsey, V. H.*: Frequency Independent Antennas. Academic, London, 1966.
- Rusch, W. V. T.; Potter, P. D.*: Analysis of Reflector Antennas. Academic, London, 1970.

- Sawicki, J.*: Anteny. WKL, Warszawa, 1965.
- Savickii, G. A.*: Antenny ustroistva. Sviazizdat, Moskva, 1961 (Савицкий Г. А. Антенные устройства. – М.: Связьиздат, 1961).
- Savitskii, G. A.*: Calculations for Antenna Installations. Amerind, New Delhi, 1982.
- Schelkunoff, S. A.*: Advanced Antenna Theory. Wiley, New York, 1952.
- Schelkunoff, S. A.*: Electromagnetic Waves. Van Nostrand, New York, 1948.
- Schelkunoff, S. A.; Friis, H. T.*: Antennas Theory and Practice. Wiley, New York, 1952.
- Scherer, J. P.*: LAARAN – Linear Antenna Array Analysis Software and User's Manual. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Schroth, A.; Stein, V.*: Moderne numerische Verfahren zur Lösung von Antennen- und Streuproblemen. Oldenbourg, München, 1985.
- Schulz, W.*: Die Beverage-Antenne zum Empfang der Mittel- und Langwelle. Herbst, Köln, 1985.
- Schulz, W.*: Wireless Antenna History. Herbst, Köln, 1988.
- Scott, C. R.*: Modern Methods of Reflector Antenna Analysis and Design. Artech House, Norwood, MA, 1990.
- Seidman, A. (Ed.)*: Antenna Roundup. Cowan, Port Washington, NY, 1965.
- Sevick, J.*: Transmission Line Transformers. ARRL, Newington, CT, 1990.
- Siebel, W.; Klawitter G.*: Antennen-Ratgeber für KW-Empfang. Siebel, Meckenheim, 1991.
- Silver, S. (Ed.)*: Microwave Antenna Theory and Design. Peregrinus, London, 1984.
- Sims, H. V.*: An Introduction to Wideband Aerials. BBC Engineering Training Department, London, 1963.
- Sivviak, K.*: Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications, Artech House, London, 1995.
- Sjobbema, D. J. W.*: Aerials, TV and FM Receiving Aerials. N. V. Philips, Eindhoven, 1964.
- Slater, D.*: Near-Field Antenna Measurements. Artech House, Norwood, MA, 1991.
- Sietten, C. J. (Ed.)*: Reflector and Lens Antennas – Analysis and Design using PCs. Artech House, Norwood, MA, 1988.
- Small, W. C.*: The Antenna Handbook. Grove enterprises, Brasstown, NC, 1993.
- Smit, H. J. A.; Dirksen, A. J.*: Antennes voor FM. De Muiderkring, Bussum, 1959.
- Smith, C. E.*: Directional Antennas. IRE, Cleveland, OH, 1946.
- Smith, C. E.*: Log Periodic Antenna Design Handbook. Smith, Cleveland, OH, 1979.
- Smith, M. S.*: Introduction to Antennas. Macmillan, London, 1988.
- Smith, R. A.*: Aerials for Metre and Decimetre Wavelengths. University, Cambridge, UK, 1949.
- Smith, W.*: Antenna Manual. Editors & Engineers, San Barbara, CA, 1948.
- Spindler, E.*: Antennen – Anleitung zum Selbstbau. VEB Verlag Technik, Berlin, 1990.
- Spindler, E.*: Das große Antennen-Buch. Franzis, München, 1989.
- Spindler, E.*: Empfangsantennen. Franzis, München, 1991.
- Stanley, J. A.*: Ham Antenna Construction Projects. Sams, Indianapolis, IN, 1964.
- Steinberg, B. D.*: Principles of Aperture and Array System Design. Wiley, New York, 1976.
- Steinberg, B. D.*: Microwave Imaging with Large Antennas. Wiley, New York, 1983.
- Sterba, K. N.; Paddle, L.*: Aerials. Worldradio, Sacramento, CA, 1993.
- Stimer, E.*: Antennen 1 – Grundlagen. Hüthig, Heidelberg, 1984.
- Stirner, E.*: Antennen 2 – Praxis. Hüthig, Heidelberg, 1986.
- Stirner, E.*: Antennen 3 – Meßtechnik. Hüthig, Heidelberg, 1985.
- Straw, R. D. (Ed.)*: The ARRL Antenna Book. ARRL, Newington, CT, 1994.
- Stutzman, W. L., Thiele G. A.*: Antenna Theory and Design. Wiley, New York, 1981.
- Tech, J.*: Antennen zum Selbstbauen. Frech, Stuttgart, 1985.
- Thourel, L.*: Les antennes. Dunod, Paris, 1956.
- Thurl, W.; Ilsanker, A.*: Antennen für den Satellitenempfang. Franzis, München, 1993.
- Traister, R. J.*: The Shortwave Listener's Antenna Handbook. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1982.
- Turner, R. P.*: The Antenna Construction Handbook for HAM, CB & SWL. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1978.
- Tyras, G.*: Radiation and Propagation of Electromagnetic Waves. Academic, New York, 1969.
- Tyrrrell, R.*: Troubleshooting Antennas and Feedlines. MFJ, Mississippi State, MS.
- Uchida, H.*: Fundamentals of Coupled Lines and Multiwire Antennas. Sasaki, Sendai, 1967.
- Uchida, H.; Mushiake, Y.*: VHF Antennas. Coronasha, Tokyo, 1955.
- Uda, S.; Mushiake, Y.*: Yagi-Uda Antenna. Maruzen Co., Tokyo, 1954.
- Uher, J.; Bornemann, J.; Rosenberg, U.*: Waveguide Components for Antenna Feed Systems. Theory and CAD. Artech House, London, 1994.
- Ulianov, B. I.*: Antenny. Sudpromgiz, Leningrad, 1975 (Ульянов Б. И.. Антенны. – Л.: Судпромгиз, 1975).
- Wait, J. R.*: Electromagnetic Radiation from Cylindrical Structures. IEEE, Piscataway, NJ, 1988.

- Wait, J. R.: Introduction to Antennas and Propagation. Peregrinus, London, 1986.
- Walter, C. H.: Traveling Wave Antennas. Dover, New York, 1972.
- Watson, W. H.: The Physical Principles of Wave Guide Transmission and Antenna Systems. University, Oxford, 1947.
- Weeks, W. L.: Antenna Engineering. McGraw-Hill, New York, 1968.
- Weiner, M. M.; Cruze, S. P.; Li, C. C.; Wilson, W. J.: Monopole Elements on Circular Ground Planes. Artech House, Norwood, MA, 1987.
- Westcott, B. S.: Shaped Reflector Antenna Design. Research Studies, Letchworth, Herts, UK, 1983.
- Williams, H. P.: Antenna Theory and Design. Vol. 1 & 2. Pitman, London, 1966.
- Wolff, E. A.: Antenna Analysis. Artech House, Norwood, MA, 1988.
- Wood, P. J.: Reflector Antenna Analysis and Design. IEEE, Piscataway, NJ, 1986.
- Wright, H. C.: An Introduction to Antenna Theory (BP 198). Babani, London, 1992.
- Wright, H. C.: Experimental Antenna Topics (BP 278). Babani, London, 1990.
- Zisler, H.: Praxiserprobte Kurzwellen-Antennen (RPB 235). Franzis, München, 1991.
- Zürcher, J.-F.; Gardiol, F.: Broadband Patch Antennas. Artech House, London, 1995.
- Zuhrt, H.: Elektromagnetische Strahlungsfelder. Springer, Berlin, 1953.
- Zwarber, H.: Praktischer Aufbau und Prüfung von Antennenanlagen. Hüthig, Heidelberg, 1991.
- Zwarber, H.; Starke, L.: Praktischer Aufbau und Prüfung von Antennenanlagen. Hüthig, Heidelberg, 1993.
- 73 Magazine: The Giant Book of Amateur Radio Antennas. TAB, Blue Ridge Summit, PA, 1979.
- BMFT: Turmmeßstrecke für Antennen der DFVLR (FB W 74-01). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1974.
- BMFT: Konzept einer Satelliten Sendebord-Antenne, Teil 1 (FB W 77-05). AEG-Telefunken, Ulm, 1974.
- BMFT: Konzept einer Satelliten Sendebord-Antenne, Teil 2 (FB W 77-06). AEG-Telefunken, Ulm, 1975.
- BMFT: Satellitenfunkantennen für Frequenzen um und über 30 GHz (FB W 79-37). Siemens AG, München, 1979.
- BMWF: Verminderung von Antennenrauschen und Rückstrahlung (FB W 68-49). AEG-Telefunken, Ulm, 1968.
- CCIR: Antenna Diagrams. ITU, Geneva, 1978.
- CCIR: Book of Antenna Diagrams. ITU, Geneva, 1984.
- CCIR: Handbook on HF-Directional Antennae. ITU, Geneva, 1966.
- DFVLR: Eichung eines Radiointerferometers mit schwenkbaren Antennen. DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1969.
- DFVLR: Bestimmung charakteristischer Strahlungseigenschaften einer Torusantenne (DFVLR-FB 87-46). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1987.
- DFVLR: Polarimetric Calibration Using Passive Corner Reflectors (DFVLR-FB 89-21). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1989.
- DFVLR: Vorschlag einer Bodenstationsantenne für geostationäre Satelliten nach dem Konzept einer einfachen Strahlachsführung (DFVLR-Mitt. 81-05). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1981.
- DFVLR: Entwurf, Berechnung, Konstruktion und Vermessung von Offset-Reflektorantennen (DFVLR-Mitt. 81-33). DFVLR, 1981.
- DFVLR: Entwicklung einer linear polarisierten Short-Back-fire-Antenne für ein Flugzeug-L-Band-Scatterometer. (DFVLR-Mitt. 85-15). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1985.
- DLR: Omnidirektionale UKW-Antennen auf Schiffen für Satellitenempfang (DLR-FB 71-05). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1971.
- DLR: Bestimmung der scheinbaren Phasenzentren einer Flugzeugantenne zur Eichung des Interferometers der Zentralen Deutschen Bodenstation (DLR-FB 73-112). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1973.
- DLR: Die Theorie der Beugung am idealeitenden Winkel beliebiger Öffnung zur Anwendung auf Antennendiagramme (DLR-FB 77-05). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1977.

### 40.3. Сообщения об антеннах

- AGARD: Microwave Antennas for Avionics (LS-151). AGARD, Neuilly sur Seine, 1987.
- AGARD: Modern Antenna Design using Computers and Measurement: Application to Antenna Problems of Military Interest (LS-165). AGARD, Neuilly sur Seine, 1989.
- BMBW: Mikrowellenantennen für Nachrichtensatelliten (FB W 70-14 Bd 3). Siemens AG, München, 1970.
- BMBW: Kombinierte 4°/10,5°-Satelliten-Bordantenne (FB W 70-42). AEG-Telefunken, Backnang, 1970.

DLR: Eine konforme Flugzeug-Array-Antenne mit schwenkbarer Strahlungscharakteristik zur Satellitenkommunikation im L-Band (DLR-FB 86-47). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1986.

DLR: Ein L-Band-Patch-Antennen-Array mit integrierten Phasenschiebern (DLR-FB 89-63). DFVLR, Oberpfaffenhofen, 1989.

DLR: Effiziente Rechenverfahren zur Analyse von komplexen Einzel- und Gruppenantennen in Streifenleitungstechnik (DLR-FB 90-53). DLR, Oberpfaffenhofen, 1990.

DLR: Untersuchungen zum Strahlungsverhalten einer Dipolantenne in einem inhomogenen, kompressiblen und nichtlinearen Weltraum-plasma (DLR-FB 91-05). DLR, Oberpfaffenhofen, 1991.

DLR: Eine phasengesteuerte Antennen-gruppe für den Satellitenmobilfunk (DLR-FB 91-21). DLR, Oberpfaffenhofen, 1991.

DLR: Globale und hochaufgelöste Radar-rückstrahlquerschnitts-Messungen.. (DLR-Mitt. 91-10). DLR, Oberpfaffenhofen, 1991.

DVL: Bau einer Langwellen-U-Adcock-Peilanlage (Bericht Nr. 37). DVL, Mühlheim, 1956/57.

DVL: Das Beugungsfeld von Mikrowellen-Aperturantennen (Fresnel- und Fraunhofer-typ) für Antennenmeßstrecken (Bericht Nr. 108). DVL, Mühlheim, 1959/60.

DVL: Externe Störungen und Antennen-rauschartemperaturen bei Satellitenbeobachtungen im 136- und 400-MHz-Bereich (DVL-Bericht Nr. 576; DLR-FB 67-12), DVL, Oberpfaffenhofen, 1965/67.

EBU: Towers and Masts for VHF and UHF Transmitting Aerials (Bolt, F. D.). Technical Monograph No. 3103. European Broadcasting Union Techn. Centre, Brussels, 1965.

FTZ: Gemessene Richtdiagramme und Gewinnkurven von Sende- und Empfangsantennen im KW-Bereich. FTZ, Darmstadt, 1970.

FTZ: Gemessene Richtdiagramme und Gewinnkurven von Sendeantennen im KW- und MW-Bereich (Ausg. 2). FTZ, Darmstadt, 1971.

IBA: Developments in Aerials for Broadcasting. Technical Review No. 23. Independent Broadcasting Authority, Winchester, Hampshire, UK, 1986.

IEE: Conference on large steerable Aerials for Satellite Communication, Radio Astronomy and Radar. IEE, London, 1966.

IEE: Proc. Intl. Conf. on Antennas and Propagation, Part I: Antennas (London), IEE, London, 1978.

IEE: Proc. 2nd Int. Conf. on Antennas and Propagation, Part I: Antennas (York, UK), IEE, London, 1981.

IEE: Proc. 3rd Int. Conf. on Antennas and Propagation, Part I: Antennas. IEE, London, 1983.

IEE: Proc. 4th Int. Conf. on Antennas and Propagation, Part I: Antennas (Warwick, UK), IEE, London, 1985.

IEE: Proc. 5th Int. Conf. on Antennas and Propagation, Part I: Antennas (York, UK), IEE, London, 1987.

IEE: Proc. 6th Int. Conf. on Antennas and Propagation – ICAP'89 (Coventry, UK), IEE, London, 1989.

IEE: Proc. 7th Int. Conf. on Antennas and Propagation – ICAP'91 (York, UK), IEE, London, 1991.

IEE: Proc. 8th Int. Conf. on Antennas and Propagation – ICAP'93 (Edinburgh, UK), IEE, London, 1993.

IEE: Proc. 9th Int. Conf. on Antennas and Propagation – ICAP'95 (UK), IEE, London, 1995.

IEEE: International Convention Record, Part I: Antennas and Propagation. IEEE, New York, 1963.

IEEE: International Convention Record, Part 2: Antennas, Devices etc. IEEE, New York, 1964.

IEEE: International Convention Record, Part 5: Antennas, Microwaves etc. IEEE, New York, 1965, 1966.

IEEE: Dig. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Atlanta, GA), IEEE, New York, 1974.

IEEE: Dig. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Amherst, MA), IEEE, New York, 1976.

IEEE: Dig. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Quebec, Canada), IEEE, New York, 1980.

IEEE: Dig. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Syracuse, NY), IEEE, New York, 1988.

IEEE: Dig. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (San Jose, CA), IEEE, New York, 1989.

IEEE: Dig. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Dallas, TX), IEEE, New York, 1990.

IEEE: Proc. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (London, Canada), IEEE, New York, 1991.

IEEE: Proc. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Chicago, IL), IEEE, New York, 1992.

IEEE: Proc. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Ann Arbor, MI), IEEE, New York, 1993.

- IEEE: Proc. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Seattle, WA), IEEE, New York, 1994.
- IEEE: Proc. International Symposium Antennas and Propagation AP-S (Newport Beach, CA), IEEE, New York, 1995.
- IEEE: Test Procedures for Antennas (Std 149-1979). IEEE, New York, 1979.
- IEZ: Seminare über Antennentechnik. Internationales Elektronik Zentrum, München, 1973.
- IRE: Convention Record, Part 2: Antennas and Communications. IRE, New York, 1953.
- IRE: Convention Record, Part I: Antennas and Propagation. IRE, New York, 1954, 1955.
- IRE: Convention Record, Part I: Telemetry, Antennas and Propagation. IRE, New York, 1956.
- IRE: Convention Record, Part I: Antennas, Propagation & Microwaves. IRE, New York, 1957.
- IRE: Convention Record, Part I: Antennas and Propagation. IRE, New York, 1958, 1959, 1960, 1961, 1962.
- IRE WESCON: Convention Record, Part I: Antennas and Propagation. IRE, New York, 1957, 1958, 1959.
- IRE WESCON: Convention Record, Part I: Antennas, Microwaves. IRE, New York, 1960, 1962.
- ISAE: International Symposium on Antennas and EM Theory – ISAE'93 (Nanking, China), 1993.
- ISAP: International Symposium on Antennas and Propagation – ISAP'92 (Sapporo, Japan), IEICE, Tokyo, 1992.
- ITG: Antennen (Fachberichte 99). VDE, Berlin, 1987.
- ITG: Antennen (Fachbericht 111). VDE, Berlin, 1990.
- ITG: Antennen (Fachbericht 128). VDE, Berlin, 1994.
- ITG: Die Antenne, ein systembestimmendes Element (Diskussionssitzung Lindau), 1988.
- ITG: Mehrelementeantennen. Diskussions-sitzung Bad Dürkheim), 1992.
- ITG: Mehrfachausnutzung von Antennen (Diskussionssitzung Meersburg), 1984.
- MEPL: Phased Array Radars (Pell, C. (Ed.)), MEPL, London, 1988.
- NBS: Methods for accurate measurement of antenna gain (Cottony, H. V.). Report 5539. NBS, Boulder CO, 1957.
- NBS: Near-field antenna measurements on a cylinder surface (Yaghjan, A. D.). Technical Note 696. NBS, Boulder CO, 1977.
- NBS: Yagi Antenna Design (Viezbicke, P. P.). Technical Note TN-688. NBS, Boulder CO, 1976.
- NBS: Plane wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions (Kerns, D.M.). Monograph 162, NBS, Boulder CO, 1981.
- NTF: Mikrowellentechnik und Antennen (Band 23). Vieweg, Braunschweig, 1961.
- NTG: Antennen (Fachberichte 45). VDE, Berlin, 1972.
- NTG: Antennen (Fachberichte 57). VDE, Berlin, 1977.
- NTG: Antennen' 82 (Fachberichte 78). VDE, Berlin, 1982.
- NTG: Antennen und elektromagnetische Felder. VDE-Bezirks verein, Frankfurt, 1967.
- NTG: Neuere Antennenmeßverfahren und ihre Probleme (Diskussionssitzung Baden-Baden), 1979.
- TH: Antennas integrated with transistors and varactor diodes (Meinke H. H., Flachenecker G., Landstorfer F., Lindenmeier H.). Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Hochschule München, München, 1968.
- TH: Research on Antennas (Meinke H. H.). Final Report Contract AF 61 (052)–506. Inst. f. HF-Technik TH Mchn., München, 1966.
- TH: Transistorized Receiving Antennas (Meinke H. H.). Inst. f. HF-Technik TH München, München, 1967.
- TH: Receiving antennas integrated with transistors (Meinke H. H., Flachenecker G., Landstorfer F., Lindenmeier H.). Inst. f. HF-Technik TH München, München, 1969.
- TM: Antennas and Antenna Systems (Technical Manual). War Department, Washington DC, 1943.
- TM: Antennas and Radio Propagation (Technical Manual TM 11-666). Department of the Army, Washington DC, 1953.
- TU: Aktive Empfangsantennen (Meinke, H.; Lindenmeier, H.). Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität, München, 1977.
- TU: Research on Antennas (Meinke H. H., Flachenecker G., Landstorfer F., Lindenmeier H.). Inst. f. HF-Technik, München, 1970.
- TU: Wellenablösung von einer Antenne (Meinke H. H., Landstorfer F., Liska H., Mönich G.). Inst. f. HF-Technik, München, 1972.
- VDE: Erläuterungen zu den Bestimmungen für Antennenanlagen DIN VDE 0855 mit Berechnungsbeispielen (VDE-Schriftenreihe H. 6). (Loidiller M., Strauss O., Thurl W.) VDE, Berlin, 1985.
- WESCON: Technical Papers, Part I: Antennas, Microwaves. WESCON, Los Angeles CA, 1962.

WESCON: Technical Papers, Part I: Antennas.

WESCON, Los Angeles CA, 1963.

WESCON: Technical Papers, Part I: Antennas & Microwaves. WESCON, Los Angeles CA, 1964.

WESCON: Technical Papers, Part I: Antennas, Microwaves, Communication. WESCON, Los Angeles CA, 1966.

ZWB: Ausgewählte Fragen über Theorie und Technik von Antennen (Hrsg. Brandt, L.), Zentrale für wissenschaftliches Berichtswesen der Luftfahrtforschung, 1943.

Behelfsmäßige Mast- und Antennen-Bauten der Funkertruppe. Siwinna, Kattowitz, 1917.

Merkblatt über Aufbau und Ausführung von Antennen. D 1034/1, 1942.

#### 40.4. Специализированные технические журналы

ABU Technical Review (6 выпусков в год), Asia-Pacific Broadcasting Union (ABU), Kuala Lumpur, Malaysia.

AEU (Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik, 6 выпусков в год), Hirzel Verlag, Stuttgart (1947).

AMSAT-DL Journal, Offizielles Organ der AMSAT-DL e.V. (ежеквартально), AMSAT-DL e.V., Marburg (1974)

antenneX, The Magazine About Antennas (12–6 выпусков в год), Franklin-Belle Publisher, Corpus Christi, TX, USA (September 1988 – November 1989).

beam, Zeitschrift für Amateurfunk, HF-Technik, Elektronik (12 Hefte jährlich), beam-Verlag, Marburg (1982).

Cable and Satellite Europe (12 выпусков в год), Cable and Satellite Magazines, London.

Communications International (12 выпусков в год). International Thomson Publishing Ltd., Warley, West Midlands, UK (1974).

COMMUNICATIONS QUARTERLY, Journal of Communications Technology (ежеквартально), CQ Communications Inc., Hicksville, NY, USA.

CQ, The Radio Amateur's Journal (12 выпусков в год), CQ Communications Inc., Hicksville, NY, USA (1946).

Der Fernmelde Ingenieur, Zeitschrift für Ausbildung und Fortbildung (6–8 выпусков в год), Verlag für Wissenschaft und Leben, Erlangen.

D-i-Y RADIO, An Introduction to Amateur Radio (6 выпусков в год), RSGB, Potters Bar, Herts, UK (1991).

DUBUS-Informationen (ежеквартально), DUBUS Verlagsgesellschaft, Hamburg (1972).

Electronics (12 выпусков за год), Penton Publishing Inc., Cleveland, OH, USA.

Electronics & Communication Engineering Journal (6 выпусков в год), Institution of Electrical Engineers (IEE), London, UK (1989).

Electronics Letters (25 выпусков за год), Institution of Electrical Engineers (IEE), Stevenage, Herts, UK (1965).

Electronics World + Wireless World (12 выпусков в год), Quadrant House, Sutton, Surrey, UK.

Elektor, Elektronik-Zeitschrift (12 выпусков в год), Elektor-Verlag, Aachen (1970).

ELV Journal, Fachmagazin für angewandte Elektronik (6 выпусков в год), Elektronik-Literatur-Verlag GmbH, Leer.

EMC Journal, Fachzeitschrift für EMV (ежеквартально), KM Verlag & Kongress, München (1990)

EMC Test & Design (12 выпусков в год), Argus Business, Atlanta, GA, USA (1990).

fernmelde-praxis, Zeitschrift für Technik und Betrieb des Nachrichtenwesens (24 выпуска за год), Fachverlag Schiele & Schon GmbH, Berlin (1924–1989).

FREQUENZ, Zeitschrift für Telekommunikation (6 выпусков в год), Fachverlag Schiele & Schon GmbH, Berlin (1947).

FTZ (Fernmeldetechnische Zeitschrift, 12 выпусков в год), VDE Verlag GmbH, Berlin (1948–1954).

flink. Internationales Magazin der Funktechnik (12 выпусков в год), Verlag für Technik & Handwerk GmbH, Baden-Baden (1977).

FUNKAMATEUR, Magazin für Funk, Elektronik, Computer (12 выпусков в год), Theuberger Verlag GmbH, Berlin (1952).

Funk und Ton, HF-Technik und Elektroakustik (12 выпусков в год), Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin (1947–1954).

Funkschau, Magazin für Telekommunikation und Unterhaltungselektronik (26 выпусков в год), Franzis Verlag GmbH, München.

Funkspiegel, Zeitschrift für die Funkdienste (ежеквартально), Thiele-Versand, Wuppertal (1981).

FUNK-TELEGRAMM (12 выпусков в год), Verlag Rojahn + Kraft, Hamburg (1989).

Funk Technik, Fachzeitschrift für Funk-Elektroniker und Radio-Fernseh-Techniker (12 выпусков в год), Dr. A. Huthig Verlag GmbH, Heidelberg (1986).



Harn Radio Magazine (12 выпусков в год), Communications Technology Inc., Greenville NH, USA (Marz 1968–Juni 1990).

HF-Praxis, Zeitschrift für Funktechnik und Kommunikation (12 выпусков в год), beam-Verlag, Marburg (1986).

HF-Report, Hochfrequenztechnik Optoelektronik EMV Mikrowellentechnik Kommunikationstechnik (ежеквартально), Baitz Verlag und Werbung GmbH, München (1987).

Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie (6 выпусков в год), Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig (1907–1944).

IEE Proceedings Part H MICROWAVES, ANTENNAS AND PROPAGATION (6 выпусков в год), Institution of Electrical Engineers (IEE), Stevenage, Herts, UK.

IEEE Antennas and Propagation Magazine (6 выпусков в год), Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. (IEEE), New York, NY, USA ([1959]1990).

IEEE Antennas and Propagation (Society) Newsletter (6 выпусков в год), Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. (IEEE), New York, NY, USA (1959–1989).

IEEE Transactions on AEROSPACE AND ELECTRONIC Systems (AES, 6 выпусков в год), IEEE, New York, NY, USA (1965).

IEEE Transactions on ANTENNAS AND PROPAGATION (AP, 12 выпусков в год), IEEE, New York, NY, USA (1953).

IEEE Transactions on BROADCASTING (BC, ежеквартально), IEEE, New York, NY, USA (1955).

IEEE Transactions on COMMUNICATION SYSTEMS (CS, ежеквартально), IEEE, New York, NY, USA (1953–1964).

IEEE Transactions on COMMUNICATION TECHNOLOGY (COM, ежеквартально), IEEE, New York, NY, USA (1964).

IEEE Transactions on ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC, ежеквартально), IEEE, New York, NY, USA (1959).

IEEE Transactions on MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES (MTT, 12 выпусков в год), IEEE, New York, NY, USA (1953).

infosat, Europas Nr. 1 zum Thema SAT-Empfang (12 выпусков в год), Infosat Verlag u. Werbe GmbH, Daun (1987).

Internationale Elektronische Rundschau, Hochfrequenztechnik Fernsehen Elektroakustik (12 выпусков в год), R. v. Decker's Verlag, Heidelberg (1946–1975).

Kurier, Fachzeitschrift für internationalen Rundfunkempfang (21 Hefte jährlich), ADDX e.V., Düsseldorf.

Microwave Engineering Europe (8 выпусков в год), Morgan-Grampian Ltd., London, UK.

Microwave Journal (12 выпусков в год), Horizon House Publications Inc., Norwood, MA, USA (1958).

Microwaves & RF, for designs at higher frequencies (13 выпусков в год), Penton Publishing Inc., Cleveland, OH, USA (1962).

MIKROWELLEN & HF MAGAZIN TELECOMMUNICATIONS (6–8 выпусков в год), Sprechsaal Publishing Group, Coburg (1975).

MSN & CT, Microwave Systems News & Communications Technology (12 выпусков в год), EW Communications Inc., Palo Alto, CA, USA (1971).

MOBILE europe, European Mobile Communications Magazine (12 выпусков в год), Nexus Business Communications Ltd. Swanley, Kent, UK.

NCJ, National Contest Journal (6 выпусков в год), ARRL, Newington, CT, USA (1973).

ne Nachrichtentechnik Elektronik, Europäische Zeitschrift für Telekommunikation und Informationstechnik (6 выпусков в год), Verlag Technik GmbH, Berlin.

net, Erfolgreiches Kommunikationsmanagement (10 выпусков в год), R. v. Decker's Verlag, Heidelberg (1947).

ntz (Nachrichtentechnische Zeitschrift), Fachmagazin für Telekommunikation und Informationstechnik (12 выпусков в год), vde-verlag gmbh, Berlin (1948).

ntz Archiv, Wissenschaftl. Zeitschrift für Informationstechnik, vde-verlag gmbh, Berlin (1948–1990). Practical Wireless, UK Magazine for Amateur Radio Enthusiasts (12 выпусков в год), PW Publishing Ltd. Broadstone, Dorset, UK (1925).

Proceedings of the IEEE (12 выпусков в год), Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. (IEEE), New York, NY, USA ([1913]1963).

Proceedings of the IRE (12 выпусков в год), Institute of Radio Engineers, New York, NY, USA (1913–1962).

QEX, The ARRL Experimenter's Exchange (12 выпусков в год), ARRL, Newington CT, USA.

QRV, Amateur-Radio (12 выпусков в год), Komer GmbH, Geriingen, (1972–1980).

RADIO FERNSEHEN ELEKTRONIK, Die Zeitschrift der Unterhaltungselektronik (12 выпусков в год), Verlag Technik GmbH, Berlin.

RADIO Horen, Hobby-Magazin für welt-weiten Rundfunk-empfang (6 выпусков в год), Verlag für Technik und Handwerk, Baden-Baden.

RADIO SCIENCE (6 выпусков в год), American Geophysical Union, Washington, DC, USA (1966).

RadioWelt, Fachzeitschrift für internationale Kommunikation (12 выпусков в год), beam-Verlag, Marburg (1984).

RF design, engineering principles and practices, (13 выпусков в год), Argus Business, Atlanta, GA, USA (1978).

RTM, Rundfunktechnische Mitteilungen, Fachzeitschrift für Hörfunk- und Fernsehtechnik (6 выпусков в год), Institut für Rundfunktechnik GmbH (IRT), München (1957).

Technische Mitteilungen des RFZ (4 Hefte jährlich), Deutsche Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt (RFZ), Berlin (1957–1990).

TELECOMMUNICATION JOURNAL (12 выпусков в год), International Telecommunication Union (ITU), Geneva, Switzerland (1934).

TELECOMMUNICATIONS, Mikrowellen HF-Magazin (6 выпусков в год), Sprechsaal Publishing Group, Coburg, (1975).

telekom praxis, Zeitschrift für Technik und Betrieb des Nachrichtenwesens (12 выпусков в год), Fachverlag Schiele & Schon GmbH, Berlin.

TELE-satellit, Fachzeitschrift für Satellitenkommunikation (12 выпусков в год), TELE-audiovision Medien GmbH, München, (1981).

The DX Magazine, Magazine for DXers (6 выпусков в год), The DX Bulletin, Fulton, CA, USA (1989)

TV-AMATEUR, Zeitschrift der Arbeitsgemeinschaft Amateurfunkferksehnen (ежеквартально), AGAF, Sehweite.

UKW-Berichte, Zeitschrift für Nachrichten- und Hochfrequenz-Technik, HF-, VHF-, UHF-, SHF-Funk (ежеквартально), Terry Bittan oHG, Baiersdorf (1961).

VHF communications, Publication for the Radio-Amateur Especially covering VHF, UHF and Microwaves (ежеквартально), Terry Bittan oHG, Baiersdorf (1969).

weltweit horen, Fachzeitschrift für Rundfunk-Femempfang (12 выпусков в год), AGDX e.V., Erlangen.

WIRELESS ENGINEER (12 выпусков в год), UK (1924–1956).

Wireless World, Electronics Radio Television (12 выпусков в год), Iliffs & Sons Ltd., London, UK (1911).

73 Amateur Radio Today (12 выпусков в год), Wayne Green Inc., Peterborough, NH, USA.

## 40.5. Журналы для радиолюбителей

Amaterske Radio, CRK (Cesky Radio Klub), Praha (Чехия)

Amateur Radio, Wireless Institute of Australia, Toorak (Австралия)

Amator Radio, NRRL (Norsk Radio Relae Liga), Oslo (Норвегия)

Break-in, NZART (New Zealand Amateur Radio Transmitters), Upper Hutt (Новая Зеландия)

Bulletin du RL, RL (Reseau Luxembourg-geois des Amateurs), Dudelange (Люксембург)

CQ DL, DARC (Deutscher Amateur-Radio-Club e.V.), Baunatal (Германия)

CQ-QSO, UBA (Union Beige Des Amateurs Emetteurs), Weezembeek (Бельгия)

cq VFDB, VFDB (Verband der Funkamateure der Deutschen Bundespost e.V.), Geilenkirchen (Германия)

CQ-ZRS, ZRS (Zveza Radioamaterjev Slove-nije), Ljubljana (Словения)

DL-QTC, DARC (Deutscher Amateur-Radio-Club e.V.), Kiel (Германия), 1971

Electron, VERON (Vereniging Voor Experimen-teel Radio Onderzoek in Nederland), Amtiem (Нидерланды)

Funkamateure, GST (Gesellschaft für Sport und Technik), Berlin (ГДР), 1990.

IRTS Newsletter, IRTS (Irish Radio Transmitters Society), Dublin (Ирландия)

KW-Journal, URR (Union of Radioamateurs of Russia), Moskva (Россия) (KB журнал, Москва)

LZ 73, BFRA (Bulgarian Foderation of Radio Amateurs), Stara Zagora (Болгария)

Monitor, PZK (Polskiego Związku Krotko-falowcow), Warszawa (Польша)

OEM, OVSV (Österreichischer Versuchs-senderverband), Wien (Австрия), 1973.

Old Man, USKA (Union der Schweizere Kurzwellen-Amateure), Rumisberg (Швейцария)

OZ, EDR (Eksperimenterende Danske Radioamatorer), Odense (Дания)

QSP, OVSV (Österreichischer Versuchs-senderverband), Wien (Австрия)

QST, ARRL (American Radio Relay League), Newington (США)

QST Canada, CRRL (Canadian Radio Relay League), Montreal (Канада)

QTC, SSA (Foreningen Sveriges Sandareamatörer), Farsta (Швеция)

Radio, REF (Reseau des Emetteurs Francais), Paris (Франция)

Radio, RSF (Radio Sport Federation of the USSR), Moskva (СССР), 1990.

Radio Amater, SRJ (Savez Radioamatera Jugoslavije), Beograd (Югославия)

Radio Amator, UARL (Ukrainian Amateur Radio League), Kiev (Украина)

Radio-Amatoori, SRAL (Suomen Radioamatoori-liittory), Helsinki (Финляндия)

Radio Communication, RSGB (Radio Society of Great Britain). Potters Bar (Великобритания)

Radio HRS, HRS (Hrvatski Radioamaterski Savez), Zagreb (Хорватия)

Radioljubitel, Minsk (Белоруссия)

Radio Rivista, ARI (Associazione Radio-

amatori Italiani), Milano (Италия)

Radio zurnal (SARA) (Slovakian Amateur Radio Association), Bratislava (Словакия)

RADIO ZS, SARL (South African Radio League), Houghton (Южная Африка)

Radiotechnika, MRASZ (Magyar Radioamator Szovetseg), Budapest (Венгрия)

RSGB Bulletin, RSGB (Radio Society of Great Britain), London (Великобритания), 1967.

URE, URE (Union de Radioaficionados Españoles), Madrid (Испания).

# 41. Приложения

## 41.1. Частотные диапазоны

Для любительской радиосвязи в регионе I (Европа, Африка, Ближний Восток и Россия) отведены диапазоны частот, указанные в табл. 41.1. Любительская радиосвязь может иметь следующий статус: «первичный» – первичная радиослужба по рангу выше вторичной; «первичный выделенный» – первичная служба радиосвязи в диапазоне, выделенном для любителей; «вторичный» – вторичная служба радиосвязи по рангу ниже первичной, но равноценна остальным вторичным службам.

Радиовещательные диапазоны на коротких волнах в регионе I охватывают частотные полосы, указанные в табл. 41.2.

Различным службам для производственных, научных и медицинских нужд (ISM) в соответствии с международными нормами выделены частотные полосы, приведенные в табл. 41.3.

В табл. 41.4 перечислены 40 частотных каналов, предназначенных для гражданской связи Си-Би.

Диапазоны радио- и телевидения в регионе I (Европа, Африка, Ближний Восток и Россия) даны в табл. 41.5.

Таблица 41.1. Диапазоны любительской радиосвязи

Частота	Диапазон	Статус любительской радиосвязи
1810–2000 кГц	160 м	Вторичный
3500–3800 кГц	80 м	Первичный
7000–7100 кГц	40 м	Первичный выделенный
10100–10150 кГц	30 м	Вторичный
14000–14350 кГц	20 м	Первичный выделенный
18068–18168 кГц	17 м	Первичный
21000–21450 кГц	15 м	Первичный выделенный
24890–24990 кГц	12 м	Первичный
28000–29700 кГц	10 м	Первичный выделенный
50–52 МГц	6 м	Вторичный
144–146 МГц	2 м	Первичный выделенный
430–440 МГц	70 см	Первичный
1,24–1,30 ГГц	23 см	Вторичный
2,32–2,45 ГГц	13 см	Вторичный
3,40–3,475 ГГц	9 см	Вторичный
5,65–5,85 ГГц	6 см	Вторичный
10,00–10,50 ГГц	3 см	Вторичный
24,00–24,05 ГГц	12 мм	Первичный
47,00–47,20 ГГц	6 мм	Первичный выделенный
75,50–76,00 ГГц	4 мм	Первичный выделенный
119,98–120,02 ГГц	2,5 мм	Вторичный
142,00–144,00 ГГц	2 мм	Вторичный
248,00–250,00 ГГц	1,2 мм	Первичный выделенный

**Таблица 41.2. Частотные диапазоны радиовещания на коротких волнах**

Частота, кГц	Диапазон, м	Примечание
2300–2495	120	Тропический
3200–3400	90	Тропический
3950–4000	75	
4750–5060	60	Тропический
5950–6200	49	
7100–7300	41	
9500–9900	31	
11650–12050	25	
13600–13800	22	
15100–15600	19	
17550–17900	16	
21450–21850	13	
25600–26100	11	

В табл. 41.6 перечислены частотные каналы и их основные параметры, используемые в европейских странах: Германии, Дании, Греции, Нидерландах, Норвегии, Австрии, Португалии, Швеции, Швейцарии, Испании, Югославии, Турции и Кипре. Для них предусмотрен стандарт В для диапазонов метровых волн и стандарт G для дециметровых. В области 790–862 МГц наряду с телевидением (каналы 60–69) работают и другие радиослужбы.

Стандартные обозначения частот приведены на рис. 41.1.

## 41.2. Длины антенн

При конструировании антенн часто приходится заниматься вычислениями длины элементов, расстояний между ними и других размеров в зависимости от длины волны сигнала. Вэтом может помочь табл. 41.7, где приводятся значения длины элементов, кратных половине длины волны для всех любительских диапазонов, которые рассчитаны по формуле (11.1).

## 41.3. Коаксиальные кабели

В табл. 41.8 перечисляются основные технические характеристики наиболее употребительных коаксиальных кабелей производства США.

**Таблица 41.3. ISM-частоты**

Средняя частота	Границы полос
6780 кГц	6765–6795 кГц
13560 кГц	13553–13567 кГц
27120 кГц	26957–27283 кГц
40,680 МГц	40,66–40,70 МГц
433,920 МГц	433,05–434,79 МГц
2450 МГц	2400–2500 МГц
5,800 ГГц	5,725–5,875 ГГц
24,125 ГГц	24,000–24,250 ГГц
61,250 ГГц	61,000–61,500 ГГц
122,500 ГГц	122,000–123,000 ГГц
245,000 ГГц	244,000–246,000 ГГц

При повторении опубликованных конструкций антенн радиолюбитель иногда сталкивается с необходимостью использовать не тот коаксиальный кабель, который рекомендован. Найти замену поможет табл. 41.9, в которой даны рекомендации стандарта MIL-C-17 согласно нормам.

В табл. 41.10 приведены основные технические параметры новых марок коаксиальных кабелей по данным изготовителей.

Значения переходного импеданса и затухания некоторых марок коаксиального кабеля в зависимости от частоты представлены на рис. 41.2.

## 41.4. Единицы измерений

Основные и дополнительные единицы измерений в международной системе единиц СИ приведены в табл. 41.11.

Специальные названия и обозначения производных единиц системы СИ указаны в табл. 41.12.

Для употребления более крупных или более мелких единиц измерения используются кратные или дольные приставки к основным единицам (см. табл. 41.13).

Названия и обозначения десятичных кратных и дольных единиц массы образуются путем добавления соответствующей приставки перед словом «грамм» и ее обозначения перед обозначением единицы массы «г». Приставки, указанные в табл. 41.13, применимы только к десятичному углу, а символы приставок – только к обозначению гон.

Таблица 41.4. Частоты Си-Би связи

Номер канала	Частота, кГц	Кодовый номер DBP			
		KF...	KFFM...	KAM...	KFFM40...
		PR27...	PR27D-FM...	K/m...	CEPT-PR27D...
				K/p...	
1	26965	Амплитудная или частотная модуляция	Частотная модуляция		Частотная модуляция
2	26975				
3	26985				
4	27005			Дополнительная частотная модуляция	
5	27015				
6	27025				
7	27035				
8	27055				
9	27065				
10	27075				
11	27085				
12	27105				
13	27115				
14	27125				
15	27135				
16	27155	Частотная модуляция			
17	27165				
18	27175				
19	27185				
20	27205				
21	27215				
22	27225				
23	27255				
24	27235				
2S	27245				
26	27265				
27	27275				
28	27285				
29	27295				
30	27305				
31	27315				
32	27325				
33	27335				
34	27345				
35	27355				
36	27365				
37	27375				
38	27385				
39	27395				
40	27405				

Таблица 41.5. Вещательные диапазоны

Частота	Тип вещания	Обозначение	Диапазон
148,5–283,5 кГц	Вещание (АМ)	Длинные волны (ДВ)	
526,5–1606,5 кГц	Вещание (АМ)	Средние волны (СВ)	
2300–26100 кГц	Вещание (АМ)	Короткие волны (КВ)	
47–68 МГц	Телевидение		I
87,5–108 МГц	Вещание (ЧМ)	Ультракороткие волны (УКВ)	II
174–230 МГц	Телевидение		III
470–606 МГц	Телевидение		IV
606–862 (960) МГц	Телевидение		V
2525–2655 МГц		Вещательные спутники	
10,95–11,7 ГГц		Вещательные спутники	
11,7–12,5 ГГц		Вещательные спутники	
12,5–12,75 ГГц		Вещательные спутники	

Таблица 41.6. Телевизионные диапазоны европейских стран

	Границы канала, МГц	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звукового сопровождения, МГц	Средняя длина волны, см
Диапазон I				
Канал E-5	47–54	48,25	53,75	600
Канал E-2A	48,5–55,5	49,25	55,75	580
Канал E-3	54–61	55,25	60,75	520
Канал E-4	61–68	62,25	67,75	465
Диапазон III				
Канал E-5	174–181	175,25	180,75	169
Канал E-6	181–188	182,25	187,75	163
Канал E-7	188–195	189,25	194,75	157
Канал E-8	195–202	196,25	201,75	151
Канал E-9	202–209	203,25	208,75	146
Канал E-10	209–216	210,25	215,75	141
Канал E-11	216–223	217,25	222,75	137
Канал E-12	223–230	224,25	229,75	133
Диапазон IV				
Канал 21	470–478	471,25	476,75	63,00
Канал 22	478–486	479,25	484,75	62,50
Канал 23	486–494	487,25	492,75	61,00
Канал 24	494–502	495,25	500,75	60,00
Канал 25	502–510	503,25	508,75	59,00
Канал 26	510–518	511,25	516,75	58,00
Канал 27	518–526	519,25	524,75	57,50
Канал 28	526–534	527,25	532,75	56,50
Канал 29	534–542	535,25	540,75	55,50
Канал 30	542–550	543,25	548,75	55,00
Канал 31	550–558	551,25	556,75	54,00

Таблица 41.6. Телевизионные диапазоны европейских стран (окончание)

	Границы канала, МГц	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звукового сопровождения, МГц	Средняя длина волны, см
Диапазон IV				
Канал 32	558–566	559,25	564,75	53,00
Канал 33	566–574	567,25	572,75	52,50
Канал 34	574–582	575,25	580,75	51,50
Канал 35	582–590	583,25	588,75	51,00
Канал 36	590–598	591,25	596,75	50,50
Канал 37	598–606	599,25	604,75	50,00
Диапазон V				
Канал 38	606–614	607,25	612,75	49,00
Канал 39	614–622	615,25	620,75	48,50
Канал 40	622–630	623,25	628,75	48,00
Канал 41	630–638	631,25	636,75	47,00
Канал 42	638–646	639,25	644,75	46,50
Канал 43	646–654	647,25	652,75	46,00
Канал 44	654–662	655,25	660,75	45,50
Канал 45	662–670	663,25	668,75	45,00
Канал 46	670–678	671,25	676,75	44,50
Канал 47	678–686	679,25	684,75	44,00
Канал 48	686–694	687,25	692,75	43,50
Канал 49	694–702	695,25	700,75	43,00
Канал 50	702–710	703,25	708,75	42,50
Канал 51	710–718	711,25	716,75	42,00
Канал 52	718–726	719,25	724,75	41,50
Канал 53	726–734	727,25	732,75	41,00
Канал 54	734–742	735,25	740,75	40,50
Канал 55	742–750	743,25	748,75	40,30
Канал 56	750–758	751,25	756,75	39,80
Канал 57	758–766	759,25	764,75	39,30
Канал 58	766–774	767,25	772,75	38,90
Канал 59	774–782	775,25	780,75	38,50
Канал 60	782–790	783,25	788,75	38,20
Канал 61	790–798	791,25	796,75	37,90
Канал 62	798–806	799,25	804,75	37,50
Канал 63	806–814	807,25	812,75	37,10
Канал 64	814–822	815,25	820,75	36,80
Канал 65	822–830	823,25	828,75	36,40
Канал 66	830–838	831,25	836,75	36,10
Канал 67	838–846	839,25	844,75	35,70
Канал 68	846–854	847,25	852,75	35,40
Канал 69	854–862	855,25	860,75	35,00



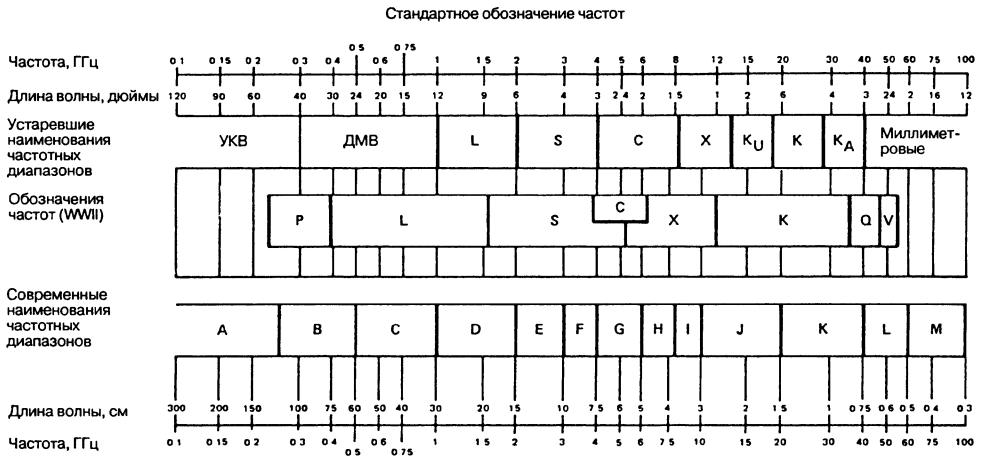


Рис. 41.1. Стандартные обозначения частот

Таблица 41.7. Длина элементов антенн для любительских диапазонов, кратная половине длины волны

Диапазон 160 м							
f, МГц	1,81	1,83	1,85	1,87	1,89		
0,5 λ	78,73 м	77,87 м	77,03 м	76,20 м	75,40 м		
1,0 λ	161,60 м	159,84 м	158,11 м	156,42 м	154,76 м		
1,5 λ	244,48 м	241,80 м	239,19 м	236,63 м	234,13 м		
Диапазон 80 м				Диапазон 40 м			
f, МГц	3,50	3,60	3,80	f, МГц	7,00	7,05	7,10
0,5 λ	40,71 м	39,58 м	37,50 м	0,5 λ	20,36 м	20,21 м	20,07 м
1,0 λ	83,57 м	81,25 м	76,97 м	1,0 λ	41,78 м	41,49 м	41,19 м
1,5 λ	126,43 м	122,92 м	116,45 м	1,5 λ	63,21 м	62,77 м	62,32 м
2,0 λ	169,28 м	164,58 м	155,92 м	2,0 λ	84,64 м	84,04 м	83,45 м
2,5 λ	212,14 м	206,25 м	195,39 м	2,5 λ	106,07 м	105,32 м	104,58 м
3,0 λ	255,00 м	247,92 м	234,92 м	3,0 λ	127,50 м	126,60 м	125,70 м
Диапазон 30 м				Диапазон 20 м			
f, МГц	10,10	10,15		f, МГц	14,00	14,25	14,35
0,5 λ	14,11 м	14,04 м		0,5 λ	10,18 м	10,00 м	9,93 м
1,0 λ	28,96 м	28,82 м		1,0 λ	20,88 м	20,51 м	20,38 м
1,5 λ	43,80 м	43,60 м		1,5 λ	31,60 м	31,05 м	30,84 м
2,0 λ	58,66 м	58,37 м		2,0 λ	42,32 м	41,58 м	41,29 м
2,5 λ	73,51 м	73,15 м		2,5 λ	53,03 м	52,10 м	51,74 м
3,0 λ	88,37 м	87,93 м		3,0 λ	63,04 м	62,63 м	62,20 м
3,5 λ	103,22 м	102,71 м		3,5 λ	74,46 м	73,15 м	72,65 м
4,0 λ	118,11 м	117,50 м		4,0 λ	85,18 м	83,70 м	83,10 м
4,5 λ	132,92 м	132,27 м		4,5 λ	95,90 м	94,20 м	93,55 м
5,0 λ	147,78 м	147,04 м		5,0 λ	106,60 м	104,73 м	104,00 м

Таблица 41.7. Длина элементов антенн для любительских диапазонов, кратная половине длины волны (окончание)

Диапазон 17 м			Диапазон 15 м			
f, МГц	18,068	18,168	f, МГц	21,00	21,25	21,45
0,5 λ	7,89 м	7,84 м	0,5 λ	6,78 м	6,71 м	6,64 м
1,0 λ	16,19 м	16,10 м	1,0 λ	13,93 м	13,76 м	13,64 м
1,5 λ	24,50 м	24,36 м	1,5 λ	21,07 м	20,82 м	20,63 м
2,0 λ	32,80 м	32,61 м	2,0 λ	28,21 м	27,88 м	27,62 м
2,5 λ	41,09 м	40,87 м	2,5 λ	35,36 м	34,94 м	34,61 м
3,0 λ	49,40 м	49,12 м	3,0 λ	42,50 м	42,00 м	41,61 м
3,5 λ	57,70 м	57,38 м	3,5 λ	49,64 м	49,06 м	48,60 м
4,0 λ	66,00 м	65,64 м	4,0 λ	56,79 м	56,12 м	55,60 м
4,5 λ	74,30 м	73,90 м	4,5 λ	63,92 м	63,18 м	62,59 м
5,0 λ	82,60 м	82,15 м	5,0 λ	71,07 м	70,24 м	69,58 м
Диапазон 12 м			Диапазон 10 м			
f, МГц	24,89	24,99	f, МГц	28,00	29,00	29,70
0,5 λ	5,73 м	5,70 м	0,5 λ	5,08 м	4,91 м	4,80 м
1,0 λ	11,75 м	11,70 м	1,0 λ	10,45 м	10,08 м	9,85 м
1,5 λ	17,78 м	17,71 м	1,5 λ	15,80 м	15,26 м	14,90 м
2,0 λ	23,80 м	23,71 м	2,0 λ	21,16 м	20,43 м	19,95 м
2,5 λ	29,83 м	29,71 м	2,5 λ	26,52 м	25,60 м	25,00 м
3,0 λ	35,86 м	35,71 м	3,0 λ	31,86 м	30,78 м	30,05 м
3,5 λ	41,88 м	41,72 м	3,5 λ	37,23 м	35,95 м	35,10 м
4,0 λ	47,90 м	47,72 м	4,0 λ	42,59 м	41,12 м	40,15 м
4,5 λ	53,94 м	53,72 м	4,5 λ	47,95 м	46,29 м	45,20 м
5,0 λ	59,96 м	59,72 м	5,0 λ	53,30 м	51,46 м	50,25 м

Таблица 41.8. Стандартные типы коаксиальных кабелей США

Маркировка	Волновое сопротивление, Ом	Внутренняя жила, мм	Диаметр центральной жилы, мм	Внешний диаметр кабеля, мм	Изоляция	Коэффициент укорочения	Погонная емкость, пФ/м	Погонное затухание дБ/100 м на частотах, МГц				
								10	30	100	200	500
RG 6 A/U	75 ± 3	1×0,73	0,73	8,4	PE	0,66	68	2,9	4,9	9,8	14,8	23,0
RG 11 A/U	75 ± 3	7×0,4	1,2	10,3	PE	0,66	68	2,2	4,0	7,5	11,0	19,0
RG 12 A/U	75 ± 3	7×0,4	1,2	12,5	PE	0,66	68	2,2	4,0	7,5	11,0	19,0
RG 22 B/U	95 ± 5	7×0,4	1,2	10,7	PE	0,66	52	3,5	6,0	12,0	16,5	28,0
RG 34 B/U	75 ± 3	7×0,64	1,9	16	PE	0,66	68	1,5	2,7	5,2	7,8	13,5
RG 58 C/U	50 ± 2	19×0,18	0,9	4,95	PE	0,66	102	5,0	9,0	17,0	24,0	39,0
RG 59 B/U	75 ± 3	1×0,6	0,6	6,15	PE	0,66	68	3,6	6,0	11,5	16,5	27,0
RG 62 A/U	93 ± 5	1×0,65	0,65	6,15	PEhohl	0,85	42	3,0	5,0	9,0	13,0	22,0
RG 63 B/U	125 ± 6	1×0,67	0,67	10,3	PEhohl	0,85	32	2,0	3,6	6,2	9,2	14,2
RG 71 B/U	93 ± 5	1×0,65	0,65	6,2	PEhohl	0,85	42	3,0	5,0	9,0	13,0	22,0
RG 142 B/U	50 ± 2	1×0,95	0,95	4,95	PTFE	0,7	95	7,0	9,0	14,0	20,0	35,0
RG164 /U	75 ± 3	1×2,7	2,7	22,1	PE	0,66	68	0,8	1,5	3,0	4,6	8,2
RG 174 A/U	50 ± 2	7×0,16	0,5	2,5	PE	0,66	101	12,0	16,0	29,0	45,0	70,0

Таблица 41.8. Стандартные типы коаксиальных кабелей США (окончание)

Маркировка	Волновое сопротивление, Ом	Внутренняя жила, мм	Диаметр центральной жилы, мм	Внешний диаметр кабеля, мм	Изоляция	Коэффициент укорочения	Погонная емкость, пФ/м	Погонное затухание дБ/100 м на частотах, МГц				
								10	30	100	200	500
RG 178 В/U	50 ± 2	7×0,1	0,3	1,85	PTFE	0,7	95	22,0	27,0	43,0	62,0	102,0
RG 179 В/U	75 ± 3	7×0,1	0,3	2,55	PTFE	0,7	64	14,0	18,0	29,0	41,0	70,0
RG 180 В/U	95 ± 5	7×0,1	0,3	3,7	PTFE	0,7	49	11,0	14,0	23,0	33,0	58,0
RG 187 А/U	75 ± 3	7×0,1	0,3	2,7	PTFE	0,7	64	14,0	18,0	29,0	41,0	70,0
RG 188 А/U	50 ± 2	7×0,17	0,51	2,7	PTFE	–	95	12,0	17,0	28,0	40,0	68,0
RG 195 А/U	95 ± 5	7×0,1	0,3	3,8	PTFE	0,7	49	11,0	14,0	23,0	33,0	58,0
RG 196 А/U	50 ± 2	7×0,1	0,3	1,9	PTFE	0,7	93	22,0	27,0	43,0	62,0	102,0
RG 213 /U	50 ± 2	7×0,76	2,3	10,3	PE	0,66	101	2,0	3,7	7,0	10,2	17,0
RG214 /U	50 ± 2	7×0,76	2,3	10,8	PE	0,66	101	2,0	3,7	7,0	10,2	17,0
RG 215 /U	50 ± 2	7×0,76	2,3	12,5	PE	0,66	101	2,0	3,7	7,0	10,2	17,0
RG 216 /U	75 ± 3	7×0,4	1,2	10,8	PE	0,66	68	2,2	4,0	7,5	11,0	19,0
RG 217 /U	50 ± 2	1×2,7	2,7	13,8	PE	0,66	101	1,4	2,4	4,5	7,1	12,3
RG 218 /U	50 ± 2	1×5,0	5	22,1	PE	0,66	101	0,8	1,5	2,9	4,5	8,1
RG 219 /U	50 ± 2	1×5,0	5	24,3	PE	0,66	101	0,8	1,5	2,9	4,5	8,1
RG220 /U	50 ± 2	1×6,6	6,6	28,4	PE	0,66	101	0,6	1,1	2,3	3,8	7,0
RG 223 /U	50 ± 2	1×0,9	0,9	5,3	PE	0,66	101	4,0	7,0	13,0	20,0	34,0
RG 316 /U	50 ± 2	7×0,17	0,51	2,5	PTFE	–	95	12,8	17,0	28,0	40,0	68,0

PE соответствует полиэтилену, PEhohl – полиэтилену с воздушной полостью, а PTFE – фторопласту.

Таблица 41.9. Рекомендации по замене коаксиальных кабелей

Подлежит замене	Замена	Подлежит замене	Замена	Подлежит замене	Замена
RG5/U...B/U	RG212/U	RG22/U...A/U	RG22B/U	RG108/U	RG108A/U
RG6/U	RG64/U	RG23/U	RG23A/U	RG111/U	RG111A/U
RG8/U...A/U	RG213/U	RG24/U	RG25A/U	RG115/U	RG115A/U
RG9/U...A/U	RG214/U	RG29/U	RG58C/U	RG116/U	RG227/U
RG10/U...A/U	RG215/U	RG34/U...A/U	RG34B/U	RG133/U	RG133A/U
RG11/U	RG11A/U	RG35/U...A/U	RG35B/U	RG142/U...A/U	RG142B/U
RG12/U	RG12A/U	RG58/U...B/U	RG58C/U	RG159/U	RG142B/U
RG13/U...A/U	RG216/U	RG59...A/U	RG59B/U	RG174/U	RG174A/U
RG14/U...A/U	RG217/U	RG62/U...C/U	RG62A/U	RG178/U...A/U	RG178B/U
RG15/U	RG11A/U	RG63/U...A/U	RG63B/U	RG179/U...A/U	RG179B/U
RG17/U...B/U	RG218/U	RG65/U	RG65A/U	RG180/U...A/U	RG180B/U
RG18/U...A/U	RG219/U	RG71/U...A/U	RG71B/U	RG211/U	RG211A/U
RG19/U...A/U	RG220/U	RG74/U...A/U	RG224/U	RG228/U	RG228A/U
RG20/U...A/U	RG221/U	RG79/U...A/U	RG79B/U	RG307/U	RG307A/U
RG21/U...A/U	RG222/U	RG87/U...A/U	RG225/U		

Не подлежат замене и изъяты из стандарта MIL: RG16/U; RG36/U; RG54/U...A/U; RG55/U...B/U; RG57/U...A/U; RG72/U; RG73/U; RG86/U; RG94/U...A/U; RG117/U...A/U; RG118/U...A/U; RG140/U; RG141/U...A/U; RG143/U...A/U; RG147/U; RG148/U; RG149/U; RG150/U; RG181/U; RG187/U...A/U; RG188/U...A/U; RG195/U...A/U; RG196/U...A/U; RG229/U; RG282/U; RG293/U...A/U; RG294/U...A/U; RG295/U; RG324/U; RG325/U; RG326/U; RG366/U; RG388/U; RG389/U.

Таблица 41.10. Новые марки коаксиальных кабелей

	Aircell 7	Aircom Plus	H 100	H 155	H 500	H 2000 Flex
Импеданс 50 Ом; коэффициент укорочения	0,83	0,80	0,84	0,67	0,81	0,83
Погонная емкость, пФ/м	74	84	80	100	82	80
Диэлектрик	ППЭ	Воздушные ячейки	ППЭ	ППЭ	ППЭ	ППЭ
Внутренняя жила	19×0,28	Провод	Провод	19×0,37	Провод	Провод
Диаметр центральной жилы, мм	1,85	2,70	2,50	1,00	2,40	2,60
Внешний проводник (пленка и оплетка); оболочка из черного ПВХ, стойкого к УФ; диаметр оболочки, мм	7,3	10,8	9,8	6,0	9,9	10,3
Радиус изгиба (мин.), мм	25	55	150	35	75	50
Масса, кг/100 м	7,2	15	15,2	5,5	15,3	14
Затухание, дБ/100 м, на частоте						
7 МГц	0,9	0,7	1,1	1,6	1,1	1
28 МГц	3,4	1,6	2,4	4,7	2,7	2
144 МГц	7,9	4,5	5,2	9,3	5,6	4,8
430 МГц	14,2	8,2	9,1	18,4	10,8	8,5
1240 МГц	26,1	15,2	16,2	32	18,1	15,7
Предельная нагрузка, Вт, на частоте						
7 МГц	3000	6000	5500	950	5000	7600
28 МГц	2400	5000	4900	740	4500	3800
144 МГц	770	1200	1100	420	1050	1600
430 МГц	550	890	830	260	820	900
1240 МГц	170	240	220	110	210	500

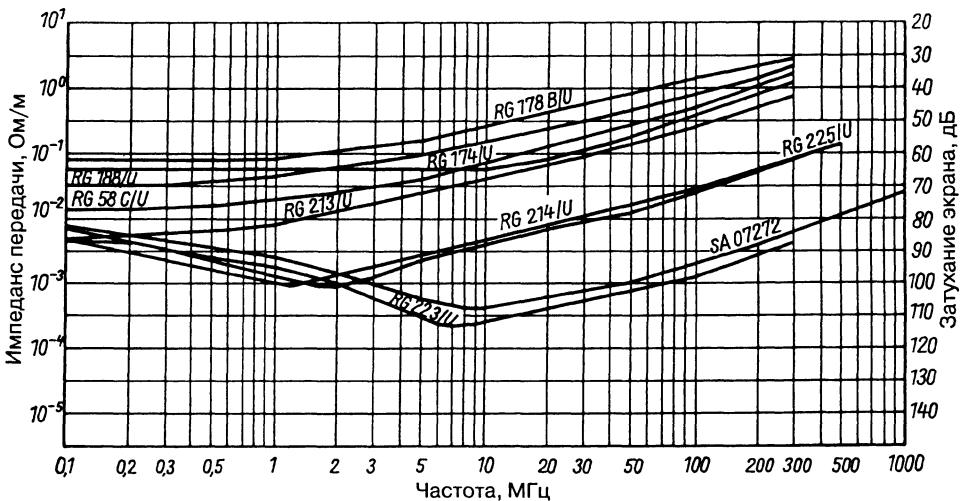


Рис. 41.2. Затухание в экране коаксиальных кабелей

Таблица 41.11. Единицы СИ

Основные единицы СИ			
Величина	Единица	Обозначение	Международное обозначение
Длина	Метр	м	m
Масса	Килограмм	кг	kg
Время	Секунда	с	s
Сила электрического тока	Ампер	А	A
Термодинамическая температура	Кельвин	К	K
Количество вещества	Моль	Моль	mol
Сил света	Кандела	кд	cd
Дополнительные единицы СИ			
Величина	Единица	Обозначение	Международное обозначение
Плоский угол	Радян	рад	rad
Телесный угол	Стерadian	ср	sr

Таблица 41.12. Специальные названия и обозначения производных единиц СИ

Величина	Единица		Выражается	
	название	обозначение	в других единицах СИ	в основных единицах СИ и дополнительных единицах
Частота	герц	Гц		$\text{с}^{-1}$
Сила	ньютон	Н		$\text{м}\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}$
Давление, механическое напряжение	паскаль	Па	$\text{Н}\cdot\text{м}^{-2}$	$\text{м}^{-1}\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}$
Энергия, работа, количество теплоты	джоуль	Дж	Н·м	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}$
Мощность <sup>1</sup> , поток энергии	ватт	Вт	$\text{Дж}\cdot\text{с}^{-1}$	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}$
Количество электричества, электрический заряд	кулон	Кл		А·с
Электрическое напряжение, разность потенциалов, ЭДС	вольт	В	$\text{Вт}\cdot\text{А}^{-1}$	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{А}^{-1}$
Электрическое сопротивление	ом	Ом	$\text{В}\cdot\text{А}^{-1}$	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{А}^{-2}$
Проводимость	сименс	См	$\text{А}\cdot\text{В}^{-1}$	$\text{м}^{-2}\cdot\text{кг}^{-1}\cdot\text{с}^3\cdot\text{А}^2$
Емкость	фарада	Ф	$\text{Кл}\cdot\text{В}^{-1}$	$\text{м}^{-2}\cdot\text{кг}^{-1}\cdot\text{с}^4\cdot\text{А}^2$
Магнитный поток	вебер	Вб	В·с	$\text{м}^{-2}\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{А}^{-1}$
Магнитная индукция	тесла	Тл	$\text{Вб}\cdot\text{м}^{-2}$	$\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{А}^{-1}$
Индуктивность	генри	Гн	$\text{Вб}\cdot\text{А}^{-1}$	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{А}^{-2}$
Световой поток	люмен	лм		кд·ср
Освещенность	люкс	лк	$\text{лм}\cdot\text{м}^{-2}$	$\text{м}^{-2}\cdot\text{кд}\cdot\text{ср}$
Активность ионизирующего излучения	беккерель	Бк		$\text{с}^{-1}$
Доза энергии, удельная энергия, экспозиционная доза излучения	грей	Гр	$\text{Дж}\cdot\text{кг}^{-1}$	$\text{м}^2\cdot\text{с}^{-2}$
Эквивалентная доза	зиверт	Зв	$\text{Дж}\cdot\text{кг}^{-1}$	$\text{м}^2\cdot\text{с}^{-2}$

<sup>1</sup> Специальные названия единиц мощности: вольт-ампер (ВА) обозначает эффективную мощность переменного тока, вольт-ампер реактивный (ВАР) выражает реактивную мощность переменного синусоидального электрического тока.

Таблица 41.13. Множители, приставки к единицам измерения

Кратность	Название приставки		Символ приставки	
	Международное	Русское	Международный	Русский
$10^{24}$	Yotta	йота	Y	
$10^{21}$	Zetta	зета	Z	
$10^{18}$	Exa	экса	E	
$10^{15}$	Peta	пета	P	
$10^{12}$	Tera	тера	T	Т
$10^9$	Giga	гига	G	Г
$10^6$	Mega	мега	M	М
$10^3$	Kilo	кило	k	к
$10^2$	Hekto	гекто	h	г
$10^1$	Deka	дека	da	да
<b>Дольность</b>				
$10^{-1}$	Dezi	деци	d	д
$10^{-2}$	Zenti	санти	c	с
$10^{-3}$	Milli	милли	m	м
$10^{-6}$	Mikro	микро	$\mu$	мк
$10^{-9}$	Nano	нано	n	н
$10^{-12}$	Piko	пико	P	п
$10^{-15}$	Femto	фемто	f	ф
$10^{-18}$	Atto	атто	a	а
$10^{-21}$	Zepto	zepto	z	
$10^{-24}$	Yocto	йокто	y	

Для обозначения десятичных кратной и дольной производной единицы, выражаемой через отношение других единиц, их можно применять в числителе и/или знаменателе

**Единицы, производные от единиц СИ, но не являющиеся кратными или дольными десятичным**

Величина	Единица		
	Название	Обозначение	Соотношение
Плоский угол	Полный угол <sup>1</sup>		1 полн. угол = $= 2\pi$ рад
	Десятичный угол	гон	1 гон = $\frac{\pi}{200}$ рад
	Градус	°	1° = $\frac{\pi}{180}$ рад
	Угловая минута	'	1' = $\frac{\pi}{10800}$ рад
	Угловая секунда	"	1" = $\frac{\pi}{648000}$ рад
Время	Минута	мин	1 мин = 60 с
	Час	ч	1 ч = 3600 с
	Сутки	сут	1 сут = 86400 с

<sup>1</sup> Общепринятого международного символа не существует.

вместе с соответствующими приставками. Использовать составные приставки недопустимо.

Соотношения этих единиц с единицами системы СИ имеют некоторую неопределенность.

**Единицы, определяемые вне связи с основными единицами СИ**

Величина	Единицы		
	Название	Обозначение	Соотношение
Масса	Атомная единица массы	а.е.м.	1 а.е.м. $\approx$ $\approx 1,6605655 \times$ $\times 10^{-27}$ кг
Энергия	Электрон-вольт	эВ	1 эВ $\approx$ $\approx 1,6021892 \times$ $\times 10^{-19}$ Дж

## 41.5. Пересчет величин и параметров

Табл. 41.14 содержит пять парных столбцов, в которых произведение левого и правого чисел равняется 300000. Поэтому, если одно из них считать равным частоте, выраженной в килогерцах, другое окажется равным длине волны, выраженной в метрах.

Таблица 41.14. Перевод частоты в длину волны и наоборот

240000	1,25	17100	17,544	11900	25,210	6800	44,118	1700	176,47
120000	2,5	17000	17,647	11800	25,424	6700	44,777	1600	187,50
60000	5,0	16900	17,751	11700	25,641	6600	45,455	1500	200,00
40000	7,5	16800	17,857	11600	25,862	6500	46,154	1490	201,34
30000	10,0	16700	17,964	11500	26,087	6400	46,874	1480	202,70
29500	10,17	16600	18,072	11400	26,316	6300	47,619	1470	204,08
29000	10,34	16500	18,182	11300	26,549	6200	48,387	1460	205,48
28500	10,51	16400	18,293	11200	26,786	6100	49,180	1450	206,90
28000	10,71	16300	18,405	11100	27,027	6000	50,000	1440	208,33
27500	10,91	16200	18,519	11000	27,273	5900	50,847	1430	209,79
27000	11,11	16100	18,633	10900	27,523	5800	51,724	1420	211,27
26500	11,32	16000	18,750	10800	27,778	5700	52,631	1410	212,77
26000	11,54	15900	18,868	10700	28,037	5600	53,571	1400	214,28
25500	11,76	15800	18,987	10600	28,302	5500	54,545	1390	215,83
25000	12,00	15700	19,108	10500	28,571	5400	55,555	1380	217,39
24500	12,24	15600	19,231	10400	28,846	5300	56,604	1370	218,98
24000	12,50	15500	19,355	10300	29,126	5200	57,692	1360	220,59
23500	12,77	15400	19,480	10200	29,412	5100	58,824	1350	222,22
23000	13,04	15300	19,608	10100	29,703	5000	60,000	1340	223,88
22500	13,33	15200	19,737	10000	30,000	4900	61,224	1330	225,56
22000	13,63	15100	19,867	9900	30,303	4800	62,500	1320	227,27
21500	13,97	15000	20,000	9800	30,612	4700	63,830	1310	229,01
21000	14,28	14900	20,134	9700	30,928	4600	65,217	1300	230,77
20500	14,63	14800	20,270	9600	31,250	4500	66,667	1290	232,56
20000	15,000	14700	20,408	9500	31,579	4400	68,182	1280	234,38
19900	15,075	14600	20,548	9400	31,915	4300	69,767	1270	236,22
19800	15,151	14500	20,690	9300	32,258	4200	71,429	1260	238,10
19700	15,228	14400	20,833	9200	32,608	4100	73,171	1250	240,00
19600	15,306	14300	20,979	9100	32,967	4000	75,000	1240	241,93
19500	15,385	14200	21,127	9000	33,333	3900	76,923	1230	243,90
19400	15,464	14100	21,276	8900	33,708	3800	78,947	1220	245,90
19300	15,544	14000	21,428	8800	34,091	3700	81,080	1210	247,93
19200	15,625	13900	21,583	8700	34,483	3600	83,333	1200	250,00
19100	15,707	13800	21,739	8600	34,884	3500	85,714	1190	252,10
19000	15,789	13700	21,898	8500	35,294	3400	88,235	1180	254,24
18900	15,873	13600	22,059	8400	35,714	3300	90,909	1170	256,41
18800	15,975	13500	22,222	8300	36,145	3200	93,750	1160	258,62
18700	16,043	13400	22,388	8200	36,585	3100	96,774	1150	260,87
18600	16,129	13300	22,556	8100	37,037			1140	263,16
18500	15,216	13200	22,727			3000	100,00	1130	265,49
18400	16,304	13100	22,901	8000	37,500	2900	103,45	1120	267,86
18300	16,393	13000	23,077	7900	37,975	2800	107,14	1110	270,27
18200	16,483	12900	23,256	7800	38,461	2700	111,11	1100	272,73
18100	16,574	12800	23,437	7700	38,961	2600	115,38	1090	275,23
18000	16,667	12700	23,622	7600	39,474	2500	120,00	1080	277,78
17900	16,760	12600	23,810	7500	40,000	2400	125,00	1070	280,37
17800	16,854	12500	24,000	7400	40,540	2300	130,43	1060	283,02
17700	16,949	12400	24,193	7300	41,096	2200	136,36	1050	285,71
17600	17,045	12300	24,390	7200	41,667	2100	142,65	1040	288,46
17500	17,143	12200	24,590	7100	42,254			1030	291,26
17400	17,242	12100	24,793			2000	150,00	1020	294,12
17300	17,341			7000	42,857	1900	157,89	1010	297,03
17200	17,442	12000	25,000	6900	43,478	1800	166,67	1000	300,00

Если же частоту выразить в мегагерцах, длина волны будет в миллиметрах.

В табл. 41.15 собраны формулы, позволяющие найти длину полуволновых или волновых элементов антенны при различных коэффициентах укорочения. В формулы подставляется частота в мегагерцах, длина элемента получается в миллиметрах.

При необходимости перевести абсолютное значение отношения напряжений или мощностей в децибелы (или наоборот) можно воспользоваться табл. 41.16.

Табл. 41.17 позволяет оценить значение мощности в децибелах по отношению к нормированной мощности 1 Вт (столбец dBW) или к нормированной мощности 1 мВт (столбец dBm).

В процессе согласования антенны с фидером может оказаться полезной табл. 41.18, где показана взаимосвязь КСВ, коэффициента отражения и затухания отраженной волны. Аналогичная зависимость в графической форме приводится на диаграмме 41.1.

В табл. 41.19 показаны соотношения между мощностью, выраженной в ваттах и децибелах относительно нормированных уровней в 1 мВт и 1 пВт, а также между напряжением, выраженным в вольтах и децибелах относительно уровня в 1 мкВ.

Численные значения напряженности электромагнитного поля, плотности потока мощности и их выражений в децибелах относительно разных нормированных уровней приведены в табл. 41.20.

## 41.6. Перевод англосаксонских мер

Метрическая система мер, применяемая почти повсеместно, еще не принята в Великобритании, США и других англоязычных странах. Это обстоятельство затрудняет восприятие специальной литературы, вынуждая пересчитывать британские и американские величины в метрическую систему. Таблицы этого раздела упростят чтение зарубежных публикаций.

В табл. 41.21 приводятся некоторые меры и пересчетный множитель для перехода с одних на другие.

Пересчетный множитель в последнем столбце применяется для перехода от метрических единиц к английским или американским (например,  $40000 \text{ км} = 0,5399 \times 40000 = 21596$  морских миль).

Табл. 41.22 позволяет легко переводить доли дюйма в миллиметры.

Если длина выражена более сложно – в футах и дюймах, – перевод ее в миллиметры осуществляется с помощью табл. 41.23. Искомое значение находится на пересечении строки, соответствующей футам, со столбцом, соответствующим дюймам. В скобках первого столбца также приводится число дюймов в данном числе футов.

В заключение дана табл. 41.24 для перевода англо-американского обозначения сортамента проводов в значения их диаметра.

Таблица 41.15. Формулы для расчета длины элементов антенн

Длина элементов, приведенная к $\lambda/2$				Длина элементов, приведенная к $1 \lambda$			
1,00	150000/f	0,87	130500/f	1,00	300000/f	0,87	261000/f
0,99	148500/f	0,86	129000/f	0,99	297000/f	0,86	258000/f
0,98	147000/f	0,85	127500/f	0,98	294000/f	0,85	255000/f
0,97	145500/f	0,84	126000/f	0,97	294000/f	0,84	252000/f
0,96	144000/f	0,83	124500/f	0,96	294000/f	0,83	249000/f
0,95	142500/f	0,82	123000/f	0,95	294000/f	0,82	246000/f
0,94	141000/f	0,81	121500/f	0,94	294000/f	0,81	243000/f
0,93	139500/f	0,80	120000/f	0,93	294000/f	0,80	240000/f
0,92	138500/f	0,79	118500/f	0,92	294000/f	0,79	237000/f
0,91	136500/f	0,78	117000/f	0,92	294000/f	0,78	234000/f
0,90	135000/f	0,77	115500/f	0,90	294000/f	0,77	231000/f
0,89	133500/f	0,76	114000/f	0,89	294000/f	0,76	228000/f
0,88	132000/f	0,75	112500/f	0,88	294000/f	0,75	237000/f



Таблица 41.16. Перевод отношений в децибелы или наоборот

дБ	Отношение тока или напряжения		Отношение мощностей		дБ	Отношение тока или напряжения		Отношение мощностей	
	усиление	ослабление	усиление	ослабление		усиление	ослабление	усиление	ослабление
0,0	1,000	1,000	1,000	1,000	9,0	2,818	0,3548	7,943	0,1259
0,1	1,012	0,9886	1,023	0,9772	9,2	2,884	0,3467	8,318	0,1202
0,2	1,023	0,9772	1,047	0,9550	9,4	2,951	0,3388	8,710	0,1148
0,3	1,035	0,9661	1,072	0,9333	9,6	3,020	0,3311	9,120	0,1096
0,4	1,047	0,9550	1,096	0,9120	9,8	3,090	0,3236	9,550	0,1047
0,5	1,059	0,9441	1,122	0,8913	10,0	3,162	0,3162	10,000	0,1000
0,8	1,072	0,9333	1,148	0,8710	10,5	3,350	0,2985	11,220	0,0891
0,7	1,084	0,9226	1,175	0,8511	11,0	3,548	0,2818	12,590	0,0794
0,8	1,096	0,9120	1,202	0,8318	11,5	3,758	0,2661	14,130	0,0708
0,9	1,109	0,9016	1,230	0,8128	12,0	3,981	0,2512	15,850	0,0631
1,0	1,122	0,8913	1,259	0,7943	12,5	4,217	0,2371	17,780	0,0562
1,2	1,148	0,8710	1,318	0,7586	13,0	4,467	0,2239	19,950	0,0501
1,4	1,175	0,8511	1,380	0,7244	13,5	4,732	0,2113	22,390	0,0447
1,6	1,202	0,8318	1,445	0,6918	14,0	5,012	0,1995	25,120	0,0398
1,8	1,230	0,8128	1,514	0,6607	14,5	5,309	0,1884	28,180	0,0355
2,0	1,259	0,7943	1,585	0,6310	15,0	5,623	0,1778	31,620	0,0316
2,2	1,288	0,7762	1,660	0,6026	15,5	5,957	0,1679	35,480	0,0282
2,4	1,318	0,7586	1,738	0,5754	16,0	6,310	0,1585	39,810	0,0251
2,6	1,349	0,7413	1,820	0,5495	16,5	6,683	0,1496	44,670	0,0224
2,8	1,380	0,7244	1,905	0,5248	17,0	7,079	0,1413	50,120	0,01995
3,0	1,413	0,7079	1,995	0,5012	17,5	7,499	0,1334	56,230	0,01778
3,2	1,445	0,6918	2,089	0,4786	18,0	7,943	0,1259	63,100	0,01585
3,4	1,479	0,6761	2,188	0,4571	18,5	8,414	0,1189	70,790	0,01413
3,6	1,514	0,6607	2,291	0,4365	19,0	8,913	0,1122	79,430	0,01259
3,8	1,549	0,6457	2,399	0,4169	19,5	9,441	0,1059	89,130	0,01122
4,0	1,585	0,6310	2,512	0,3981	20,0	10,00	0,1000	100,00	0,01000
4,2	1,622	0,6166	2,630	0,3802	25,0	17,78	0,0582	$3,162 \times 10^2$	$3,162 \times 10^{-3}$
4,4	1,660	0,6026	2,754	0,3631	30,0	31,62	0,0316	$10^3$	$10^{-3}$
4,6	1,698	0,5888	2,884	0,3467	35,0	56,23	0,0178	$3,182 \times 10^3$	$3,162 \times 10^{-4}$
4,8	1,738	0,5754	3,020	0,3311	40,0	100,00	0,0100	$10^4$	$10^{-4}$
5,0	1,778	0,5623	3,162	0,3162	45,0	177,8	0,0056	$3,162 \times 10^4$	$3,162 \times 10^{-5}$
5,2	1,820	0,5495	3,311	0,3020	50,0	316,2	0,0032	$10^5$	$10^{-5}$
5,4	1,862	0,5370	3,467	0,2884	55,0	562,3	0,0018	$3,162 \times 10^5$	$3,162 \times 10^{-6}$
5,6	1,905	0,5248	3,631	0,2754	60,0	$10^3$	$10^{-3}$	$10^6$	$10^{-6}$
5,8	1,950	0,5129	3,802	0,2630	65,0	$1,778 \times 10^3$	$5,623 \times 10^{-4}$	$3,162 \times 10^6$	$3,162 \times 10^{-7}$
6,0	1,995	0,5012	3,981	0,2512	70,0	$3,162 \times 10^3$	$3,162 \times 10^{-4}$	$10^7$	$10^{-7}$
6,2	2,042	0,4898	4,169	0,2399	75,0	$5,623 \times 10^3$	$1,78 \times 10^{-4}$	$3,162 \times 10^7$	$3,162 \times 10^{-8}$
6,4	2,089	0,4786	4,365	0,2291	80,0	$10^4$	$10^{-4}$	$10^8$	$10^{-8}$
6,6	2,138	0,4677	4,571	0,2188	85,0	$1,778 \times 10^4$	$5,623 \times 10^{-5}$	$3,162 \times 10^8$	$3,162 \times 10^{-9}$
6,8	2,188	0,4571	4,786	0,2089	90,0	$3,162 \times 10^4$	$3,162 \times 10^{-5}$	$10^9$	$10^{-9}$
7,0	2,239	0,4467	5,012	0,1995	95,0	$5,623 \times 10^4$	$1,78 \times 10^{-5}$	$3,162 \times 10^9$	$3,162 \times 10^{-10}$
7,2	2,291	0,4365	5,248	0,1905	100,0	$10^5$	$10^{-5}$	$10^{10}$	$10^{-10}$
7,4	2,344	0,4266	5,495	0,1820	110,0	$3,162 \times 10^5$	$3,162 \times 10^{-6}$	$10^{11}$	$10^{-11}$
7,6	2,399	0,4169	5,754	0,1738	120,0	$10^6$	$10^{-6}$	$10^{12}$	$10^{-12}$
7,8	2,455	0,4074	6,026	0,1660	130,0	$3,162 \times 10^6$	$3,162 \times 10^{-7}$	$10^{13}$	$10^{-13}$
8,0	2,512	0,3981	6,310	0,1585	140,0	$10^7$	$10^{-7}$	$10^{14}$	$10^{-14}$
8,2	2,570	0,3890	6,607	0,1514	150,0	$3,162 \times 10^7$	$3,162 \times 10^{-8}$	$10^{15}$	$10^{-15}$
8,4	2,630	0,3802	6,918	0,1445	160,0	$10^8$	$10^{-8}$	$10^{16}$	$10^{-16}$
8,6	2,692	0,3715	7,244	0,1380	170,0	$3,162 \times 10^8$	$3,162 \times 10^{-9}$	$10^{17}$	$10^{-17}$
8,8	2,754	0,3631	7,586	0,1318	180,0	$10^9$	$10^{-9}$	$10^{18}$	$10^{-18}$

Таблица 41.17. Уровни мощности в децибелах относительно нормированной

dBW	dBm	P	dBW	dBm	P	dBW	dBm	P	dBW	dBm	P
+33	+63	2 кВт	-10	+20	100	-50	-20	10 мкВт	-93	-63	500 пВт
+30	+60	1	-13	+17	50	-53	-23	5	-97	-67	200
+27	+57	500 Вт	-17	+13	20	-57	-27	2	-100	-70	100
+23	+53	200	-20	+10	10	-60	-30	1	-103	-73	50
+20	+50	100	-23	+7	5	-63	-33	500 нВт	-107	-77	20
+17	+47	50	-27	+3	2	-67	-37	200	-110	-80	10
+13	+43	20	-30	0	1	-70	-40	100	-113	-83	5
+10	+40	10	-33	-3	500 мкВт	-73	-43	50	-117	-87	2
+7	+37	5	-37	-7	200	-77	-47	20	-120	-90	1
+3	+33	2	-40	-10	100	-80	-50	10	-123	-93	0,5
0	+30	1	-43	-13	50	-83	-53	5	-127	-97	0,2
-3	+27	500 мВт	-47	-17	20	-87	-57	2	-130	-100	0,1
-7	+23	200				-90	-60	1			

Таблица 41.18. Численные соотношения между КСВ [s], коэффициентом отражения [r] и величиной затухания отраженной в фидере волны [a]

КСВ	Коэффициент отражения	Затухание отраженной волны	Коэффициент отражения	Затухание отраженной волны	КСВ	Затухание отраженной волны	КСВ	Коэффициент отражения
s	r, %	a, дБ	r, %	a, дБ	s	a, дБ	s	r, %
1	0	∞	0	∞	1	0	∞	100
1,01	0,5	46,1	0,5	46,0	1,01	0,5	34,8	94,4
1,02	1,0	40,1	1,0	40,0	1,02	1,0	17,4	89,1
1,03	1,5	36,6	1,5	36,5	1,03	1,5	11,6	84,1
1,04	2,0	34,2	2,0	34,0	1,04	2,0	8,72	79,4
1,05	2,4	32,3	2,5	32,0	1,05	3,0	5,85	70,8
1,075	3,6	28,8	3,0	30,5	1,06	4,0	4,42	63,1
1,10	4,8	26,4	4,0	28,0	1,08	5,0	3,57	56,2
1,15	7,0	23,1	5,0	26,0	1,11	6,0	3,01	50,1
1,2	9,1	20,8	7,5	22,5	1,16	7,0	2,61	44,7
1,25	11,1	19,1	10,0	20,0	1,22	8,0	2,32	39,8
1,3	13,0	17,7	15,0	16,5	1,35	9,0	2,10	35,5
1,4	16,7	15,6	20,0	14,0	1,50	10,0	1,93	31,6
1,5	20,0	14,0	25,0	12,0	1,67	12,0	1,67	25,1
1,75	27,3	11,3	30,0	10,5	1,86	14,0	1,50	20,0
2,0	33,3	9,5	35,0	9,1	2,08	16,0	1,38	15,8
2,5	42,9	7,4	40,0	8,0	2,33	18,0	1,29	12,6
3,0	50,0	6,0	45,0	6,9	2,64	20,0	1,22	10,0
4,0	60,0	4,4	50,0	6,0	3,00	25,0	1,12	5,6
5,0	66,7	3,5	60,0	4,4	4,00	30,0	1,07	3,2
10,0	81,8	1,7	70,0	3,1	5,67	35,0	1,04	1,8
20,0	90,5	0,9	80,0	1,9	9,00	40,0	1,02	1,0
40,0	95,1	0,4	90,0	0,9	19,00	45,0	1,01	0,6
∞	100	0	100	0	∞	∞	1	0

Таблица 41.19. Мощность и напряжение относительно нормированных уровней

Ватт	дБ относительно 1 мВт	Мощность	дБ относительно 1 пВт	На нагрузке 50 Ом	
				напряжение	дБ относительно 1 мкВ
10 <sup>3</sup> Вт	+60 дБм	1 кВт	150 дБ	300 В	170 дБ
10 <sup>2</sup>	+50 дБм	100 Вт	140 дБ	100 В	160 дБ
10 <sup>1</sup>	+40 дБм	10 Вт	130 дБ	30 В	150 дБ
10 <sup>0</sup> Вт	+30 дБм	1 Вт	120 дБ	10 В	140 дБ
10 <sup>-1</sup>	+20 дБм	100 Вт	110 дБ	3 В	130 дБ
10 <sup>-2</sup>	+10 дБм	10 Вт	100 дБ	1 В	120 дБ
10 <sup>-3</sup>	0 дБм	1 Вт	90 дБ	300 мВ	110 дБ
10 <sup>-4</sup>	-10 дБм	100 мкВт	80 дБ	100 мВ	100 дБ
10 <sup>-5</sup>	-20 дБм	10 мкВт	70 дБ	30 мВ	90 дБ
10 <sup>-6</sup>	-30 дБм	1 мкВт	60 дБ	10 мВ	80 дБ
10 <sup>-7</sup>	-40 дБм	100 нВт	50 дБ	3 мВ	70 дБ
10 <sup>-8</sup>	-50 дБм	10 нВт	40 дБ	1 мВ	60 дБ
10 <sup>-9</sup>	-60 дБм	1 нВт	30 дБ	300 мкВ	50 дБ
10 <sup>-10</sup>	-70 дБм	100 пВт	20 дБ	100 мкВ	40 дБ
10 <sup>-11</sup>	-80 дБм	10 пВт	10 дБ	30 мкВ	30 дБ
10 <sup>-12</sup>	-90 дБм	1 пВт	0 дБ	10 мкВ	20 дБ
10 <sup>-13</sup>	-100 дБм	100 фВт	-10 дБ	3 мкВ	10 дБ
10 <sup>-14</sup>	-110 дБм	10 фВт	-20 дБ	1 мкВ	0 дБ
10 <sup>-15</sup>	-120 дБм	1 фВт	-30 дБ	300 нВ	-10 дБ
10 <sup>-16</sup>	-130 дБм	0,1 фВт	-40 дБ	100 нВ	-20 дБ
10 <sup>-17</sup>	-140 дБм	0,01 фВт	-50 дБ	30 нВ	-30 дБ
10 <sup>-18</sup>	-150 дБм	0,001 фВт	-60 дБ	10 нВ	-40 дБ

Таблица 41.20. Напряженность поля и плотность потока мощности относительно нормированных уровней

В/м	дБ относительно 1 мкВ/м	Вт/м <sup>2</sup>	дБ относительно 1 Вт/м <sup>2</sup>	Ватт/см <sup>2</sup>	дБ относительно 1 Вт/см <sup>2</sup>	мВт/см <sup>2</sup>	дБ относительно 1 мВт/см <sup>2</sup>
10000	200	265000	+54	27	+14	26500	+44
7000	197	130000	+51	13	+11	13000	+41
5000	194	66300	+48	6,6	+8	6630	+38
3000	190	23900	+44	2,4	+4	2390	+34
2000	186	10600	+40	1,1	0	1060	+30
1000	180	2650	+34	0,27	-6	265	+24
700	177	1300	+31	0,13	-9	130	+21
500	174	663	+28	0,066	-12	66	+18
300	170	239	+24	0,024	-16	24	+14
200	166	106	+20	0,011	-20	11	+10
100	160	27	+14	27×10 <sup>-4</sup>	-26	2,7	+4
70	157	13	+11	13×10 <sup>-4</sup>	-29	1,3	+1
50	154	6,6	+8	6,6×10 <sup>-4</sup>	-32	0,66	-2
30	150	2,4	+4	2,4×10 <sup>-4</sup>	-36	0,24	-6
20	146	1,1	0	1,1×10 <sup>-4</sup>	-40	0,11	-10

Таблица 41.20. Напряженность поля и плотность потока мощности относительно нормированных уровней (окончание)

В/м	дБ относительно 1 мкВ/м	Вт/м <sup>2</sup>	дБ относительно 1 Вт/м <sup>2</sup>	Втг/см <sup>2</sup>	дБ относительно 1 Вт/см <sup>2</sup>	мВт/см <sup>2</sup>	дБ относительно 1 мВт/см <sup>2</sup>
10	140	0,27	-6	$27 \times 10^{-5}$	-46	0,027	-16
7	137	0,13	-9	$13 \times 10^{-6}$	-49	0,013	-19
5	134	0,066	-12	$6,6 \times 10^{-6}$	-52	$66 \times 10^{-4}$	-22
3	130	0,024	-16	$2,4 \times 10^{-6}$	-56	$24 \times 10^{-4}$	-26
2	126	0,011	-20	$1,1 \times 10^{-6}$	-60	$11 \times 10^{-4}$	-30
1	120	$27 \times 10^{-4}$	-26	$27 \times 10^{-8}$	-66	$2,7 \times 10^{-4}$	-36
0,7	117	$13 \times 10^{-4}$	-29	$13 \times 10^{-8}$	-69	$1,3 \times 10^{-4}$	-39
0,5	114	$6,6 \times 10^{-4}$	-32	$6,6 \times 10^{-8}$	-72	$66 \times 10^{-6}$	-42
0,3	110	$2,4 \times 10^{-4}$	-36	$2,4 \times 10^{-8}$	-76	$24 \times 10^{-6}$	-46
0,2	106	$1,1 \times 10^{-4}$	-40	$1,1 \times 10^{-8}$	-80	$11 \times 10^{-6}$	-50
0,1	100	$27 \times 10^{-6}$	-46	$27 \times 10^{-10}$	-86	$2,7 \times 10^{-6}$	-56
$70 \times 10^{-3}$	97	$13 \times 10^{-6}$	-49	$13 \times 10^{-10}$	-89	$1,3 \times 10^{-6}$	-59
$50 \times 10^{-3}$	94	$6,6 \times 10^{-6}$	-52	$6,6 \times 10^{-10}$	-92	$66 \times 10^{-8}$	-62
$30 \times 10^{-3}$	90	$2,4 \times 10^{-6}$	-56	$2,4 \times 10^{-10}$	-96	$24 \times 10^{-8}$	-66
$20 \times 10^{-3}$	86	$1,1 \times 10^{-6}$	-60	$1,1 \times 10^{-10}$	-100	$11 \times 10^{-8}$	-70
$10 \times 10^{-3}$	80	$27 \times 10^{-8}$	-66	$27 \times 10^{-12}$	-106	$2,7 \times 10^{-8}$	-76
$7 \times 10^{-3}$	77	$13 \times 10^{-8}$	-69	$13 \times 10^{-12}$	-109	$1,3 \times 10^{-8}$	-79
$5 \times 10^{-3}$	74	$6,6 \times 10^{-8}$	-72	$6,6 \times 10^{-12}$	-112	$66 \times 10^{-10}$	-82
$3 \times 10^{-3}$	70	$2,4 \times 10^{-8}$	-76	$2,4 \times 10^{-12}$	-116	$24 \times 10^{-10}$	-86
$2 \times 10^{-3}$	66	$1,1 \times 10^{-8}$	-80	$1,1 \times 10^{-12}$	-120	$11 \times 10^{-10}$	-90
$1 \times 10^{-3}$	60	$27 \times 10^{-10}$	-86	$27 \times 10^{-14}$	-126	$2,7 \times 10^{-10}$	-96
$700 \times 10^{-6}$	57	$13 \times 10^{-10}$	-89	$13 \times 10^{-14}$	-129	$1,3 \times 10^{-10}$	-99
$500 \times 10^{-6}$	54	$6,6 \times 10^{-10}$	-92	$6,6 \times 10^{-14}$	-132	$66 \times 10^{-12}$	-102
$300 \times 10^{-6}$	50	$2,4 \times 10^{-10}$	-96	$2,4 \times 10^{-14}$	-136	$24 \times 10^{-12}$	-106
$200 \times 10^{-6}$	46	$1,1 \times 10^{-10}$	-100	$1,1 \times 10^{-14}$	-140	$11 \times 10^{-12}$	-110
$100 \times 10^{-6}$	40	$27 \times 10^{-12}$	-106	$27 \times 10^{-16}$	-146	$2,7 \times 10^{-12}$	-116
$70 \times 10^{-6}$	37	$13 \times 10^{-12}$	-109	$13 \times 10^{-16}$	-149	$1,3 \times 10^{-12}$	-119
$50 \times 10^{-6}$	34	$6,6 \times 10^{-12}$	-112	$6,6 \times 10^{-16}$	-152	$66 \times 10^{-14}$	-122
$30 \times 10^{-6}$	30	$2,4 \times 10^{-12}$	-116	$2,4 \times 10^{-16}$	-156	$24 \times 10^{-14}$	-126
$20 \times 10^{-6}$	26	$1,1 \times 10^{-12}$	-120	$1,1 \times 10^{-16}$	-160	$11 \times 10^{-14}$	-130
$10 \times 10^{-6}$	20	$27 \times 10^{-14}$	-126	$27 \times 10^{-18}$	-166	$2,7 \times 10^{-14}$	-136
$7 \times 10^{-6}$	17	$13 \times 10^{-14}$	-129	$13 \times 10^{-18}$	-169	$1,3 \times 10^{-14}$	-139
$5 \times 10^{-6}$	14	$6,6 \times 10^{-14}$	-132	$6,6 \times 10^{-18}$	-172	$66 \times 10^{-16}$	-142
$3 \times 10^{-6}$	10	$2,4 \times 10^{-14}$	-136	$2,4 \times 10^{-18}$	-176	$24 \times 10^{-16}$	-146

Американский стандарт мер для проводов основан на стандарте фирмы Brown & Sharpe и обозначается числами, к которым обычно добавляется сокращение AWG (American Wire Gauge – американская система оценки

проводов). В Великобритании действуют системы BWG (Birmingham Wire Gauge – бирмингемский сортament проводов) и ISWG (Imperial Standard Wire Gauge – британская система оценки проводов) или SWG.

Таблица 41.21. Английские и американские меры и их соотношение с метрическими единицами

Великобритания или США	Обозначение	Метрические единицы	Пересчетный множитель
1 дюйм [inch] = 10 линиям [lines] = = 1000 милам [mils]	in ["]	2,54 см	0,3937
1 фут [foot] = 12 дюймам	ft [']	30,48 см	$3,281 \times 10^{-2}$
1 ярд [yard] = 3 футам = 36 дюймам	yd	91,44 см	$1,094 \times 10^{-2}$
1 фathom (fathom – морская сажень) = 6 футам	fath	1,8288 м	0,547
1 английская морская миля [nautical mile] = = 6076 футам	naut. mile	1,852 км	0,5399
1 сухопутная уставная миля [statute mile] = = 1760 ярдам = 5280 футам	stat. mile	1,6093 км	0,6214
1 миля в час [mile per hour]	MPH	1,6093 км/ч	0,6214
1 квадратный фут [square foot]	sqft	0,0929 м <sup>2</sup>	10,7643
1 фунт [pound]	lb	0,4536 кг	2,2046

Таблица 41.22. Пересчет долей дюйма в миллиметры

Дюймы	мм	Дюймы	мм	Дюймы	мм
1/64 = 0,015	0,396	23/64 = 0,359	9,127	45/64 = 0,703	17,858
1/32 = 0,031	0,793	3/8 = 0,375	9,525	23/32 = 0,719	18,255
3/64 = 0,047	1,190	25/64 = 0,391	9,921	47/64 = 0,734	18,652
1/16 = 0,063	1,587	13/32 = 0,406	10,318	3/4 = 0,750	19,050
5/64 = 0,078	1,984	27/64 = 0,422	10,715	49/64 = 0,766	19,446
3/32 = 0,094	2,381	7/16 = 0,438	11,112	25/32 = 0,781	19,842
7/64 = 0,109	2,778	29/64 = 0,453	11,508	51/64 = 0,797	20,239
1/8 = 0,125	3,175	15/32 = 0,469	11,905	13/16 = 0,813	20,637
9/64 = 0,141	3,571	31/64 = 0,484	12,302	53/64 = 0,828	21,033
5/32 = 0,156	3,968	1/2 = 0,500	12,700	27/32 = 0,844	21,429
11/64 = 0,172	4,365	33/64 = 0,516	13,096	55/64 = 0,859	21,827
3/16 = 0,188	4,762	17/32 = 0,531	13,492	7/8 = 0,875	22,225
13/64 = 0,203	5,159	35/64 = 0,547	13,890	57/64 = 0,891	22,621
7/32 = 0,219	5,556	9/16 = 0,563	14,287	29/32 = 0,906	23,017
15/64 = 0,234	5,952	37/64 = 0,578	14,683	59/64 = 0,922	23,414
1/4 = 0,250	6,350	19/32 = 0,594	15,080	15/16 = 0,938	23,812
17/64 = 0,266	6,746	39/64 = 0,609	15,477	61/64 = 0,953	24,208
9/32 = 0,281	7,143	5/8 = 0,625	15,875	31/32 = 0,969	24,604
19/64 = 0,297	7,540	41/64 = 0,641	16,271	63/64 = 0,984	25,002
5/16 = 0,313	7,937	21/32 = 0,656	16,667	1 = 1,000	25,400
21/64 = 0,328	8,334	43/64 = 0,672	17,064		
11/32 = 0,344	8,730	11/16 = 0,688	17,462		

Таблица 41.23. Перевод футов и дюймов в миллиметры

Фут (')	0"	1"	2"	3"	4"	5"	6"	7"	8"	9"	10"	11"
0	0000	25,4	50,8	76,2	102	127	152	178	203	229	254	279
1' (12")	305	330	356	381	406	432	457	483	508	533	559	584
2' (24")	610	635	660	686	711	737	762	787	813	838	864	889
3' (36")	914	940	965	991	1016	1041	1067	1092	1118	1143	1168	1194
4' (48")	1219	1245	1270	1295	1321	1346	1372	1397	1422	1448	1473	1499
5' (60")	1524	1549	1575	1600	1626	1651	1676	1702	1727	1753	1778	1803
6' (72")	1829	1854	1880	1905	1930	1956	1981	2007	2032	2057	2083	2108
7' (84")	2134	2159	2184	2210	2235	2261	2286	2311	2337	2362	2388	2413
8' (96")	2438	2464	2489	2515	2540	2565	2591	2616	2642	2667	2692	2717
9' (108")	2743	2769	2794	2819	2845	2870	2896	2921	2946	2972	2997	3023
10' (120")	3048	3073	3099	3124	3150	3175	3200	3226	3251	3277	3302	3327
11' (132")	3353	3378	3404	3429	3454	3480	3505	3531	3556	3581	3607	3632
12' (144")	3658	3683	3708	3734	3759	3785	3810	3835	3861	3886	3912	3937
13' (156")	3962	3988	4013	4039	4064	4089	4115	4140	4166	4191	4216	4242
14' (168")	4267	4293	4318	4343	4369	4394	4420	4445	4470	4496	4521	4547
15' (180")	4572	4597	4623	4648	4674	4699	4724	4750	4775	4801	4826	4851
16' (192")	4877	4902	4928	4953	4978	5004	5029	5055	5080	5105	5131	5156
17' (204")	5182	5207	5232	5258	5283	5309	5334	5359	5385	5410	5436	5461
18' (216")	5486	5512	5537	5563	5588	5613	5639	5664	5690	5715	5740	5766
19' (228")	5791	5817	5842	5867	5893	5918	5944	5969	5994	6020	6045	6071
20' (240")	6096	6121	6147	6172	6198	6223	6248	6274	6299	6325	6350	6375
21' (252")	6401	6426	6452	6477	6502	6528	6553	6579	6604	6629	6655	6680
22' (264")	6706	6731	6756	6782	6807	6833	6858	6883	6909	6934	6960	6985
23' (276")	7010	7036	7061	7087	7112	7137	7163	7188	7214	7239	7264	7290
24' (288")	7315	7341	7366	7391	7417	7442	7468	7493	7518	7544	7569	7595
25' (300")	7620	7645	7671	7696	7722	7747	7772	7798	7823	7849	7874	7899
26' (312")	7925	7950	7976	8001	8026	8052	8077	8103	8128	8153	8179	8204
27' (324")	8230	8255	8280	8306	8331	8357	8382	8407	8433	8458	8484	8509
28' (336")	8534	8560	8585	8611	8636	8661	8687	8712	8738	8763	8788	8814
29' (348")	8839	8865	8890	8915	8941	8966	8992	9017	9042	9068	9093	9119
30' (360")	9144	9169	9195	9220	9246	9271	9296	9322	9347	9373	9398	9423

Таблица 41.24. Американская и английская системы обозначения проводов с диаметрами в дюймах и миллиметрах

Обозначение	AWG		BWG		ISWG (SWG)	
	Диаметр в дюймах	Диаметр в мм	Диаметр в дюймах	Диаметр в мм	Диаметр в дюймах	Диаметр в мм
0000(4/0)	0,46	11,68	0,454	11,53	0,4	10,16
000(3/0)	0,409	10,41	0,425	10,8	0,372	9,45
00(2/0)	0,365	9,27	0,38	9,65	0,348	8,84
0(1/0)	0,325	8,25	0,34	8,64	0,324	8,23
1	0,289	7,35	0,3	7,62	0,3	7,62
2	0,258	6,54	0,283	7,21	0,276	7,01
3	0,229	5,83	0,259	6,58	0,252	6,4

Таблица 41.24. Американская и английская системы обозначения проводов с диаметрами в дюймах и миллиметрах (окончание)

Обозначение	AWG		BWG		ISWG (SWG)	
	Диаметр в дюймах	Диаметр в мм	Диаметр в дюймах	Диаметр в мм	Диаметр в дюймах	Диаметр в мм
4	0,204	5,19	0,238	6,05	0,232	5,89
5	0,182	4,62	0,22	5,59	0,212	5,38
6	0,162	4,11	0,203	5,16	0,192	4,88
7	0,144	3,66	0,179	4,57	0,176	4,47
8	0,128	3,26	0,164	4,19	0,16	4,06
9	0,114	2,9	0,147	3,76	0,144	3,66
10	0,102	2,59	0,134	3,4	0,128	3,25
11	0,091	2,3	0,12	3,05	0,116	2,95
12	0,081	2,05	0,109	2,77	0,104	2,64
13	0,072	1,83	0,095	2,41	0,092	2,34
14	0,064	1,63	0,083	2,11	0,081	2,03
15	0,057	1,45	0,072	1,83	0,072	1,83
16	0,051	1,29	0,065	1,65	0,064	1,63
17	0,045	1,15	0,058	1,47	0,056	1,42
18	0,04	1,02	0,049	1,24	0,048	1,22
19	0,036	0,91	0,042	1,07	0,04	1,02
20	0,032	0,81	0,035	0,89	0,036	0,92
21	0,028	0,72	0,031	0,79	0,032	0,81
22	0,025	0,64	0,028	0,71	0,028	0,71
23	0,023	0,57	0,025	0,64	0,024	0,61
24	0,02	0,51	0,023	0,56	0,023	0,56
25	0,018	0,45	0,02	0,51	0,02	0,51
26	0,016	0,4	0,018	0,46	0,018	0,46
27	0,014	0,36	0,016	0,41	0,016	0,41
28	0,013	0,32	0,0135	0,356	0,014	0,36
29	0,011	0,29	0,013	0,33	0,013	0,33
30	0,01	0,25	0,012	0,305	0,012	0,305
31	0,09	0,23	0,01	0,254	0,011	0,29
32	0,008	0,2	0,009	0,229	0,0106	0,27
33	0,007	0,18	0,008	0,203	0,01	0,254
34	0,0063	0,16	0,007	0,178	0,009	0,229
35	0,0056	0,14	0,005	0,127	0,008	0,203
36	0,005	0,13	0,004	0,102	0,007	0,178
37	0,0044	0,11	–	–	0,0067	0,17
38	0,004	0,1	–	–	0,006	0,15
39	0,0035	0,09	–	–	0,005	0,127
40	0,0031	0,08	–	–	0,0047	0,12

## 41.7. Диаграммы

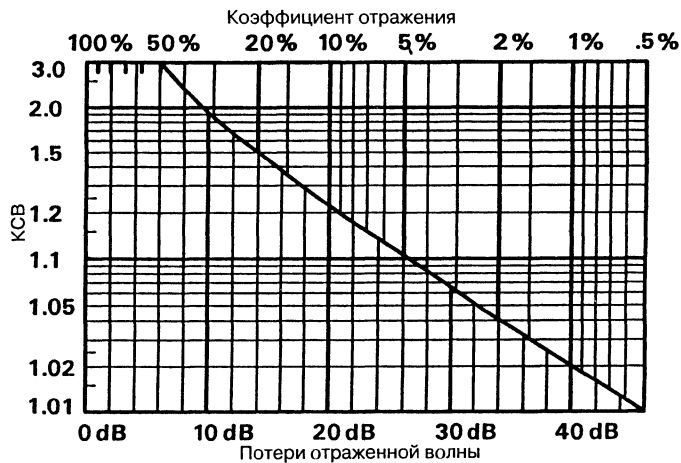


Диаграмма 41.1. КСВ, коэффициент отражения, затухание отраженной волны

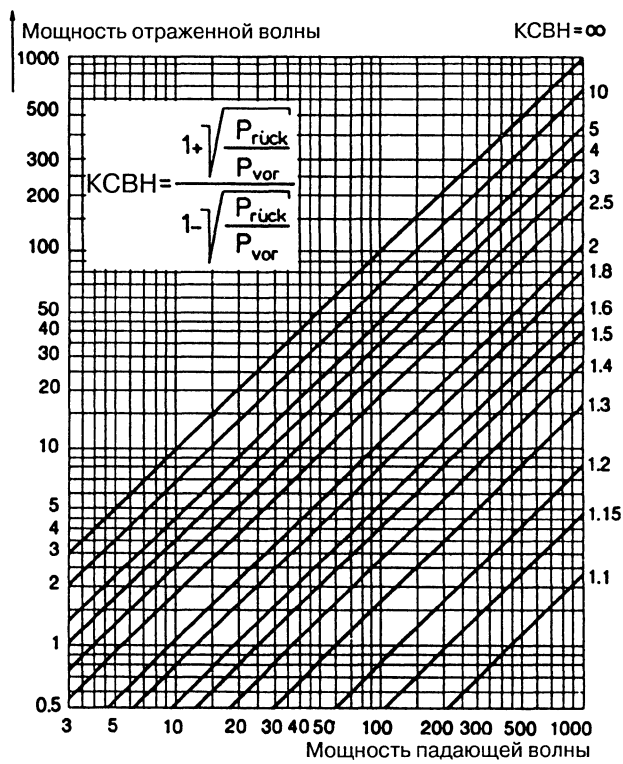


Диаграмма 41.2. Зависимость мощности отраженной волны от мощности падающей при разных КСВН (по Rohde & Schwarz)



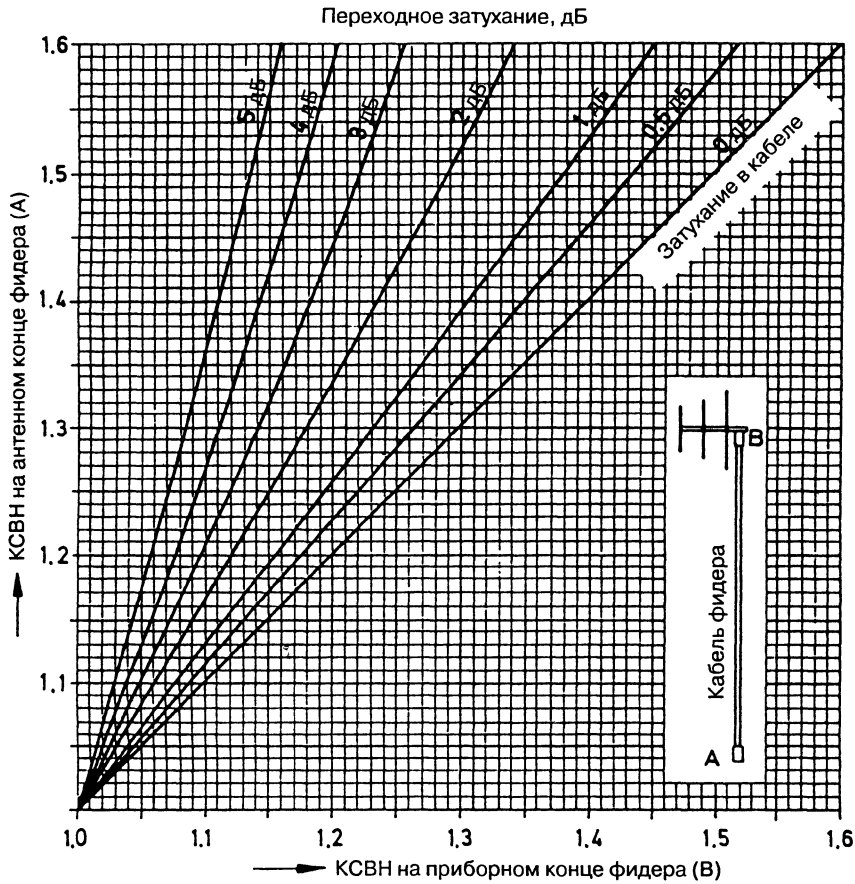
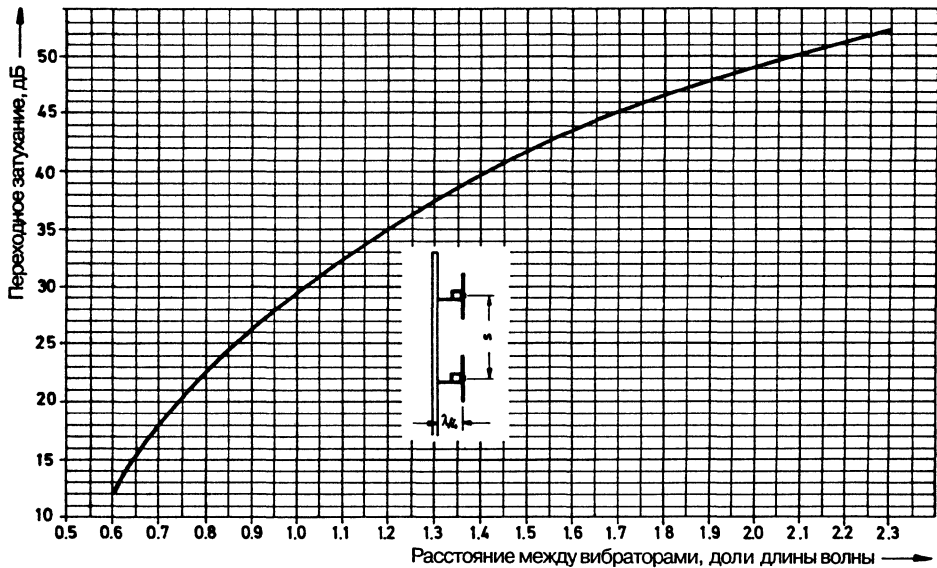
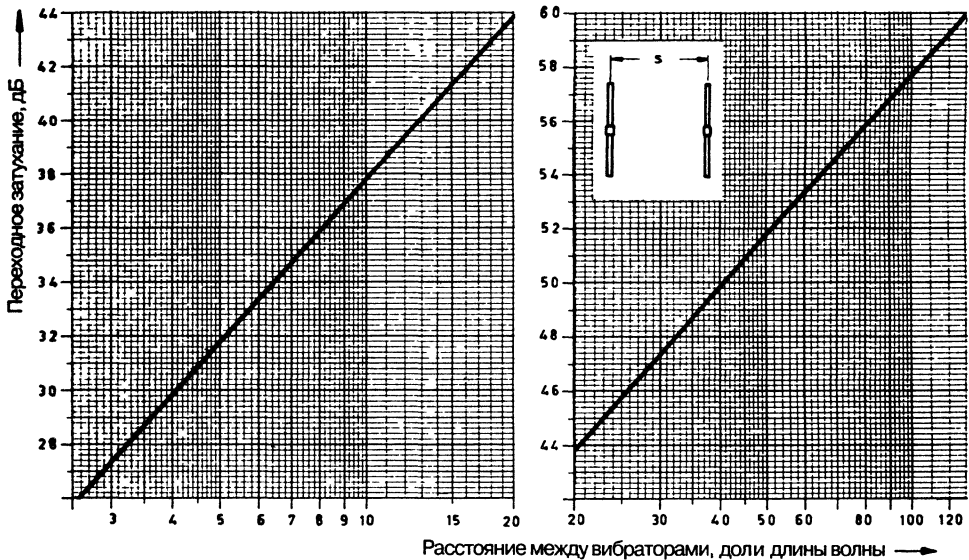


Диаграмма 41.3. Изменения КСВН вследствие затухания в фидере (по Катрейну)



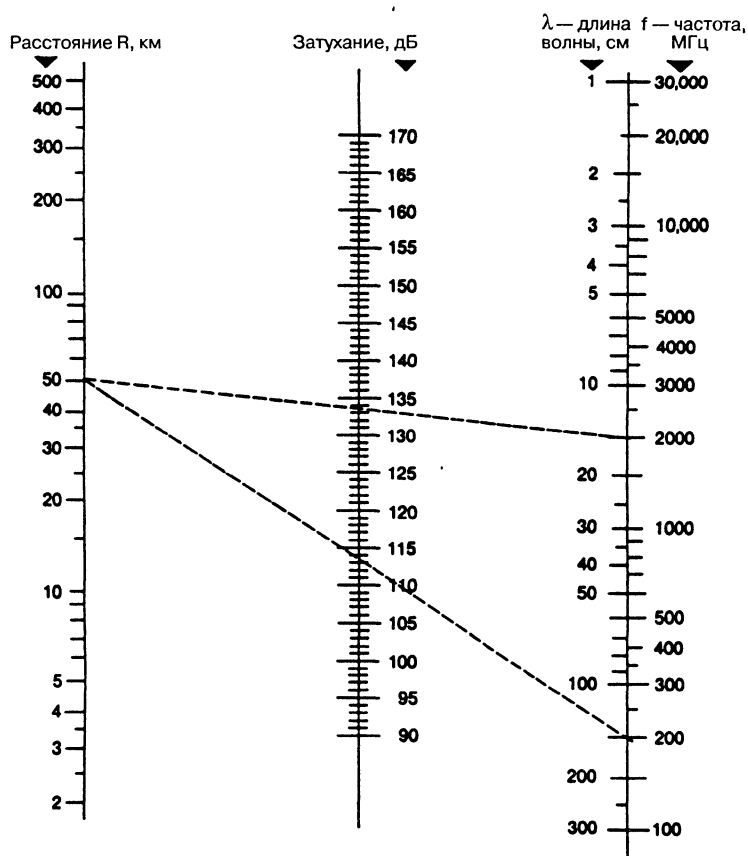
Переходное затухание между двумя расположенными один над другим вертикально поляризованными полуволновыми вибраторами в зависимости от расстояния между ними.



Переходное затухание между двумя полуволновыми вибраторами вертикальной поляризации в зависимости от горизонтального расстояния между ними.

Диаграмма 41.4. Значения переходного затухания между двумя вибраторами (по Катрейну)

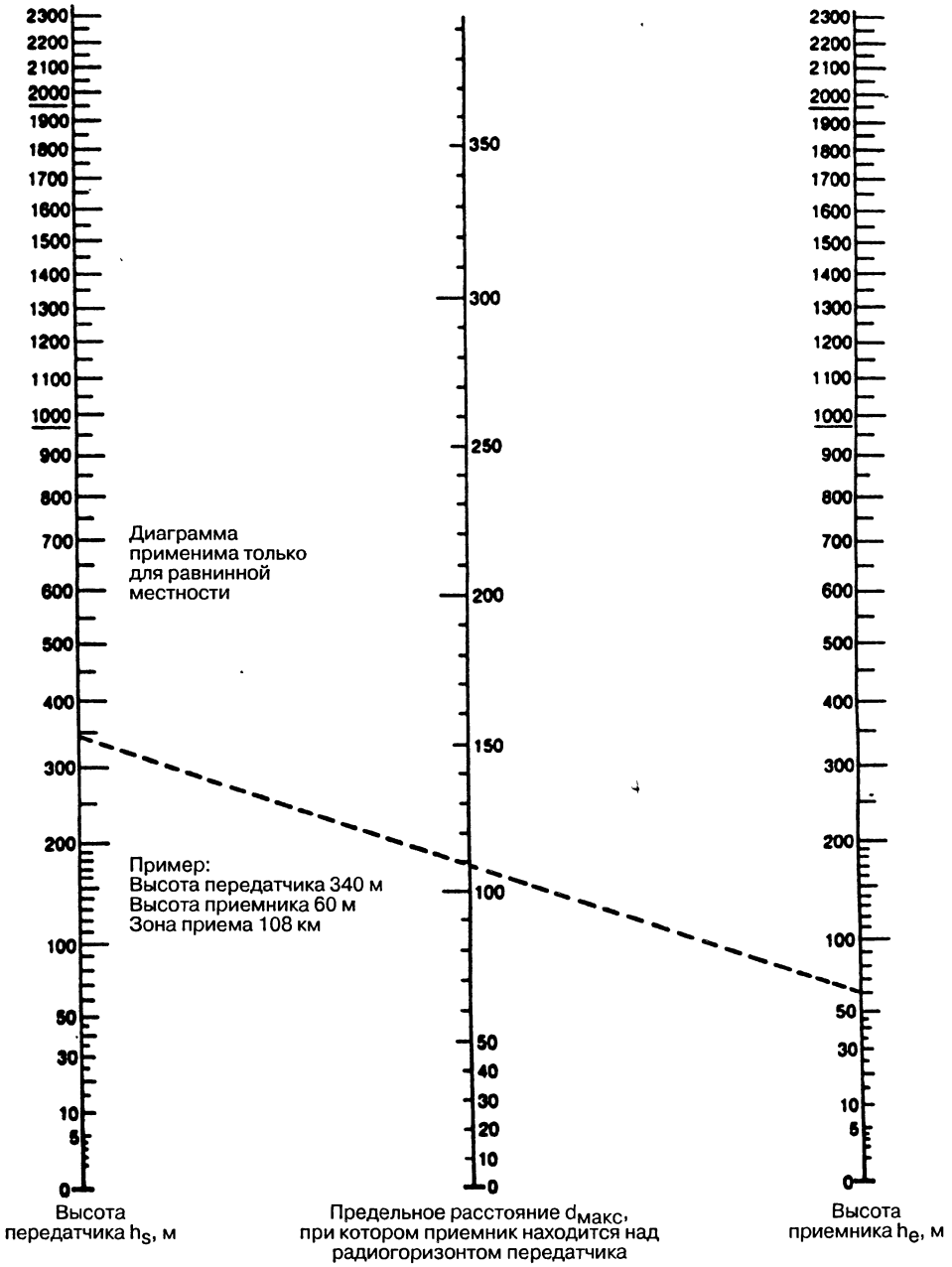
$$F = \left( \frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2$$



Пример: расстояние 50 км; частоты 200 (2000) МГц

$$F/dB = 121,98 - 20 \lg \lambda_{\text{см}} + 20 \lg R_{\text{км}} \quad F/dB = 32,45 + 20 \lg f_{\text{МГц}} + 20 \lg R_{\text{км}}$$

Диаграмма 41.5. Номограмма для определения потерь при передаче между изотропными антеннами



$$d_{\text{макс/км}} = 4,12 (\sqrt{h_{s/м}} + \sqrt{h_{e/м}})$$

Диаграмма 41.6. Номограмма для определения максимально возможной дальности связи в диапазонах метровых и дециметровых волн (по Rohde & Schwarz)

# Предметный указатель

## А

- Авиационная радиосвязь (II) 340
- Алфорда схема (I) 130
- Амплитудно-фазовые характеристики (II) 292
- Антенная решетка
  - 12-элементная (II) 79, (II) 82
  - 16-элементная (II) 80
  - НВ9СV (II) 83
  - для диапазона 23 см (II) 343
- Антенноскоп (II) 267
- Антенны
  - Batwing и супертурникетная (II) 125
  - Big Wheel (II) 122
  - Cubical Quad (I) 253
  - DDRR на частоту 145 МГц (II) 115
  - Delta Loop (I) 270, (I) 403
    - двухэлементная (I) 409
    - многодиапазонная (I) 317, (I) 337
    - многодиапазонная НВ9ADQ (I) 318
    - половинчатая (I) 405
    - с концевой емкостью (I) 404
    - трехдиапазонная (I) 317
    - укороченная (I) 317
  - DJ4VM (I) 235
  - DL7AB (I) 207
  - G3LDO (I) 283
  - G5RV (I) 181
  - Groundplane (I) 359
    - двухдиапазонная (I) 390
    - заземленная (I) 361
    - многодиапазонная (I) 380
    - многопроводная (I) 362
    - размеры (I) 363
    - с емкостной нагрузкой (I) 370, (I) 376
    - трехдиапазонная VK2AZN (I) 388
    - удлиненная (I) 364
    - укороченная (I) 369, (II) 34
    - четырёхдиапазонная (I) 387
  - Groundplane Loop (EMGL) (II) 19
  - HA5DM (I) 187
  - НВ9СV (I) 248, (II) 42
  - Helikon (II) 162
  - J-образная (II) 103
  - JF (I) 232
  - K4EF (I) 214
  - QH-Beam (I) 408
  - Quagi (II) 177
  - SSR (II) 342
  - T2FD (I) 195
  - V-образная (I) 208, (I) 211, (I) 220
    - звезда (I) 210
    - УКВ (II) 165
  - W3DZZ (I) 184
  - W5ANB (I) 183
  - W8JK (I) 243
  - X-Quad (II) 177
  - Y-образная (I) 167
  - ZS6BKW (I) 183
  - автомобильные (II) 209, (II) 335
  - активная (I) 71, (II) 25
    - применение (II) 28
  - аперидическая длиннопроводная (I) 217
  - бегущей волны (I) 218
  - Брюса (I) 239
  - вертикальная (I) 161
    - DK9FN (I) 392
    - без переключений (I) 386
    - двухдиапазонная (I) 379
    - двухдиапазонная W1JF (I) 392
    - двухэлементная (I) 407
    - длиной  $3\lambda/8$  (I) 162, (I) 367
    - длиной  $5\lambda/8$  (I) 162, (I) 368, (I) 393, (II) 106
    - заземленная (I) 162, (I) 365
    - коаксиальная (I) 378
    - конструкции (I) 359
    - многодиапазонная T2FD (I) 397
    - параметры (I) 354
    - переключаемая (I) 383
    - переключаемая LA1EI (I) 385
    - с тремя противовесами (I) 362
    - свойства излучения (I) 356
    - T- и Г-образная (I) 376
    - четырёхдиапазонная DL2EO (I) 386
  - Виндома (I) 172
    - многодиапазонная (I) 175
    - с симметричным питанием (I) 175
    - сдвоенная (I) 176
  - «волновой канал»
    - принцип действия и усиление (II) 44

- высокие  
 вертикально-штыревые (II) 207  
 Г-образная (I) 204  
 горизонтальный прямоугольник (I) 255  
 дальней связи (I) 163  
 двойной квадрат (I) 258  
 гибридный (II) 170  
 для УКВ (II) 168  
 многоэтажная (II) 169  
 четырехэтажная (II) 174  
 двойной «Цепелин» (I) 171, (I) 213  
 двухзеркальная (II) 139  
 двухконусная (I) 402  
 двухэлементная для диапазона 2 м (II) 42  
 директорная (II) 53  
 13-элементная (II) 215  
 18-элементная широкополосная (II) 69  
 20-элементная (II) 217  
 восьмизлементная (II) 214  
 двухдиапазонная KH6OR (I) 320  
 двухдиапазонная W4KFC (I) 321  
 двухдиапазонная W8FYR (I) 321  
 двухэлементная (II) 212  
 девятиэлементная (II) 55, (II) 214  
 десятиэлементная (II) 65  
 дециметрового диапазона (II) 221  
 длинная (II) 58, (II) 61, (II) 66  
 длинная DL6WU (II) 67  
 для диапазона 23 см (II) 343  
 для диапазонов УКВ и ДМВ (II) 44  
 квадратно-рамочная (II) 69  
 короткая (II) 53, (II) 57  
 круговой поляризации (II) 149  
 многоэтажная (II) 217  
 многоэтажная 4×4 (II) 97  
 многоэтажная 6×6 OH2EW (II) 96  
 советы по изготовлению (II) 47  
 трехэлементная (I) 279, (II) 54, (II) 212  
 четырехэлементная (II) 57, (II) 212  
 шестиэлементная (II) 55, (II) 213  
 дисконусная (I) 397  
 диэлектрическая (I) 74  
 длиннопроводная (I) 160, (I) 202  
 для автомобильных радиотелефонов (II) 198  
 для карманных радиотелефонов (II) 198  
 для мобильной связи (II) 180  
 коротковолновые (II) 181  
 УКВ (II) 189  
 для «охоты на лис» (II) 191  
 для приема радиовещания  
 и телевидения (II) 203  
 для приема телевизионных передач (II) 210  
 для связи (II) 341  
 для стационарных радиотелефонов (II) 199  
 замкнутая длиннопроводная (I) 217  
 КВ в диапазонах УКВ и ДМВ (II) 165  
 квадратная рамка (I) 253  
 квадратный куб (I) 258  
 классификация (I) 69  
 «клеверный лист» (II) 120  
 коаксиальная (II) 103  
 кольцевая  
 DDDR (I) 393  
 остронаправленная (II) 178  
 полуволновая (I) 396  
 четвертьволновая (I) 393  
 компактная (I) 189  
 кругового излучения (II) 102  
 с двойной рамкой DL7QZ (II) 127  
 с парной спиралью (II) 126  
 круговой поляризации (II) 143  
 кубическая (I) 253  
 «Ленивая Н» (I) 233  
 линейная (I) 70  
 линзовая (I) 73  
 линзы ближнего поля (I) 74  
 широкоугольные линзы (I) 74  
 логопериодическая (I) 341  
 вибраторная (I) 341  
 директорная (I) 347  
 для УКВ и ДМВ диапазонов (II) 155  
 с угловыми вибраторами (I) 348  
 «мальтийский крест» (II) 120  
 метеорологические (II) 339  
 микроволновые (II) 343  
 многовибраторная (II) 343  
 из двойных квадратов (II) 169  
 многодиапазонная (I) 181, (I) 207  
 мобильная (II) 335  
 вертикальной поляризации (II) 190  
 на рассеянных волнах (I) 74  
 на ферритовых стержнях (II) 208  
 навигационная (II) 338, (II) 342  
 наклонная (I) 194  
 направленная  
 VK2ABQ (I) 321  
 вертикальной поляризации (I) 406  
 для УКВ и ДМВ диапазонов (II) 42  
 миниатюрная VK2AOU (I) 287  
 миниатюрная W8YIN (I) 289  
 трехдиапазонная DL1FK (I) 304  
 трехдиапазонная G4XU (I) 293  
 трехдиапазонная VK2AOU (I) 301  
 трехдиапазонная W3DZZ (I) 307  
 укороченная (I) 286  
 направленной радиосвязи (II) 330  
 направленность и усиление (I) 50  
 однопроводная (I) 218  
 одноэлементная (II) 212  
 особой формы (I) 198

- остронаправленная
    - 11-метрового диапазона (II) 200
    - DL7KM (II) 98, (II) 101
    - ZL (I) 246
  - параболическая (II) 346
  - пеленгаторная (II) 338
  - передающие
    - ДВ и СВ (II) 324
    - КВ (II) 326
    - УКВ и телевизионные (II) 328
  - питание (I) 76
  - портативных радиостанций (II) 180
  - приемные
    - высокие (II) 205
    - коротких, средних и длинных волн (II) 205
    - спутникового телевидения (II) 227
    - УКВ ЧМ диапазона (II) 227
  - принцип действия и характеристики (I) 43
  - проволочная пирамида (I) 191
  - «птичья клетка» (I) 263, (I) 336
  - радарные (II) 339
  - радиовещательные передающие (II) 324
  - разнесение (I) 40
  - рамочная (I) 71, (I) 235, (II) 11
    - Алфорда (II) 119
    - двухэлементная (I) 259
    - дельтообразная (I) 256, (I) 269
    - излучательные свойства (II) 12
    - кольцевая (I) 262
    - многодиапазонная DJ4VM (I) 313
    - многопроводная (II) 175
    - особенности излучения (II) 22
    - практика создания (II) 16
    - преимущества (II) 21
    - принцип действия (II) 11
    - проектирование (II) 22
    - пятидиапазонная (I) 334
    - с 3–5 элементами (I) 333
    - с активным рефлектором (I) 265
    - с низким цоколем (I) 340
    - трехдиапазонная (I) 324
    - трехдиапазонная CQ PA (I) 327
    - трехдиапазонная VK2AOU (I) 309
    - трехдиапазонная W4NNQ (I) 324
    - трехдиапазонная вантовая (I) 329
    - трехдиапазонная
      - четырёхэлементная (I) 333
      - укороченная (I) 290
  - рамочно-директорная
    - для диапазона 23 см (II) 344
  - рефлекторная (I) 73
  - ромбическая (I) 212, (I) 221
    - для УКВ и ДМВ диапазонов (II) 166
    - типы (I) 224
  - рупорная (I) 73
    - с отражателем (II) 133
  - с уголковым отражателем (II) 346
  - самолетная (II) 340
  - Си-Би связи (II) 196
  - синфазная горизонтальная (I) 233
  - спиральная (I) 412, (II) 144
    - двойная (II) 162
    - для диапазона 23 см (II) 344
    - квадрифилярная (II) 345
  - спиральные (II) 344, (II) 161
  - «сплошного» питания (I) 265
  - средних и длинных волн
    - Г- и Т-образные (II) 205
  - стационарные специальные (II) 324
  - Стербы (I) 239
  - судовой связи (II) 337
  - таблица параметров (I) 62
  - телевизионные
    - ДМВ диапазона (II) 221
    - логопериодические (II) 224
    - с уголковым отражателем (II) 223
    - широкополосные (II) 226
  - типы (I) 69
  - трехдиапазонная (I) 188
  - тупоугольная (I) 211
  - турникетная (II) 119
  - фигурная (I) 70
  - Франклина (I) 232
  - Фукса (I) 206
  - Х-образная (I) 282
  - «Цепелин» (I) 169
  - «швейцарский квадрат» (I) 266
  - шестидиапазонная (I) 214
  - шестиэлементная (I) 238
  - широкополосная
    - с отражателем (II) 134
    - приемная (II) 208
  - щелевая (I) 71, (II) 142
  - эталонная (I) 57
  - Антенные решетки
    - многоэтажные (II) 85
    - директорные УКВ и ДМВ (II) 72
  - питание (II) 73
    - с оптимальными расстояниями (II) 87
    - с рефлекторами (II) 78
    - телевизионные (II) 217
  - Антенные усилители (II) 349
  - Антенный канатик (II) 304
  - Атмосфера Земли (I) 19
  - Аттенюаторы (II) 285
- В**
- Взаимная модуляция (II) 352
  - Вибратор
    - веерный (II) 131

волновый (I) 66, (I) 194  
   многэтажный (I) 238  
   перед отражателем (II) 222  
 двухэлементный (I) 231  
 замкнутый широкополосный (I) 197  
 кольцевой (II) 116  
 многодиапазонный (I) 169, (I) 179, (I) 189  
   настройка (I) 199  
   однодиапазонный (I) 167  
   оптимизированный (I) 198  
   петлевой (I) 64, (I) 168  
   удлиненный (I) 198  
   плоский (II) 130  
   полуволновый (I) 43, (I) 159  
   вертикальный (I) 372  
   закономерности излучения (I) 52  
   распределение тока и напряжения (I) 43  
   эффективные длина и высота (I) 49  
 с запирающим контуром (I) 184  
 с коаксиальным фидером (I) 167  
 суррогатный (I) 168  
 трехдиапазонный (I) 178  
 угловой (I) 192, (II) 117  
 удлиненный (I) 198  
 укороченный (I) 190  
 четырехдиапазонный (I) 178  
 широкополосный (I) 194  
   с отражателем (II) 135  
 Включение сопротивлений  
   параллельное (II) 296  
   последовательное (II) 296  
 Возбуждение групповых директорных  
 антенн (II) 89  
 Временной ход гармонической переменной  
 величины (II) 289  
 Входное сопротивление линии  
 передачи (II) 301  
 Высокочастотный разделительный  
 трансформатор (II) 246  
 Высокочастотный шлейф (II) 248

**Г**

Гауссова плоскость и диаграмма Смита (II) 294  
 Грозозащита и заземление (II) 316  
 Группы  
   вибраторные (I) 230  
   директорных антенн  
   для диапазона 70 см (II) 96  
   многэтажных (II) 96  
   практика построения (II) 91  
   линейные (I) 72  
   на базе антенны DL2RSX (II) 91  
   плоскостные (I) 72  
   полотна (I) 72  
   решетки (I) 72  
   суммирующие излучатели (I) 72

пространственные  
   всенаправленный излучатель (I) 72  
   кольцевые излучатели (I) 72  
   направленный излучатель (I) 72

**Д**

Двухдиапазонная оконная рамка (II) 179  
 Действующая поверхность (I) 60  
 Диаграмма направленности (I) 50  
 Диаграмма Смита для линий передачи (II) 300  
 Диаграммы (II) 403  
 Дифракция радиоволн (I) 39  
 Диэлектрик в высокочастотных фидерах (I) 77  
 Длины антенн (II) 384  
 Дополнительные средства защиты  
 от помех (II) 249  
 Дроссель  
   кабельный (I) 134  
   на ферритовом сердечнике (I) 134

**Е**

Единицы измерений (II) 384

**Ж**

Журналы для радиолюбителей (II) 381

**З**

Заземление (I) 352  
 Замирание (I) 40  
 Затвор широкополосный (I) 134  
 Затраты на направленные антенны (I) 165  
 Затухание в высокочастотных линиях (I) 82  
 Защита  
   от перегрузок по напряжению (II) 318  
   от радиопомех (II) 234

**И**

Излучатели  
   апертурный (I) 73  
   вращающийся (I) 161  
   групповой (I) 71  
   Гюйгенса (I) 70  
   двусторонний (I) 236  
   двухэлементный переключаемый (I) 251  
   диполь  
   Герца (I) 70  
   Фитцджеральда (I) 70  
   дисконусный широкополосный (II) 115  
   длинный провод (I) 70  
   длиной  $5\lambda/8$   
   многэтажный (II) 113



- круговой многоэтажный вертикальной поляризации (II) 107  
 направленный многодиапазонный (I) 293  
 однонаправленный (I) 246  
 поворотный (I) 274  
   двухэлементный (I) 278  
 полуволновый (I) 167  
 продольные (I) 242  
   для УКВ и ДМВ (II) 42  
 рамочный (I) 160  
 строение (I) 72  
 укороченный  
   на удлинителях (I) 290
- Измерения** (II) 275  
   входного сопротивления (II) 277  
   на моделях (II) 283  
   резонанса (II) 275  
   согласования (II) 277  
   усиления (II) 281  
     абсолютным методом (II) 282  
     методом сравнения (II) 282  
   характеристик линий передач (II) 280
- Измерители**  
   импеданса (II) 266  
   напряженности поля (II) 273
- Измерительная линия** (II) 272
- Импеданс антенны** (I) 45
- Индикаторы**  
   Monimatch (II) 261  
   резонанса (II) 253  
     для ДМВ (II) 255  
     на полевых транзисторах (II) 257  
     одноламповые схемы (II) 254  
   с двумя лампами накаливания (II) 264  
   тока и напряжения (II) 252
- Ионосфера** (I) 20  
   возмущения (I) 29  
   концентрации электронов (I) 22
- слон  
   D (I) 29  
   E (I) 29  
   F (I) 29  
   спорадический E (I) 31  
   строение и свойства (I) 28
- Искусственные спутники Земли** (II) 229
- К**
- Кабель коаксиальный** (I) 81  
   волновое сопротивление (I) 76  
   определение (I) 79  
   подключение (I) 146, (I) 149  
   разновидности (I) 81
- Катушка бифилярная** (I) 134
- Книги об антеннах** (II) 369
- Коаксиальные кабели** (II) 384
- Кольцо гибридное** (I) 125
- Комплексное представление переменных величин** (II) 289  
   синусоидальных переменных величин (II) 291
- Комплексное сопротивление** (II) 291
- Комплексные числа** (II) 289
- Коррозия** (II) 314
- Коэффициенты**  
   направленности (I) 57  
   согласования (II) 301  
   укорочения (I) 47  
   усиления (I) 57, (I) 60
- Круговая диаграмма полных сопротивлений** (II) 293
- Круговые излучатели горизонтальной поляризации**  
   УКВ и ДМВ (II) 116
- КСВ-метры** (II) 259
- Л**
- Линии передачи** (I) 129  
   волновое сопротивление (I) 76  
   двухпроводная линия (I) 80  
     как согласующий элемент (I) 93  
     распределение напряжения (I) 88  
   потери вследствие стоячих волн (I) 90  
   физические свойства (I) 88
- М**
- Материалы** (II) 312  
   для изготовления антенн (II) 304
- Мачты и трубы** (II) 309
- Мосты**  
   Бушера (I) 114, (I) 129  
   для измерения КСВ (II) 264
- Н**
- Напряженность**  
   поля электрического (I) 16
- Натяжные тросы** (II) 305
- О**
- Опасность электромагнитного излучения** (II) 356
- Особые типы антенн для УКВ и ДМВ диапазонов** (II) 130
- Отражение радиоволн** (I) 39  
   критическая частота (I) 23  
   максимально применимая частота (I) 23  
   на спорадическом слое E (I) 38  
   от метеоритных следов (I) 37  
   от северного сияния (I) 38

**П**

- Пеленгаторные антенны
  - 80-метрового диапазона (II) 191
  - двухметрового диапазона (II) 194
- Перевод англосаксонских мер (II) 395
- Пересчет величин и параметров (II) 393
- Поверхностные волны
  - блокировка (II) 242
  - поглощение (I) 21
  - распространение (I) 21
- Поворотные устройства (II) 314
- Поглотитель
  - резистивный (I) 137
  - со стальной путанкой (I) 137
  - ферритовый (I) 136
- Поле
  - магнитное (I) 15
  - электрическое (I) 14
  - электромагнитное (I) 14
- Поляризация
  - антенн УКВ и ДМВ диапазонов (II) 34
  - электромагнитных волн (I) 17
- Потенциал-трансформатор (I) 126
- Практика создания антенн (II) 304
- Практические реализации фильтров для бытовой электроники (II) 245
- Преобразование сопротивлений (I) 115
  - в проводимости (II) 295
  - с помощью двух реактивных сопротивлений (II) 298
  - с помощью диаграммы Смита (II) 296
- Приборы (II) 252
- Принадлежности (II) 312
- Принцип суперпозиции (II) 86
- Программы
  - MININEC (II) 362
  - для расчета антенн (II) 361
  - для расчета распространения радиоволн (II) 365
  - МККР для расчета антенн (II) 362
  - профессиональные для расчета антенн (II) 365
- Пространственные волны (I) 21
  - затухание (I) 24
  - распространение (I) 21
- Противовесы (I) 354
  - радиальные (I) 132
- Прочность (II) 311

**Р**

- Радиосвязь на море (II) 337
- Разъемы высокочастотные (II) 315
- Распространение
  - волн любительских КВ диапазонов (I) 32
  - длинных волн (II) 204

- квазиоптическое (I) 34
- коротких волн (I) 25, (II) 204
- метровых волн (I) 34
- поверхностных волн (I) 21
- пространственных волн (I) 21
- сверхдальнее (I) 36
- сверхдлинных радиоволн (I) 39
- скользящая волна (Supermode) (I) 23
- скорость (I) 13
- средних волн (II) 204
- УКВ отражением от Луны и спутников (I) 38
- электромагнитных волн (I) 19
- Рассеяние радиоволн (I) 36
- Резонатор четвертьволновый
  - блокирующий (I) 132
- Рефлектометр
  - и направленный ответитель (II) 259
  - с внешним проводником (II) 263
- Решетки вибраторные (I) 230
- Ряд вибраторный
  - коллинеарный (I) 227
  - параллельный (I) 229

**С**

- Сеть заземления (I) 352
- Символьные методы и круговая диаграмма полных сопротивлений (II) 289
- Симметрирование
  - блокирующей цепью (I) 132
  - объемным контуром (I) 130, (I) 139
  - основные принципы (I) 119
  - по электрическому полю (I) 139
  - подбором сопротивлений (I) 138
  - резонаторное (I) 139
  - схемой X/2 (I) 139
- Система питания
  - матричная (I) 72
  - синфазных вибраторов (I) 227
  - способы питания антенн (I) 96
- Согласование
  - L-элементом (I) 141
  - Г-образный элемент (I) 112
  - гамма-согласование (I) 103
  - гамма-элементом (I) 141
  - двухпроводной линией (I) 93
  - дельта-согласование (I) 101
  - несимметричный шлейф (I) 111
  - омега-согласование (I) 104
  - омега-элементом (I) 141
  - П-образный элемент (I) 115
  - промышленное (I) 156
  - с помощью дискретных элементов (I) 112
  - с помощью моста Бушера (I) 114
  - T-образный элемент (I) 102, (I) 115

Согласующие элементы (I) 101  
 базовый (I) 155  
 емкостные (I) 155  
 применение (I) 157  
 Т-образные (I) 155  
 Солнечная активность (I) 25  
 Солнечные пятна (I) 27  
 Солнечный ветер (I) 26  
 Сообщения об антеннах (II) 376  
 Сооружение антенн (II) 319  
 Сопротивление излучения (I) 46  
 Специализированные технические журналы (II) 379  
 Стандарты антенн (II) 319  
 Стратосфера (I) 20  
 Страхование (II) 321  
 Структуры  
 плоские (I) 73  
 пространственные (I) 73

**Т**

Точка пересечения (II) 353  
 Траверса антенны (I) 281  
 Трансформаторы (I) 120  
 V-образный (I) 130  
 емкостный (I) 142  
 интегральный (I) 133  
 клинообразный (I) 140  
 коаксиальный (I) 134  
 линейный (I) 121  
 на ответвителях (I) 140  
 на петлевом вибраторе (I) 141  
 разрезной (I) 128  
 рамочный (I) 128  
 реактивный (I) 124  
 резонансный (I) 121  
 с полуцилиндрической оболочкой (I) 129  
 скомпенсированный (I) 131  
 фазовый (I) 124  
 четвертьволновый (I) 105  
 широкополосный (I) 116, (I) 122  
 Трансформирующие элементы (I) 101  
 Тропосфера (I) 19

**У**

Угловой отражатель (II) 136  
 Удлиняющие катушки для вертикальных антенн (II) 183  
 Устройство и монтаж антенн УКВ и ДМВ (II) 35

**Ф**

Фидер  
 назначение (I) 76  
 настроенный (I) 97  
 однопроводный (I) 86  
 Губо (I) 86  
 подключение (I) 146, (I) 151  
 симметричный (I) 149  
 согласованный (I) 96

Фильтры (II) 235  
 антенный для любительского передатчика (II) 239  
 верхних частот (II) 237, (II) 245  
 нижних частот (II) 236, (II) 248  
 для передатчика QRP (II) 239  
 для передатчика УКВ (II) 242  
 двоянный (II) 240  
 трехсекционный (II) 241  
 П-образный (I) 148  
 полосовые (II) 237  
 режекторные (II) 238  
 резонансный (I) 132

**Ч**

Частотные диапазоны (II) 383

**Ш**

Шлейф  
 ЕМI (I) 126  
 Картера (I) 125  
 петлевой (I) 123  
 Позы (I) 126  
 полуволновый петлевой (I) 123  
 разомкнутый (I) 128  
 симметрирующий (I) 125  
 согласующий (I) 107  
 широкополосный (I) 126

Шумовые мосты (II) 270  
 Шумы (II) 349  
 антенн (I) 62

**Э**

Эквивалентные нагрузки (II) 284  
 Электромагнитные волны (I) 13  
 классификация радиоволн (I) 18  
 плоские волны (I) 16  
 поляризация (I) 17  
 Эталонные УКВ и ДМВ антенны (II) 39

# АНТЕННЫ

Издание одиннадцатое, исправленное