

И.В.ГОНЧАРЕНКО

АНЕННЫ

КВ и УКВ

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ОСНОВЫ И ПРАКТИКА



Гончаренко И. В.

Антенны КВ и УКВ. Часть II. Основы и практика. — М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2005.— 288 с.: ил.

ISBN 5-93037-132-6

Настоящая книга является второй частью справочника «Антенны КВ и УКВ». В ней изложены основы теории и практики антенн, подробно изучены основные классы простых антенн и необходимые смежные вопросы питания и согласования. Это позволяет читателю в дальнейшем понимать практически любую антенну.

Первая часть справочника выпущена в начале 2004 года под названием «Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование. MMANA».

Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей и специалистов, занимающихся конструированием и изготовлением антенн.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	7
Список обозначений, принятых во 2-й части	10
3. Антенны. Основа и практика	13
3.1. Немного теории	13
3.1.1. Образование электромагнитной волны	13
3.1.2. Параметры ЭМВ и среды распространения	16
3.1.3. Диаграмма направленности	18
3.1.4. Усиление антенны	20
3.1.5. Сопротивления излучения и потерь. Входной импеданс	21
3.1.6. Принцип взаимности. Приемные антенны	26
3.1.7. Площадь раскрыва антенны	28
3.1.8. Механизмы прохождения радиоволн	33
3.1.8.1. Механизмы прохождения в диапазоне КВ	35
3.1.8.2. Механизмы прохождения в диапазоне УКВ	37
3.1.9. Требования к ДН антенны	39
3.1.9.1. Требования к ДН УКВ антенн	40
3.1.9.2. Требования к ДН антенны на КВ	41
3.2. Линии питания	49
3.2.1. Параметры линии передачи	49
3.2.2. Основные типы линий передач	50
3.2.3. Потери в линиях передачи	54
3.2.4. Трансформация импедансов линиями	59
3.2.5. Согласование и КСВ	61
3.2.6. Потери в рассогласованной линии ($КСВ > 1$)	63
3.2.7. Резонансное и нерезонансное питание антенн	68
3.2.8. Мифы и заблуждения о КСВ	69
3.2.9. Измерители КСВ	71
3.2.9.1. КСВ-метр с датчиком тока	71
3.2.9.2. Мостовой КСВ-метр	76
3.2.9.3. КСВ-метр на направленном ответвителе	79
3.2.9.4. Применение КСВ-метров и погрешности	81
3.3. Горизонтальный симметричный вибратор	83
3.3.1. ДН симметричного вибратора и распределение тока	83
3.3.2. Входной импеданс диполя и его полоса	84
3.3.3. Влияние земли на усиление и ДН	88
3.3.4. Влияние земли на входное сопротивление и полосу пропускания	91
3.3.5. Влияние сложной земли	95

3.4. Вертикальный вибратор	101
3.4.1. ДН вертикальных вибраторов в свободном пространстве	101
3.4.2. Входной импеданс вертикальных вибраторов и их BW в свободном пространстве	104
3.4.3. Влияние идеальной земли на усиление и ДН	107
3.4.4. Влияние реальной земли на усиление и ДН	109
3.4.5. Противовесы. Вертикал на земле	115
3.4.5.1. Противовесы GP, поднятого выше $0,15\lambda$	115
3.4.5.2. GP и противовесы на земле	119
3.4.5.3. Противовесы GP на высоте $0,01 \dots 0,15\lambda$	122
3.4.5.4. Настройка противовесов	124
3.4.6. Влияние земли на входное сопротивление и полосу пропускания GP	127
3.4.7. Сложная земля	130
3.5. Согласование антенн	134
3.5.1. Согласование изменением размеров антенны	134
3.5.2. СУ на сосредоточенных LC элементах	136
3.5.3. Согласование одним отрезком линии. Четвертьволновые трансформаторы	139
3.5.4. Согласование двумя последовательными отрезками линий	142
3.5.5. Линия с переменным волновым сопротивлением	143
3.5.6. Ферритовые трансформаторы	144
3.5.7. СУ на двух последовательно-параллельно включенных отрезках линии	149
3.5.8. Согласование одним последовательным (или параллельным) сосредоточенным элементом	151
3.5.9. Т-согласование	155
3.5.10. Гамма-согласование	157
3.5.11. Омега-согласование	161
3.5.12. Полоса согласования. Широкополосное согласование	165
3.5.12.1. Широкополосное согласование параллельным LC контуром в точке питания	165
3.5.12.2. Широкополосное согласование последовательным LC контуром через $\lambda/4$ отрезок линии	169

3.5.12.3. Широкополосное согласование вibrаторов с гамма- и омега- согласо- ваниями	170
3.5.12.4. Широкополосное согласование антенн с параллельным сосредоточенным элементом	172
3.5.12.5. Расширение полосы нерезонансных вibrаторов с гамма- и омега- согласо- ваниями	174
3.6. Подавление излучения линии передачи и окружающих металлических предметов	176
3.6.1. Почему и когда это требуется	176
3.6.2. Синфазные токи в симметричных линиях передачи	178
3.6.3. Синфазные токи в коаксиальных линиях передачи	182
3.6.4. Устройства подавления синфазного тока линии	186
3.6.4.1. Трансформатор с малой межвитковой емкостью	187
3.6.4.2. Развязывающий дроссель	187
3.6.4.3. Фильтры-пробки	193
3.6.5. Симметрирующие устройства	196
3.6.5.1. Одно ли и тоже: симметрирование и по- давление синфазного тока?	196
3.6.5.2. Балансная компенсация синфазного тока	197
3.6.5.3. Симметрирующее U-колono	200
3.6.6. Наведенные токи	203
3.6.7. Требования к антеннам по снижению паразитных токов	207
3.6.8. Использование синфазного тока линии для основного изучения антенны	212
3.7. Укороченные антенны	218
3.7.1. Укорочение — за и против	218
3.7.1.1. Причины потери усиления	219
3.7.1.2. Причины сужения полосы	225
3.7.2. Укорочение индуктивностью	226
3.7.3. Укорочение концевой емкостью	231
3.7.4. Изогнутые антенны	239
3.7.5. Изломанные антенны	244
3.7.6. Магнитные рамки	250

3.7.7. Комбинация методов	260
3.7.7.1. Укорочение индуктивностью и концевой емкостью	260
3.7.7.2. Укорочение концевой емкостью и изгибом (или изломом)	261
3.7.7.3. Укорочение концевой емкостью и гамма-(омега-)согласованием	262
3.7.7.4. Антенны DDRR	263
3.7.8. Вера в чудеса или лжеантенны	266
3.7.8.1. Миф, как технология рынка	266
3.7.8.2. Super-C	268
3.7.8.3. Микровертикал	271
3.7.8.4. CFA антенна	276
3.7.8.5. EH антенна	279
Заключение и благодарности	284
Список литературы	285

ПРЕДИСЛОВИЕ

Вы держите в руках вторую часть интерактивного справочника «Антенны КВ и УКВ». Первая часть (Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование MMANA.— М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2004). Предполагается, что по ее прочтении вы уже имеете представление о компьютерном моделировании антенн вообще, и о программе MMANA и ее утилитах в частности. Зачем это надо в справочнике по антеннам? Дело в том, что справочник этот не простой, а интерактивный, т. е. тот, которому можно задавать вопросы и адаптировать, приведенные в нем конструкции под свои условия.

Это очень важно — крайне редко удастся скопировать один к одному описанную в литературе антенну. Почти всегда приходится что-то менять в конструкции и расположении антенны под конкретные условия.

Очевидно, что ни в каком даже самом полном обычном справочнике невозможно привести огромное количество возможных вариантов конструктива и окружения антенн. Но можно (и нужно, потому что это единственная возможность), приведя в интерактивном справочнике множество основных типов антенн в виде файлов-моделей, окончательную подгонку под местные условия возложить на читателя. А глядишь, в дальнейшем читатель, увлекшись и на базе полученных знаний, сам сможет проектировать свои антенны. Но для любой работы надо иметь соответствующий инструмент. Таким инструментом по показу всех размеров и характеристик описываемой антенны, по доводке имеющихся и проектированию новых антенн и является описанная в первой части программа моделирования антенн MMANA.

Поэтому описания антенн на бумаге даны предельно сжато — все подробности есть в файлах моделях (считается, что по прочтении первой части вы уже умеете с ними работать), на которые в книге присутствует множество ссылок. Это сделано для того, чтобы облегчить читателю понимание, и разгрузить бумажную часть справочника от сотен рисунков с размерами и подробными характеристиками антенн. В этой книге и так больше сотни рисунков. А ссылки идут почти на 300 файлов антенн. Если бы все эти антенны и их параметры дать бумажными рисунками хотя бы эскизно, то в книге было бы более 500 рисунков. Подумайте, насколько бы это увеличило объем и цену. Это было бы хуже и неудобнее, чем иметь антенны файлами, просто потому, что массу параметров все равно

пришлось бы опустить. А так вы имеете все — и подробное конструктивное описание, и все характеристики, и возможность изменения антенны под свои частоты и условия.

Конечно, книгу можно читать и без компьютера — в ней приведено множество полезных сведений, позволяющих понять и по-новому взглянуть на привычные вещи. Но наличие программы моделирования (описанной в первой части) позволит получить от справочника намного больше пользы.

То, что все антенны, приводимые в справочнике, прошли этап моделирования, дает то преимущество, что нерабочих и неудачных конструкций в интерактивном справочнике нет. Говорю об этом так уверенно потому, что компьютер не обманешь — никакие заверения на него не действуют, он показывает как эта антенна работает на самом деле. В простых же справочниках (как правило, составленных суммированием описаний антенн от самых разных, в том числе не очень добросовестных или просто искренне заблуждающихся авторов) нередко попадаются откровенно плохие конструкции, с ошибочными, завышенными параметрами. Здесь же читатель может самостоятельно *проверить* все приводимые характеристики, а не гадать, стоит ли верить данному описанию или нет.

Тем не менее, нельзя исключить, что местами (но только не в параметрах антенн!) встречаются мои личные заблуждения и опечатки. Мне кажется, этого нельзя избежать полностью, если книга готовится одним человеком; и я буду только благодарен всем, кто меня поправит.

В обозначениях заголовков сохранена структура (одна цифра в заголовке — глава, две — раздел в главе, три и более — параграфы в разделе) и продолжена нумерация первой части справочника. Первые две главы остались в первой части (поэтому разделы и параграфы, ссылки на которые начинаются с цифры 2, следует искать в первой части). Всю вторую часть, которая у вас в руках, занимает обширная 3-я глава.

Перед вами не научный труд, а практическое пособие людям, желающим не столько слепо повторять, сколько действительно понять антенны и двигаться дальше самостоятельно. Доходчивости изложения обыкновенным человеческим языком уделен максимум внимания. Туманные «околонаучные» фразы, словечки типа «дивергенция», «градиент», а также все формулы сложнее школьных нещадно выкорчеваны при саморедактировании. Тем не менее, упрощений до примитивизма (типа «ребята, отрежьте провод длиной 10,2 м, подключите в центр кабель, и все будет ОК») нет — весь изложенный материал физически точен и дает возможность читателю разобраться самому.

Как водится, в антенной практике не обошлось без теории. Но последней — лишь абсолютно необходимый для понимания сути минимум. Формул — наивозможнейший минимум. Если уж формула приведена, то она действительно нужна на практике. Многие из приводимых антенн являются новыми и нигде ранее не описывались.

Везде, где не отмечено особо, в тексте и формулах используются стандартные размерности величин: ом, вольт, ампер, метр, генри, фарада. Номера формул, таблиц и рисунков: первые две цифры — номер раздела, третья — текущий номер формулы\таблицы\рисунка в данном разделе.

Если у вас есть доступ в Интернет, то MMANA с полной (и регулярно дополняемой) библиотекой антенн (соответствующую упоминаемой в этой книге папке ...\\ANT\\), а также утилиты к MMANA можно бесплатно скачать с сайта автора www.qsl.net/dl2kg. Также MMANA можно скачать с сайта редакции журнала «Радио» www.radio.ru/mmmana.

Если же попасть в Интернет вам сложно, то дискеты — одна с программой моделирования MMANA и полной библиотекой (несколько сотен файлов) антенн, вторая с утилитами к MMANA — можно заказать в издательстве «РадиоСофт» (109125 Москва, Саратовская ул. 6/2, тел. (095) 177-47-20, электронная почта real@radiosoft.ru).

Для работы со второй частью справочника, которая у вас в руках, требуется русская версия MMANA версии 0.12, в которой, по сравнению с версией 0.11, прежде всего изменена и значительно расширена антенная библиотека (папка ...\\ANT) в соответствии с материалом, изложенным в этой книге. Библиотека MMANA версии 0.11 к данной книге **НЕ ПОДХОДИТ**.

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ, ПРИНЯТЫХ ВО 2-Й ЧАСТИ

Здесь приведены встречающиеся во 2-й части справочника обозначения и сокращения. Конечно, при первом упоминании в тексте обозначение обязательно объяснено, но когда надо найти это первое упоминание, бывает нелегко.

Поэтому все обозначения (не все сокращения, а лишь те, которые встречаются по несколько раз и в разных местах) вынесены сюда.

- $A_{эф}$ — эффективная площадь раскрыва антенны
- α — потери в линии
- $\alpha_{уд}$ — удельные потери (затухание) в линии на единицу длины
- α_l — омические (токовые) потери в проводнике
- α_u — потери в изоляции (потери напряжения)
- $\alpha_{изл}$ — потери на излучение линии
- $\alpha_{эл}$ — зенитный угол влияния при сложной земле, где происходит скачок ДН от одной среды к другой
- β — уровень снижения мощности передатчика из-за рассогласования с нагрузкой
- BW — полоса пропускания антенны. Если не указано иное, то по уровню КСВ < 2
- C — емкость
- $C_{уд}$ — удельная емкость линии на единицу длины
- c — скорость света
- δ — глубина проникновения тока
- d — диаметр провода
- $d_{экв}$ — эквивалентный средний диаметр «толстого» вибратора
- dBd — единица измерения усиления относительно $\lambda/2$ диполя, находящегося в свободном пространстве
- dBi — единица измерения усиления, относительно изотропного излучателя
- ϵ — диэлектрическая проницаемость
- E — электрическое поле. Напряженность электрического поля
- F — частота
- Ga — усиление антенны
- GP — ground plane, вертикальный несимметричный вибратор
- η — КПД

- H — магнитное поле. Напряженность магнитного поля.
 Также горизонтальная поляризация
 η_A — КПД антенны
 η_{cy} — КПД согласующего устройства
 I_d — дифференциальный (разностный) ток линии
 I_c — синфазный (антенный, излучающий) ток линии
 I_k — ток наводок излучения антенны на линию
 jX_a — реактивная часть входного сопротивления антенны
 jX_L — реактивная часть сопротивления нагрузки линии
 jX_l — реактивная часть входного сопротивления линии
 $K_y, K_{ук}$ — коэффициент укорочения
 λ — длина волны
 e — расстояние между проводниками линии
 L — индуктивность. Также длина линии
 $L_{уд}$ — удельная индуктивность линии на единицу длины
 l/d — отношение длины вибратора к его диаметру
 μ — магнитная проницаемость
 p_0 — плотность потока мощности ЭМВ
 P_{pe} — реактивная мощность ближней зоны антенны
 P_{rx} — мощность на входе приемника
 P_{tx}, P_{ant} — мощность передатчика на зажимах антенны
 $P_{вык}$ — мощность передатчика, отдаваемая в линию
 $P_{вых\ max}$ — мощность передатчика, которую он развивает на оптимальном для него сопротивлении нагрузки
 $P_{пад}, P_{отр}$ — мощность падающей и отраженной волн соответственно
 PA — power amplifier, выходной усилитель мощности передатчика
 Q — добротность
 Q_{xx} — холостая добротность
 Q_n — нагруженная добротность
 r_0 — расстояние прямой видимости («радиогоризонт»)
 R_a — активная часть входного сопротивления антенны
 R_l — потери в изоляции
 R_0 — характеризует тепловые потери в окружающих предметах, лежащих в ближней зоне антенны. Одна из составляющих сопротивления потерь
 R_s — омические потери в проводниках. Одна из составляющих сопротивления потерь
 R_z — сопротивление потерь в земле
 $R_{изл}$ — сопротивление излучения антенны
 R_n — сопротивление потерь

- R_L — активная часть сопротивления нагрузки линии
- R_i — активная часть входного сопротивления линии
- $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление передатчика
- R_X — приемник
- σ — проводимость среды
- TX — передатчик
- U_{rx} — напряжение на входе приемника
- v — скорость распространения ЭМВ
- V — вертикальная поляризация
- $U_{\text{пад}}, U_{\text{отр}}$ — амплитуда падающей и отраженной волн соответственно
- ω — круговая частота. Равняется $2\pi f$
- W_c — волновое сопротивление среды, для свободного пространства равно $120\pi = 376 \text{ Ом}$
- Z_a — комплексное входное сопротивление антенны (импеданс)
- Z_0 — волновое сопротивление линии
- Z_L — комплексное сопротивление нагрузки линии
- Z_i — комплексное входное сопротивление линии
- АВП — антенна верхнего питания
- ВЧ — высокая частота, высокочастотный
- ДН — диаграмма направленности
- ЕН — емкостная нагрузка
- КСВ — коэффициент стоячей волны
- МР — магнитная рамка
- СТ1, СТ2 — стандартные условия сравнения укороченных антенн (определение — см. параграф 3.7.2.)
- СУ — согласующее устройство
- С/П — отношение сигнал/помеха
- С/Ш — отношение сигнал/шум
- ШПТ — широкополосный трансформатор
- ШПТДЛ — широкополосный трансформатор на длинных линиях
- ШПТТС — широкополосный трансформатор с трубчатыми сердечниками, «бинокль»
- ЭМВ — электромагнитная волна

3. АНТЕННЫ. ОСНОВА И ПРАКТИКА

3.1. Немного теории

Образование электромагнитной волны. Параметры ЭМВ и среды распространения. Диаграмма направленности. Усиление антенны. Сопротивления излучения и потерь. Входной импеданс. Принцип взаимности. Приемные антенны. Эффективная площадь раскрыва. Механизмы прохождения радиоволн на КВ и УКВ. Требования к ДН антенн.

Чтобы правильно оценивать конструкции антенн и разрабатывать свои, без основ теории не обойтись. Желательно понимать физику процесса излучения, значение и суть используемых терминов и понятий. В этом разделе коротко изложены основы теории антенн.

3.1.1. Образование электромагнитной волны

Известно, что переменный ток в проводнике (называемый током проводимости) вызывает вокруг себя переменное магнитное поле (вспомните школьный опыт с компасом и проводом с током около него), которое в свою очередь порождает электрический ток (так работают все генераторы переменного тока).

Однако переменный электрический ток может протекать не только по проводу, но и через диэлектрик (как, например, в обычном конденсаторе между обкладками). Такой ток называется током смещения. То есть через любой диэлектрик (включая свободное пространство) может протекать ток смещения.

Очень важно, что в смысле образования вокруг себя магнитного поля ток смещения имеет те же свойства, что и обычный ток проводимости, текущий по проводу [1].

Пусть в некоем проводе протекает переменный ток проводимости. Он создает переменное магнитное поле, которое в свою очередь образует (но уже в свободном пространстве, по соседству с проводом) ток смещения, который снова создает переменное магнитное поле (но уже в другой точке пространства, удаленной от исходного провода). Далее процесс циклически повторяется в областях пространства, все более удаленных от исходного провода. Это и есть электромагнитная волна (ЭМВ).

Это значит, что *любой* проводник с переменным электрическим током *всегда* излучает ЭМВ. КПД излучения зависит от размеров и расположения провода и может колебаться от ничтожных долей процента (провода, в которых излучение ЭМВ является паразитным эффектом) до без малого 100% (хорошие ан-

тенны). Собственно вопросу о том, какие провода и как надо расположить, чтобы получить эффективный излучатель — антенну, и посвящена данная книга.

Возьмем плоский воздушный конденсатор из двух обкладок и подключим его к высокочастотному генератору. Между обкладками через диэлектрик начнет протекать ток смещения. Поскольку среда, окружающая конденсатор (тоже диэлектрик), обладает способностью проводить ток смещения, то он будет частично ответвляться в окружающее пространство (в виде ЭМВ). Этот процесс столь же естественный, как и ответвление обычного тока проводимости на сопротивление, подключенное параллельно к источнику.

Для создания практического излучателя ЭМВ необходимо, чтобы доля связанной с ним ВЧ энергии (т. е. энергии реактивной, принадлежащей излучателю и не излучаемой в пространство) была бы минимальна. Чем больше связанная (реактивная) энергия, тем хуже излучение, выше потери и меньше полоса пропускания антенны.

Рассмотренный выше плоский конденсатор является очень плохим излучателем ЭМВ. Связанная с ним реактивная энергия очень велика — пространство между обкладками конденсатора обладает низким сопротивлением для тока смещения и в окружающее пространство (имеющее значительно большее сопротивление) почти ничего не ответвляется. Для увеличения сопротивления току смещения между пластинами конденсатора очевидным решением является значительно увеличить расстояние между ними, раздвинув их подальше. А для дальнейшего увеличения сопротивления (т. е. уменьшения связанной, реактивной энергии) току смещения максимально уменьшить площадь пластин так, что останутся лишь тонкие провода, соединяющие остатки пластин с генератором ВЧ. Это уже антенна. Всем известный диполь.

Поле вокруг антенны принято разделять на две зоны: **ближнюю** (расстояние до излучателя меньше, чем $\lambda/2\pi$), и **дальнюю**, еще называемую волновой (дальше, чем $\lambda/2\pi$). Разделение это условно — четкой границы между этими зонами нет, электромагнитное поле плавно меняет свои свойства между этими зонами.

В ближней зоне:

- Сосредоточена связанная с излучателем реактивная энергия, которая не излучается в пространство, а «плещется» вокруг излучателя.
- Напряженность электрического (Е) и магнитного (Н) полей (амплитуды и их взаимное соотношение) существен-

но зависит от конструкции антенны (геометрии, размеров, способа питания) и незначительно от параметров окружающей среды.

- Напряженность E и H полей падает пропорционально квадрату расстояния, т. е. очень быстро.
- Векторы E и H сдвинуты относительно друг друга на 90° . Это показатель реактивности поля — разность фаз в 90° как раз и означает реактивность и отсутствие передачи активной мощности.

В ближней зоне, кроме излучаемой энергии, также сосредоточена реактивная энергия, связанная с излучателем. Поэтому в ближней зоне (называемой еще зоной индукции) возможны очень высокие значения напряженности поля, но это совсем необязательно говорит о хорошем излучении энергии. Это вполне может быть реактивная энергия излучателя. Надо иметь в виду это обстоятельство, особенно при анализе укороченных антенн (см. раздел 3.7). Дело в том, что с укорочением антенны очень быстро растет добротность антенны (и соответственно падает полоса), а реактивная энергия ближнего поля прямо пропорциональна добротности. Поэтому при одинаковой мощности напряженность поля в ближней зоне укороченной антенны выше, чем у полноразмерной. Причем тем выше, чем короче антенна. Это служит источником многих недоразумений и псевдооткрытий разнообразных укороченных «чудесных» антенн. На самом же деле повышение реактивной энергии (т. е. напряженности поля в ближней зоне) приводит, кроме сужения полосы, еще и к повышенным потерям (см. параграф 3.1.5, описание R_0) и соответственно к ухудшению эффективности антенны (см. параграф 3.7).

По мере ухода ЭМВ от излучателя остается позади ближняя зона с ее реактивной энергией (которая никуда не уходит от антенны и «плещется» вокруг нее) и поле в дальней зоне становится обычной ЭМВ со следующими свойствами:

- Напряженность E и H полей падает прямо пропорционально расстоянию.
- Векторы E и H находятся в фазе.
- Соотношение амплитуд E и H не зависит от конструкции антенны и определяется только свойствами среды, в которой распространяется ЭМВ.

Между амплитудами E и H в дальней зоне существует связь:

$$E = HW_c, \quad (3.1.1)$$

где W_c — волновое сопротивление среды, в которой распространяется волна (для свободного пространства $W_c = 120\pi = 376 \text{ Ом}$).

В ближней зоне свойства поля (амплитуды E и H , их соотношение, положение векторов E и H в пространстве) сильнее всего зависят от типа антенны (так, для малой магнитной рамки в ближней зоне преобладает H , для короткого штыря — E). То есть ближняя зона это такой «светящийся кокон», в котором гуляет туда-сюда (из излучателя в эту зону и обратно в излучатель) реактивная энергия. В определенном смысле, реактивная зона это неотъемлемое продолжение антенны в пространство. Эдакий переходный участок между металлом антенны и свободным пространством. Из этого «коккона» при переходе в дальнюю зону «вылупляется» обычная ЭМВ.

В дальней же зоне ЭМВ «отвязывается» от типа передающей антенны и становится унифицированной. Из информации об излучателе (кроме напряженности поля) такая волна несет только поляризацию, т. е. любая антенна (магнитная рамка, короткий штырь, диполь, нечто еще не изобретенное и т. д.) в дальней зоне создает одинаковую ЭМВ (кроме напряженности и поляризации). Это дает возможность излучать-принимать ЭМВ любыми типами антенн — «стандартизация» свойств ЭМВ обеспечивается самой природой.

3.1.2. Параметры ЭМВ и среды распространения

ЭМВ может распространяться в любом диэлектрике (в том числе и в свободном пространстве).

Диэлектрик описывается:

- Проводимостью среды σ , определяющей активные потери.
- Магнитной проницаемостью μ .
- Диэлектрической проницаемостью ϵ .

Если параметры среды, в которой распространяется ЭМВ, не зависят от направления, то такую среду называют изотропной (одинаковой во всех направлениях). А если зависят — анизотропной.

Если параметры среды зависят от частоты, то такую среду называют дисперсной (рассеивающей).

Ионосфера, определяющая прохождение радиоволн, является анизотропной, дисперсной средой, параметры которой также меняются во времени. Это обеспечивает все многообразие механизмов прохождения радиоволн (см. параграф 3.1.8).

В свободном пространстве скорость распространения ЭМВ v равна скорости света c (299,793 тысяч км/с). В диэлектрике v меньше:

$$v = c / \sqrt{\mu\epsilon}. \quad (3.1.2)$$

Длина волны λ — это минимальное расстояние между двумя точками вдоль движения ЭМВ, в которых колебания имеют одинаковую фазу.

$$\lambda = v/f. \quad (3.1.3)$$

Обратите внимание — в числителе формулы 3.1.3 не скорость света, а скорость распространения ЭМВ v , которая меняется от параметров среды. Поэтому длина волны одной и той же частоты в разных средах разная.

Если диэлектрик, в котором распространяется ЭМВ, имеет потери (т. е. его проводимость $\sigma > 0$), то его диэлектрическая проницаемость становится комплексной:

$$\epsilon' = \epsilon - i60\lambda_0\sigma, \quad (3.1.4)$$

где λ_0 — длина волны той же частоты в вакууме.

В этом случае в формулу 3.1.2 надо подставлять модуль значения ϵ' . Из этих простых формул следует сразу несколько важных на практике выводов. Они касаются сред с потерями (а реально это все среды, где распространяется ЭМВ).

1. Поскольку ϵ' зависит от λ_0 , то в среде с потерями скорость движения волны зависит от частоты. Это явление называется дисперсией и приводит к «рассыпанию» радиосигналов, имеющих широкий спектр. Оптический аналог — призма, расщепляющая световую волну (тоже ЭМВ!) на цвета радуги.

2. Если мнимая часть ϵ' намного меньше реальной (т. е. $\epsilon \gg 60\lambda_0\sigma$), то такая среда имеет свойства диэлектрика. А если мнимая часть ϵ' намного больше реальной (т. е. $\epsilon \ll 60\lambda_0\sigma$), то такая среда ведет себя как проводник. Обратите внимание — одна и та же среда (например, почва или ионосферный слой), при разных длинах волн может вести себя и как диэлектрик, и как проводник.

Тут же уместно упомянуть, что отражение от ионосферы средних и коротких волн, и почти полное отсутствие такого отражения УКВ как раз и объясняется формулой 3.1.4. С уменьшением длины волны падает мнимая часть ϵ' , и выше определенной частоты (называемой критической, обычно в пределах 20...50 МГц) ионосфера ведет себя уже не как отражающий проводник, а как диэлектрик, пропускающий УКВ в космос. Так что отнеситесь с должным уважением к формуле 3.1.4 — именно она обеспечивает возможность ионосферного отражения и, соответственно, дальней радиосвязи на средних и коротких волнах.

Ориентация в пространстве вектора электрического поля E относительно направления движения ЭМВ называется **поляризацией** волны. Различают вертикальную (V), горизонталь-

ную (Н) и вращающуюся поляризации. В случае V поляризации вектор E колеблется в только в вертикальной плоскости, в случае Н поляризации — только в горизонтальной. Если присутствуют одновременно V и Н компоненты поляризации, но с фазовым сдвигом, то вектор E будет описывать круг или эллипс. Представьте себе обычный механический маятник на ниточке, который толкнули одновременно в двух перпендикулярных плоскостях, — его груз будет описывать круг или эллипс, это механический аналог вращающейся поляризации. Если ЭМВ движется на нас, а вектор E вращается по часовой стрелке, то это принято называть поляризацией с правосторонним вращением. Вращающаяся поляризация нередко используется на УКВ при связях через спутники.

При отражении от идеальной плоской проводящей поверхности плоскость поляризации поворачивается на 90° (например, из V в Н). При отражении от реальных неравномерных по форме и параметрам сред поворот плоскости поляризации будет произвольным.

3.1.3. Диаграмма направленности

Важным понятием в антенной технике является **изотропный излучатель**. Это антенна, излучающая равномерно во все стороны всю подведенную к ней мощность. Такой излучатель обеспечит одинаковое излучение через любую точку сферы постоянного радиуса вокруг него (представьте крохотную, ярко светящуюся точку в центре большого полупрозрачного глобуса — она осветит его изнутри равномерно). Изотропный излучатель принято считать теоретической абстракцией. Однако если сильно постараться, можно сделать и физически антенну с весьма близкими к изотропному излучателю параметрами. Напряженность электрического поля E , созданного изотропным излучателем в среде без потерь на расстоянии r :

$$E \approx \frac{5500\sqrt{P}}{r}, \quad (3.1.5).$$

где E — в мкВ/м; P — в ваттах; r — в километрах.

Но все же подавляющее большинство антенн имеют неравномерное излучение в зависимости от направления (в нашем примере с глобусом представьте вместо светящейся точки маленькую лампочку с рефлектором — часть будет освещена ярче, чем раньше, а часть останется в тени). Пройдя по всей поверхности глобуса и записав в каждой точке его поверхности значение напряженности поля, можно построить в поляр-

ной системе координат объемную фигуру, что-то вроде показанной на рис. 3.1.1. Она называется **диаграммой направленности (ДН)** антенны.

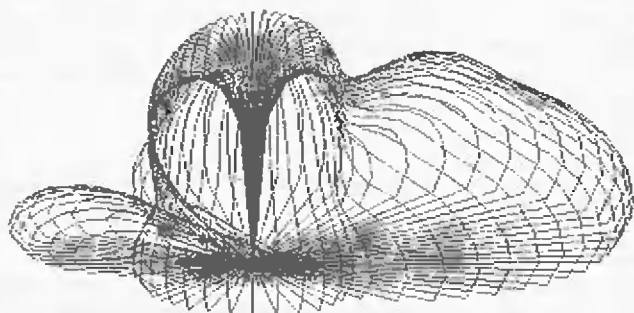


Рис. 3.1.1

Напомню — в полярной системе координат задаются три параметра: радиус (т. е. расстояние от начала координат до нужной точки), зенитный угол (точный аналог — широта на глобусе) и азимутальный угол (как долгота на том же макетике нашей планеты).

Объемная ДН, хотя и несет всю информацию о распределении излучения антенны, но неудобна для практического использования. Поэтому обычно используют ее плоские изображения. Понятно, что они не могут нести всей информации об объемной фигуре, поэтому надо четко понять правила построения этих изображений.

Сечение объемной ДН вертикальной плоскостью, проходящей через начало координат, представляет собой двумерную фигуру и называется **ДН антенны в вертикальной плоскости**. Очевидно, что вид сечения зависит от того, под каким азимутальным углом расположена вертикальная плоскость.

Запомним:

Вид ДН в вертикальной плоскости меняется в зависимости от азимутального положения антенны относительно секущей плоскости.

Если не оговорено особо, ДН в вертикальной плоскости строится для азимутального угла, соответствующего максимальному излучению антенны по азимуту.

По аналогии кажется, что ДН в горизонтальной плоскости надо назвать сечение горизонтальной плоскостью. Увы, это заблуждение.

На самом же деле **ДН антенны в горизонтальной плоскости** есть коническое сечение объемной ДН. Строится ДН в горизонтальной плоскости так — задаем определенный зенитный угол и, сохраняя его постоянным, обходим по азимуту антенну вокруг — получившаяся плоская фигура и будет коническим сечением. То есть для построения и анализа ДН в горизонтальной плоскости надо знать еще и зенитный угол, для которого эта ДН построена.

Запомним:

ДН в горизонтальной плоскости строится для определенного зенитного угла, и ее вид зависит от этого угла.

Если не указано иное, ДН в горизонтальной плоскости строится для зенитного угла, соответствующего максимально-му излучению антенны на ДН в вертикальной плоскости.

Ширина главного лепестка определяется в обеих плоскостях на ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях как сектор, на краях которого уровень мощности снижается вдвое от максимального излучения (по уровню -3 дБ).

3.1.4. Усиление антенны

Усиление антенны (G_a) — показывает во сколько раз больше (или меньше) энергии излучает исследуемая антенна в данном направлении по сравнению с идеальным изотропным излучателем, к которому подведена такая же мощность.

Обычно, говоря об усилении, имеют в виду максимальное G_a в направлении основного излучения антенны. Ясно, что чем более узкая ДН у антенны (т. е. чем в более узком секторе она концентрирует излучение), тем выше усиление. Аналогия — прожектор с зеркальным рефлектором: концентрируя свет (тоже, между прочим, ЭМВ, но чрезвычайно высокой частоты) в узкий луч, достигается яркость намного выше, чем при той же лампе, светящей во все стороны.

Кроме формы ДН, G_a зависит и от КПД антенны. Очевидно, что поскольку реальная антенна излучает в эфир не всю подведенную к ней мощность (часть уходит на потери), то чем ниже КПД, тем меньшая мощность излучается, и меньше G_a . В дальнейшем мы встретимся с некоторыми антеннами, которые, несмотря на достаточно узкую ДН, тем не менее, из-за низкого КПД имеют отрицательное (т. е. меньшее, чем у изотропного излучателя) усиление.

Измеряют G_a по логарифмической шкале, а чтобы подчеркнуть, что идет сравнение именно с изотропным (isotrop) излу-

чателем, к децибелам добавляют букву «и», т. е. Ga измеряется в **дБи** (в англоязычной литературе **dB*i***).

В КВ диапазоне в качестве образца для сравнения иногда используют полуволновой диполь. Причем этот образцовый диполь полагают идеальным (без потерь) и находящимся в свободном пространстве. Усиление по отношению к полуволновому диполю обозначается Gh. Чтобы не создавать путаницы с Ga, размерность усиления относительно диполя (dipole) обозначается **дБд** (в англоязычной литературе **dB*d***). Поскольку полуволновой диполь в свободном пространстве имеет некруговую ДН (см. параграф 3.3.1) и немного концентрирует излучение, то его Ga = 2,15 dBi. То есть Ga и Gh выражают одно и то же и отличаются лишь фиксированным сдвигом: Gh на 2,15 дБ меньше. Никаких других отличий нет.

На мой взгляд, единица dBd неудобна. Это подтверждается ее частым неграмотным применением в любительской литературе. Забывая о том, что в понятии dBd имеется в виду идеальный диполь в свободном пространстве, радиолюбители проводят сравнение с реальным диполем, усиление которого — величина непостоянная и сильно зависящая от высоты над землей и ее свойств (см. параграфы 2.3.3 и 3.3.3). Конечно, пользование такой «единицей измерения», величина которой переменна и «плавает», ни к чему хорошему привести не может.

Другой частой ошибкой является указание усиления антенны в дБ без уточнения относительного изотропного излучателя или идеального полуволнового диполя получена эта цифра.

В дальнейшем мы будем использовать только Ga, выраженное в dBi. Если же вам ближе и милее Gh, то придется из значений Ga вычитать по 2,15 дБ, чтобы получить Gh.

3.1.5. Сопротивления излучения и потерь. Входной импеданс

Поскольку антенна потребляет от источника активную мощность (излучая ее в эфир), то по аналогии с любой электрической схемой потребляющей мощность вводят сопротивление, на котором эта мощность выделяется. Оно называется **сопротивлением излучения $R_{\text{изл}}$** . Надо подчеркнуть, что физически этого сопротивления нет. $R_{\text{изл}}$ всего лишь математический коэффициент, связывающий излученную антенной мощность с квадратом максимальной амплитуды тока в антенне. Но $R_{\text{изл}}$ весьма наглядный параметр, характеризующий эффективность излучения, поэтому часто используется.

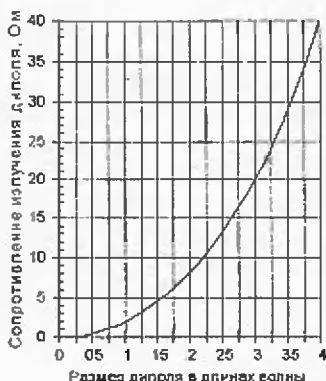


Рис. 3.1.2

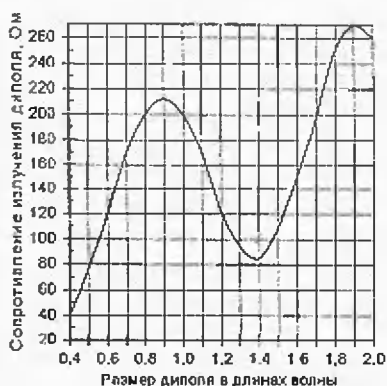


Рис. 3.1.3

$R_{\text{изл}}$ сложным образом зависит от размеров антенны, ее геометрии и распределения тока. В частном случае простого диполя длиной $< 1\lambda$ (при условии, что нет участков с противофазно протекающими токами) $R_{\text{изл}}$ прямо пропорционально площади под распределением тока по антенне (очень наглядно это можно оценить на закладке «Вид» MMANA).

Отсюда вытекает важный для практики укороченных антенн вывод: *при одинаковой физической длине эффективнее излучает (т. е. имеет более высокое $R_{\text{изл}}$) та антенна, по которой протекает больший ток и по которой он равномернее распределен.*

На рис. 3.1.2 и 3.1.3 показано как зависит $R_{\text{изл}}$ симметричного диполя, находящегося в свободном пространстве от его размера (расчеты в MMANA и данные из [1]).

Как любое реальное устройство, антенна имеет КПД $< 100\%$. То есть часть мощности не излучается, а рассеивается в тепло в антенне и окружающих предметах. Эта часть мощности описывается сопротивлением потерь антенны R_p (мощность тепловых потерь, деленная на квадрат максимального тока в антенне). Может и это математическая абстракция как $R_{\text{изл}}$? Ну нет, R_p существует настолько реально, что для его описания требуется несколько разных частей.

R_p состоит из:

- R_s — омических (тепловых) потерь в проводах и элементах антенны. R_s растет с частотой. Это следствие так называемого поверхностного (скин) эффекта — переменное магнитное поле вытесняет ток из центра проводника на его края. Поэтому ВЧ ток протекает только по тонкому поверхностному слою провода, не проникая вглубь.

Глубина проникновения тока δ описывается формулой:

$$\delta = K / \sqrt{F}, \quad (3.1.6)$$

где δ — в мкм; F — в МГц; K — коэффициент, равный 67 для меди, 83 для алюминия, 127 для бронзы.

Как следует из этой формулы, δ составляет несколько десятков микрон на 1,8 МГц и уменьшается до нескольких микрон на УКВ. Поэтому в антенне очень важно качество поверхности используемых металлов. Шероховатости, пленки окисла резко увеличивают R_s . Из-за поверхностного эффекта фактором, определяющим сопротивление потерь на ВЧ, является не площадь сечения проводника, а периметр его сечения. Например, тонкая, но широкая фольга имеет заметно меньшие потери на ВЧ, чем толстый провод. Поэтому же нет смысла использовать толстые сплошные проводники — тонкостенная труба равного диаметра будет ничем не хуже.

- R_i — потери в изоляции. Любой изолятор в составе антенны имеет утечку и, соответственно, потери. Для правильного учета сопротивление изоляции пересчитывается из параллельного сопротивления утечки в последовательное R_i . Очевидно, что чем лучше изоляция, тем меньше потерь и меньше последовательное сопротивление потерь R_i .

- R_z — сопротивление потерь в земле. Для антенн, по схеме которых часть тока от источника протекает непосредственно через землю.

Например, вертикальных антенн с противовесами, лежащими на земле. Это, конечно, приводит к дополнительным потерям на нагрев земли.

- R_0 — характеризует тепловые потери в окружающих предметах, лежащих в ближней зоне антенны. Как описано в разделе 3.1.1 в ближней зоне антенны существует реактивное поле, напряженность которого резко растет с укорочением антенны. В этом поле «плещется» реактивная энергия, связанная с излучателем. Она никуда не излучается, она «принадлежит» излучателю точно так же, как например, поле рассеяния вокруг катушки П-контура передатчика.

Если в ближней зоне антенны все предметы не имеют активных потерь (т. е. или идеальный диэлектрик, или идеальный проводник), то эта реактивная энергия (строго говоря, добротность антенны), походив несколько раз «туда-сюда» из излучателя в ближнюю зону и обратно,

вернется в антенну без потерь. Но как только в реактивное поле попадает предмет с омическими потерями, он немедленно переводит часть энергии поля в тепловые потери.

Например, вспомните медицинскую процедуру прогревания УВЧ — в воздушный конденсатор (подключенный к мощному ВЧ генератору), в котором гуляет реактивная энергия, засовывается предмет с активными потерями — прогреваемый нос пациента. В практических конструкциях КВ антенн нередко в ближней зоне (напомню, ее радиус составляет $\lambda/2\pi$) находятся предметы с потерями — дома, деревья, металлоконструкции, крыша, земля, которые греются ближним полем антенны так же, как и вышеупомянутый нос. Обратите внимание — это не потери предыдущего пункта за счет протекания тока антенны через землю, это тепловые потери реактивного, ближнего поля в земле.

Итого, сопротивление потерь:

$$R_{\Pi} = R_s + R_l + R_a + R_o. \quad (3.1.7)$$

Так же как и сопротивление излучения, сопротивление потерь приводится к точке максимального тока антенны. Ясно, что подведенная к антенне мощность выделяется как на $R_{\text{изл}}$, так и на R_{Π} . Поэтому КПД антенны η_A определяется из следующей, особо сложной, формулы резистивного делителя:

$$\eta_A = \frac{R_{\text{изл}}}{R_{\text{изл}} + R_{\Pi}}. \quad (3.1.8)$$

Для получения приемлемого КПД надо стараться, чтобы $R_{\text{изл}}$ было бы в несколько раз выше R_{Π} . При использовании укороченных антенн $R_{\text{изл}}$ сильно падает (см. рис. 3.1.2) — до единиц ом. Поэтому приходится всеми доступными мерами снижать R_{Π} — использовать проводники с большим периметром сечения, с качественной изоляцией. И даже при этих условиях R_{Π} укороченной антенны часто получается выше, чем полноразмерной. Дело в том, что в укороченной антенне (из-за повышенной добротности) всегда более сильно реактивное поле, и соответственно выше составляющая R_o (подробный разговор об этом в параграфе 3.7.1).

На практике R_{Π} в зависимости от конструкции антенны составляет единицы (в тяжелых случаях — десятки) ом и увеличивается с ростом частоты, уменьшением высоты над землей и с укорочением антенны (рост R_o !). Поэтому КПД антенны резко падает с ее укорочением (см. опять же, параграф 3.7.1).

Напротив, при использовании полноразмерных антенн с высоким $R_{\text{изл}}$ (рис. 3.1.3) КПД получается высоким. На фоне большого $R_{\text{изл}}$ (десятки–сотни ом) доля потерь приходящихся на $R_{\text{п}}$ невелика, и не имеет особого смысла бороться за снижение сопротивления потерь. Но даже полноразмерную антенну нежелательно располагать близко (радиус ближней зоны $0,16\lambda$) к поглощающим местным предметам из-за опасности заметного возрастания $R_{\text{о}}$.

Кажется, что **входной импеданс антенны ($Z_a = R_a + jX_a$)** — понятие настолько очевидное, что не требуется никаких пояснений. Z_a — это то, что покажет измеритель импеданса (ВЧ-мост, например) на рабочей частоте, подключенный непосредственно ко входным зажимам антенны

Но, к сожалению, в литературе очень часто путают активную часть входного импеданса антенны R_a и сопротивление излучения $R_{\text{изл}}$. Причем грешат этим не только любители. А на базе этой путаницы делаются ошибочные выводы.

Дело в том, что $R_a = R_{\text{изл}}$ в единственном случае — когда точка питания соответствует точке максимального тока в антенне, а сопротивление потерь $R_{\text{п}}$ либо отсутствует, либо пренебрежимо мало. В остальных же R_a больше, чем $R_{\text{изл}}$. Многое станет яснее, если представить антенну в виде эквивалентной схемы: сложного колебательного LC-контура, в который включены резисторы $R_{\text{изл}}$ и $R_{\text{п}}$. Разберем несколько примеров.

- Антенна диполь от полуволны и короче. Ее эквивалентная схема представляет собой обычный последовательный LC-контур, в который последовательно же включены $R_{\text{изл}}$ и $R_{\text{п}}$. Если $R_{\text{п}}$ пренебрежимо мало по сравнению с $R_{\text{изл}}$, то в этом случае R_a действительно очень близко к $R_{\text{изл}}$.
- Волновой диполь с питанием посередине. Эквивалентной схемой антенны является параллельный колебательный контур с резисторами $R_{\text{изл}}$ и $R_{\text{п}}$ в одной из ветвей. На резонансе входное сопротивление R_a достигает нескольких тысяч ом. А для $R_{\text{изл}}$ график рис. 3.1.3 дает величину чуть более 200 Ом. То есть в данном случае $R_{\text{изл}}$ и R_a отличаются почти на порядок.
- Полуволновой диполь запитанный асимметрично. Входное сопротивление 100...150 Ом. А $R_{\text{изл}}$ такое же как и у полуволнового диполя, с питанием в центре 73 Ом. У $\lambda/2$ диполя $R_{\text{изл}}$ (в отличие от R_a) не зависит от точки питания. Эквивалентной схемой антенны является параллельный колебательный контур с низкой добротностью и резисторами $R_{\text{изл}}$ и $R_{\text{п}}$ в одной из ветвей.

Запомним:

Сопротивление излучения $R_{изл}$ (определяющее КПД) это одно, а активная часть входного сопротивления антенны R_a — это другое. В некоторых частных случаях (питание антенны в точке максимума тока и низкое сопротивление потерь) они могут совпадать но, как правило, $R_{изл}$ меньше, чем R_a .

3.1.6. Принцип взаимности. Приемные антенны

До сих пор речь шла о свойствах антенны в режиме передачи. Как узнать ее характеристики в режиме приема? На помощь приходит **принцип взаимности**.

Пусть имеются две антенны. К первой из них (передающей) приложено ВЧ напряжение U и через входные клеммы другой антенны (приемной) протекает ток I от принятого сигнала. Если теперь ко второй антенне (включив ее как передающую) приложить то же самое напряжение U , то через входные клеммы первой антенны (теперь она приемная) потечет тот же самый ток I .

Я специально привел громоздкую полную формулировку принципа взаимности, потому что из нее вытекает несколько важных практических следствий.

- Коэффициент передачи сигнала между двумя антеннами не зависит от того, какая антенна является приемной.
- Диаграмма направленности и все сопротивления (входное, излучения, потерь) не зависят от того, используется антенна как приемная или как передающая. Это следствие часто называют принципом взаимности, но это не так. Это только одно (хотя, пожалуй, самое важное) из следствий этого принципа.
- Вид диаграммы направленности антенны не зависит от того, согласована антенна с линией питания или нет. Это следствие позволяет при изучении формы ДН антенны не заботиться о согласовании — форма ДН не меняется при согласовании с линией питания (тут, однако, предполагается, что линия питания не излучает — подробности в разделе 3.6).

Проектируя передающие антенны, мы можем быть уверены, что в режиме приема они будут иметь те же характеристики. То есть безразлично идет ли речь о передающей, или о приемной антенне — ее параметры неизменны. Поэтому в разных частях этого раздела мы будем рассматривать антен-

ну то в режиме передачи, то в режиме приема — так, как удобнее и понятнее в данный момент.

Несколько слов об особенностях приемных антенн. Различают два режима работы приемной антенны.

Первый — когда напряжение шумов на входе приемника намного выше его чувствительности. Это ситуация СВ и КВ диапазонов ниже 10 МГц в ночное время (цифра условна и меняется от времени суток и прохождения). В этом случае КПД приемной антенны и, соответственно, G_a не очень важны (в самом деле, даже при очень низком КПД принятые антенной шумы эфира будут выше чувствительности приемника). Решающую роль играет тут форма ДН — если она имеет направленные свойства, то можно улучшить отношение сигнал/шум (С/Ш) или сигнал/помеха (С/П) на входе приемника за счет пространственной избирательности антенны. Поэтому возможно применение отдельных направленных приемных антенн с низким КПД и малым усилением G_a (маленькие рамки, нагруженные петли и т. д.), которые в качестве передающих использовать неразумно из-за низкого КПД.

Второй режим — когда напряжение шумов от полноразмерной антенны сопоставимо или меньше чувствительности приемника. Это ситуация верхней части КВ диапазона (от 20 МГц, тоже условная граница) и УКВ диапазона. Тут уж решающую роль играет усиление антенны G_a (вспомним, в этот параметр входит КПД, см. п. 3.1.4). Нам необходимо в первую очередь не допустить, чтобы принимаемый сигнал оказался ниже чувствительности приемника, и тут снижение КПД недопустимо. Направленные свойства приводят к росту принимаемого сигнала и весьма желательны. Однако не за счет снижения КПД. Поэтому в верхней части КВ диапазона и на УКВ хорошая приемная антенна всегда может быть использована и как передающая. Подробнее о приемных антеннах — в главе 4.

И еще немного о приемных антеннах. Даже если вы не интересуетесь никакими антеннами и они вам вообще не нужны (в таком случае, если не секрет — как к вам попала в руки эта книга?), то не думайте, что у вас их нет. Вспомним параграф 3.1.1 — *любой* провод худо-бедно излучает ЭМВ. А значит (в соответствии с принципом взаимности) — и принимает тоже. Эфир ныне загружен весьма основательно, и любой проводник (или печатная дорожка, или участок шасси) вашего устройства (даже вовсе и не высокочастотного) *принимает* ЭМВ (например, в радиотелефонах антенну нередко выполняют как участок печатной дорожки). Именно это является причиной наводок и помех. И не надейтесь, что если у вас НЧ устройство,

то на ВЧ наводки можно внимания не обращать — в любом приборе шагу ступить нельзя, чтобы не наткнуться хоть на какой-нибудь p - l переход, который успешно продетектирует принятый ВЧ сигнал, и готова низкочастотная помеха.

Поэтому при разработке любого (даже весьма далекого от ВЧ и антенн) прибора крайне желательно учитывать требования именно антенной техники, но с обратным знаком. Если вы не хотите, чтобы провода и печатные дорожки прибора были бы паразитными приемными антеннами, то их надо располагать так, чтобы они были максимально плохими антеннами. То есть:

- предельно короткими. Чем короче антенна — тем хуже (см. раздел 3.7);
- если нужны длинные провода, то сделайте так, чтобы реактивная энергия паразитной приемной антенны была бы максимальной (это резко ухудшает антенну — см. параграф 3.1.1). А для этого:
 - максимально приблизить длинный провод к земле (большая емкость на корпус) или экранировать его (однако см. раздел 3.6.3). Также неплохо по длине провода распределить блокировочные по ВЧ конденсаторы — с той же целью;
 - при возможности следует разрывать по высокой частоте длинные провода на короткие куски ВЧ дросселями (см. также параграф 3.6.6);
- следует избегать образования замкнутых (не обязательно непосредственно, хватит и по ВЧ — через конденсатор) проводящих контуров — это паразитная рамочная антенна.

Впрочем, мы снова забежали вперед — это уже тема борьбы с помехами, которая заслуживает отдельного раздела.

3.1.7. Площадь раскрыва антенны

Вспомним изотропный излучатель в центре большого пластикового глобуса из раздела 3.1.3. Ясно, что через каждый квадратный метр поверхности глобуса будет проходить энергия равная мощности излучателя деленной на площадь поверхности глобуса. Полученная величина именуется **плотностью потока мощности p_0** электромагнитной волны.

Приемная антенна на поверхности глобуса переводит энергию ЭМВ в электрическую энергию принятого сигнала. Понятно, что чем больше эта антенна принимает мощности P_{RX} , тем с большей площади она должна для этого собрать энергию ЭМВ. Проще всего уяснить это на примере зеркальной пара-

болической антенны — с площади, равной площади зеркала рефлектора, энергия ЭМВ перехватывается и направляется в приемник.

Важным параметром антенны является **эффективная площадь ($A_{эфф}$) раскрыва (апертуры) антенны**, которая определяется как:

$$A_{эфф} = P_{вх}/p_0. \quad (3.1.9)$$

Важно отметить, что $A_{эфф}$ это не физическая площадь антенны или каких-то ее частей. Это площадь пространства, с которого данная антенна отбирает энергию ЭМВ. Для определенного класса антенн, в который входят антенны с рефлектором в виде металлической поверхности (параболические, уголкового), $A_{эфф}$ почти совпадает с площадью рефлектора антенны. Но такое бывает редко и только в диапазоне УКВ. Для большинства же антенн $A_{эфф}$ намного больше площади самой антенны. Например, для простого полуволнового диполя его эффективная площадь раскрыва это эллипс, вытянутый вдоль диполя. Ширина этого эллипса $3/4\lambda$, высота $1/4\lambda$, площадь $A_{эфф}$ диполя = $0,13\lambda^2$.

$A_{эфф}$ увеличивается с ростом усиления G_a антенны. Ясно, что если антенна принимает сигнал больший, чем изотропный излучатель, то она должна откуда-то взять больше энергии ЭМВ. А путь для этого только один — собрать эту энергию с большей площади. Поэтому направленные антенны имеют значительную площадь раскрыва, намного превышающую $A_{эфф}$ диполя.

$A_{эфф}$ определяется как:

$$A_{эфф} = \lambda^2 \cdot \frac{G_a}{4\pi} \cdot \frac{10^{-10}}{4\pi}. \quad (3.1.10)$$

В этой на первый взгляд сложной формуле все очень просто. Накрученное выражение в числителе дроби, это всего лишь усиление антенны G_a , выраженное не в логарифмической, а в линейной мере (в размах). 4π — это телесный угол, соответствующий полной сфере.

Из формулы 3.1.10 следует важный для практики вывод — $A_{эфф}$ (а значит, и принятая антенной мощность сигнала) прямо пропорциональна λ^2 . То есть антенны с одинаковым усилением (например, $\lambda/2$ диполи), но разных диапазонов дадут совершенно разный сигнал! Чем выше частота (и, соответственно, меньше длина волны), тем с меньшей площади собирается энергия ЭМВ. Поэтому на УКВ приходится применять антенны с высоким усилением.

Таблица 3.1.1

Частота, МГц	3,5	7	14	21	28	50	144	432
Ga, dBi	-4	2	8	11	14	19	28	37

Например, нам нужна антенна с $A_{эф} = 200 \text{ м}^2$. В табл. 3.1.1 приведены необходимые для этого коэффициенты усиления в зависимости от частоты.

Для того чтобы при одинаковой плотности потока мощности получить на входе приемника *один и тот же уровень сигнала*, антенна должна иметь на частоте 7 МГц $G_a = 2 \text{ dBi}$ (несколько хуже полуволнового диполя), на 14 МГц — усиление должно быть уже 8 dBi (2–3 элемента Яги над землей). На 28 МГц G_a обязано достичь уже 14 dBi (8–12 элементов Яги над землей). На УКВ еще сложнее — на 144 МГц нужное усиление в 28 dBi обеспечит только синфазная решетка из 16-ти длинных Яг, с числом элементов в каждой несколько десятков. А на 432 МГц и выше придется ставить параболическое сетчатое зеркало с диаметром около 16 (!) м. И при всем том на 3,5 МГц такую же самую энергию «высосет» из пространства весьма скромная антенна — сильно (более, чем вдвое) укороченный диполь, проигрывающий в усилении изотропному излучателю целых 4 dB.

Именно поэтому на высокочастотных КВ диапазонах и на УКВ желательно применять антенны с усилением. И поэтому же на УКВ практически всегда (за исключением местной связи) используются направленные антенны с большим G_a . Ненаправленная антенна на УКВ имеет очень малую площадь раскрыва $A_{эф}$ и, соответственно, дает малый сигнал. Присмотритесь к телевизионным антеннам — на диапазон МВ нередко применяются весьма простые антенны. Но на ДМВ применяются исключительно многоэлементные антенны с высоким усилением даже тогда, когда узкая ДН и не требуется. Причина именно в резком падении $A_{эф}$ с частотой — на ДМВ многоэлементная антенна даст такой же сигнал, как одноэлементная на МВ.

Эффективная площадь раскрыва антенны это параметр, показывающий эффективность антенной отбора (преобразования в электрический ток в проводах) мощности ЭМВ из пространства. Раз часть энергии ЭМВ из пространства изъята, то за антенной образуется область «тени», где напряженность поля ЭМВ ниже. То есть антенна действует как подобие поглощающего экрана.

Справедливо и обратное — чтобы антенна могла собрать энергию со своей площади раскрыва, в пределах этой площа-

ди не должно быть поглощающих и экранирующих предметов. Физический смысл этого утверждения очень прост — электромагнитная волна должна действительно падать на всю площадь раскрыва антенны, а не поглощаться или экранироваться окружающими антенну предметами. При выборе места установки антенны имеет смысл посчитать $A_{эфф}$ (зная длину волны и G_a) по формуле 3.1.10. И в пределах этой площади вокруг антенны (в направлении основного лепестка ДН) должно быть чистое пространство. Кроме того, ничто (дом или другие антенны, например) не должно «затенять» ЭМВ, падающую на $A_{эфф}$. Иначе усиление антенны упадет. Причем степень этого уменьшения будет определяться тем, какая часть $A_{эфф}$ несвободна и/или экранирована.

Поскольку согласование системы антенна-приемник зависит от частоты, то соответственно зависит от частоты и $A_{эфф}$. Достигая максимума на рабочей частоте, (там, где антенна согласована, то есть там, где она может максимально передать перехваченную мощность ЭМВ в приемник) эффективная площадь раскрыва быстро и во много раз падает при рассогласовании и уходе от рабочей частоты.

Используя понятие $A_{эфф}$ можно очень просто связать излученную передатчиком мощность $P_{тх}$ с мощностью дошедшей до приемника $P_{рх}$:

$$P_{рх} = P_{тх} \frac{A_{эфф1} A_{эфф2}}{\lambda^2 r^2}, \quad (3.1.11)$$

где $A_{эфф1}$ и $A_{эфф2}$ — эффективные площади передающей и приемной антенн соответственно, m^2 ; r — расстояние между антеннами, m .

Эту формулу (справедливую для свободного пространства) можно использовать для расчета мощности передатчика корреспондента.

Пример 1. Допустим, вы слышите на $\lambda/2$ диполь в диапазоне 40 м корреспондента на 59 + 40 дБ (а это напряжение $U_{рх} = 5$ мВ на входе приемника), расстояние до которого 300 км. Оператор ее уверяет, что у него всего 100 Вт и антенна тоже диполь, а слышно хорошо, потому что прохождение такое замечательное. Попробуем его искренность расчетом проверить.

Как упомянуто выше, для полуволнового диполя $A_{эфф} = 0,13\lambda^2$, что в данном случае составит $0,13 \cdot 40 \cdot 40 = 208 m^2$. Подставив эти значения в формулу 3.1.11 получим, что при мощности передатчика в 100 Вт мощность на входе нашего приемника должна быть:

$$P_{рх} = 100 \cdot \frac{208 \cdot 208}{40^2 (300 \cdot 10^3)^2} = 3 \cdot 10^{-8} \text{ Вт.}$$

что на входном сопротивлении $R_{RX} = 50 \text{ Ом}$ составит:

$$U_{RX} = \sqrt{R_{RX} P_{RX}} = \sqrt{50 \cdot 3 \cdot 10^{-8}} = 12,2 \cdot 10^{-4} \text{ В} = 1,22 \text{ мВ}.$$

Это значит, что в свободном пространстве принятый сигнал при 100 Вт и диполе на передающей стороне никак не может быть больше 1,22 мВ. А на самом-то деле мы имеем сигнал вчетверо (на 12 дБ) больше — целых 5 мВ. Что-то не стыкуется. Или действительно прохождение с аномально низкими потерями, или передатчик не в 100 Вт, а на 12 дБ больше (то есть 1,6 кВт), или антенна с усилением на 12 дБ выше диполя (например, многоэлементная Яги).

Наш расчет проводился для свободного пространства, мы не учитывали потерь на реальной радиотрассе при отражении от ионосферы, которые есть всегда и могут быть весьма большими. С другой стороны мы не учитывали возможного (хотя и редкого) эффекта роста напряженности ЭМВ, который возникает, если отражающий ионосферный слой сильно вогнут и действует как параболическое зеркало, т. е. точность приведенных расчетов при скачковом распространении на КВ невелика (зависит от состояния ионосферы), и для получения относительно достоверных результатов надо измерять уровень сигнала несколько раз в разное время, а затем усреднять результат. При многоскачковой трассе на КВ точность расчета резко снижается. По той же причине — сильное и заранее неизвестное влияние состояния ионосферы.

Напротив, при прямой видимости мощность можно вычислить очень точно.

Пример 2. На диапазоне 144 МГц на вертикальный полуволновой диполь (1-антенну) вы принимаете корреспондента с такой же антенной с расстояния 10 км (прямая видимость между антеннами) с уровнем 10 мкВ.

Что на входном сопротивлении $R_{RX} = 50 \text{ Ом}$ составит:

$$P_{RX} = U_{RX}^2 / R_{RX} = (10 \cdot 10^{-6})^2 / 50 = 0,5 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}.$$

Эффективная площадь обеих антенн

$$A_{эфф1} = A_{эфф2} = 0,13 \lambda^2 = 0,13 \cdot 2 \cdot 2 = 0,52 \text{ м}^2.$$

Подставляя эти значения в формулу 3.1.11, получим мощность передатчика корреспондента:

$$P_{TX} = P_{RX} \frac{\lambda^2 G^2}{A_{эфф1} A_{эфф2}} = 0,5 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2^2 \cdot 10000^2}{0,52 \cdot 0,52} = 7,39 \text{ Вт}.$$

Таким образом, используя формулы 3.1.10 (для расчета $A_{эфф}$) и 3.1.11 и зная действительные уровни сигнала на входе приемника и расстояние до корреспондента, Вы можете оценить какую мощность на самом деле излучает его антенна.

Параметр $A_{эфф}$ играет важную роль при расположении рядом нескольких антенн. Пусть необходимо разместить несколько антенн на одну частоту (например, отдельные элементы синфазной решетки). Это надо делать так, чтобы их эффективные площади раскрыва отдельных элементов не накладывались друг на друга и чтобы каждый элемент решетки собирал энергию ЭМВ со своего, отдельного участка пространства. Поэтому есть минимальное расстояние между антеннами (оно определяется $A_{эфф}$ одиночной антенны), ближе которого располагать антенны нежелательно, поскольку из-за частичного пересечения их апертур будет падать общее усиление антенной системы.

Более подробный разговор будет об этом в главе 6, в разделе синфазных антенн.

Если же две примерно одинаковые антенны на один диапазон расположить совсем близко, то их $A_{эфф}$ наложатся друг на друга. Антенны будут отбирать энергию ЭМВ из одного и того же участка пространства, поэтому принятая каждой антенной мощность соответственно упадет. Это прямое следствие закона сохранения энергии — нельзя с заданной площади пространства «вытянуть» энергии больше, чем через нее проходит. Поэтому ничего кроме улыбки не может вызвать лес стоящих вплотную телевизионных антенн (такое еще можно увидеть на многоквартирных домах). Площади раскрыва этих антенн перекрываются, и энергия ЭМВ с одной площади просто делится на множество антенн. То есть, если поставить одну коллективную антенну и разветвить ее сигнал на все ТВ, то будет как минимум не хуже. А учитывая, что коллективная антенна это направленная, с большим усилением и площадью раскрыва — то даже и лучше.

Если же располагать рядом антенны на разные диапазоны, то в этом случае допустимо очень близкое расположение почти без ухудшения параметров. Дело в сильной зависимости $A_{эфф}$ от частоты. Например, располагая на одной траверсе трехдиапазонный «двойной квадрат» 14-21-28 МГц, можно не опасаться заметного ухудшения — на частоте 21 МГц эффективные площади раскрыва антенн диапазонов 14 и 28 МГц будут очень малыми и почти не уменьшат принятый антенной 21 МГц сигнал этой частоты.

3.1.8. Механизмы прохождения радиоволн

Если радиосвязь ведется в пределах прямой видимости, то почти никаких проблем не возникает.

Расстояние прямой видимости («радиогоризонт») r_0 , определяется по формуле:

$$r_0 = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (3.1.12)$$

где r_0 — в км; h_1 и h_2 — высоты в метрах приемной и передающей антенн.

Конечно, имеется в виду, что ничто не затеняет прямой видимости между антеннами, а сами антенны расположены так, что в состоянии эффективно работать (не экранированы, не лежат на земле и т. д.). Но даже если в вашем распоряжении имеются многометровые мачты, то r_0 не превышает нескольких десятков километров. Например, если базовая антенна радиотелефона установлена на высотном здании на высоте 50 м над землей (16-этажный дом и мачта в несколько метров на крыше), а антенна трубки на высоте 1,5 м (крыша автомобиля), то r_0 чуть менее 30 км. Поэтому, нередко приводимый в рекламах радиотелефонов дальнего действия, радиус 50...150 км является выдачей желаемого за действительное.

Затухание волны в пределах прямой видимости в воздухе близко к свободному пространству. Если же между антеннами среда с потерями (туман, дождь, растительность, районы застройки), то вносится дополнительное ослабление. На УКВ оно может быть весьма значительным. Например, 500 м лиственного леса на 144 МГц вносит дополнительное ослабление в 30 дБ, а на 432 МГц — 50 дБ.

Но, за редким исключением, нас интересует намного более дальняя связь, чем в прямой видимости. Ясно, что если между двумя точками нет прямой видимости, то для установления связи что-то должно сыграть роль ретранслятора, т. е. отразить волну, излученную передатчиком в направлении приемника.

С разным успехом ретрансляторами могут быть:

- ионизированные слои и неоднородности в ионосфере;
- зона северного сияния;
- ионизированные следы сгорания в атмосфере Земли метеоров;
- самолеты;
- Луна;
- искусственные спутники Земли — активные ретрансляторы.

Даже из этого (далеко не полного) списка очевидно что прохождение радиоволн весьма нестабильно во времени и в пространстве и сильно зависит от частоты. Условия распространения ЭМВ служат объектом изучения отдельной области науки

и толстых монографий. И совсем не являются темой данной книги. Поэтому я ограничусь лишь наиболее общими сведениями, минимально необходимыми для последующего правильного выбора и проектирования антенн.

3.1.8.1. Механизмы прохождения в диапазоне КВ

В интервале частот 1,5...30 МГц возможность дальнего прохождения почти исключительно обусловлена отражением от ионизированных слоев в ионосфере. Возникают эти слои при распаде молекул атмосферных газов на проводящие ионы под действием солнечной радиации. Проводимость этих слоев невелика, это скорее частично проводящий диэлектрик. Но в соответствии с формулой 3.1.4 такой диэлектрик ниже определенной частоты (называемой критической) ведет себя как проводник и способен эффективно отражать ЭМВ в направлении земли (см. подробнее в разделе 3.1.2). Причем чем больше проводимость диэлектрика, тем более короткие волны он способен отражать. Волна, отразившаяся от такого слоя «приземляется» в сотнях километров от передатчика. Это называется скачком. Так как почва (или вода, если сигнал «приводнится») тоже представляет собой частично проводящий диэлектрик, то волна может от нее отразиться точно так же, как и от ионосферного слоя, и снова уйти в «небо». Отразившись второй раз от ионосферного слоя, ЭМВ «приземлится» уже на удвоенном расстоянии. Возможно несколько таких отражений — скачков. Это так называемый **рикошетный механизм прохождения** — волна «скачет» между поверхностью Земли и ионосферой как теннисный шарик, брошенный под углом между плоскими поверхностями. Для трасс длиннее 3000 км дополнительное затухание ЭМВ на каждый скачок составляет в среднем от 10 до 20 дБ.

Также возможно рикошетиrowание ЭМВ не между землей и ионосферным слоем, а между двумя ионосферными слоями.

Высота отражающих ионосферных слоев, а их несколько с разными характеристиками, и критическая частота каждого слоя зависят от времени суток и активности Солнца. Высота слоев лежит в пределах 60...400 км. Критическая частота меняется от единиц мегагерц при слабой ионизации (малой проводимости слоя) до нескольких десятков мегагерц при сильной.

Очевидно, что в место приема ЭМВ может приходиться разными путями. Например, после третьего и четвертого скачков. Разность времени прихода лучей может достигать 2...3 мс. Из-за разности фаз двух волн возникают явления эха, «размазы-

вание» телеграфных и цифровых сигналов, замирания (QSB), искажения спектра речи при телефонной связи. Эти процессы носят непериодический, случайный характер и зависят от состояния ионосферы.

Достаточная для отражения частот верхней части КВ диапазона (20...30 МГц) ионизация обеспечивается только при освещении ионосферы Солнцем, поэтому дальняя связь на этих частотах возможна преимущественно в дневное время. Чем выше общая солнечная активность, тем сильнее ионизация и тем выше поднимается критическая частота, обеспечивая возможность уверенной многоскачковой связи в верхней части (20...30 МГц) КВ диапазона. Имеется четкая связь прохождения на КВ с циклом активности Солнца. На максимуме этой активности резко улучшаются условия в верхней части КВ диапазона. Усредненная за последние 80 лет длительность цикла составляет 10,5 лет. Конкретный цикл может быть как короче (зафиксированный минимум 9 лет), так и длиннее (зафиксированный максимум 13,5 лет). Предпоследний цикл (22-й по счету за всю историю регулярных наблюдений Солнца) 1986–1996 годов был одним из самых коротких — 9 лет и 9 месяцев. Очередной 23-й цикл начался в мае 1996 г. и миновал свой пик в апреле 2000 г. Максимум солнечной активности далеко не всегда совпадает с серединой цикла и может быть как ближе к началу (как в текущем), так и к концу цикла.

Солнечные циклы отличаются друг от друга не только по длительности, но и по интенсивности. К счастью (для любителей дальней связи на КВ) максимумы 22-го 23-го циклов были одними из самых высоких за всю историю наблюдений Солнца.

Очевидно, что в рамках описанного механизма прохождения, на поверхности земли между зоной прямой видимости и местом «приземления» отраженной от ионосферы ЭМВ прием невозможен. Это так называемые **«мертвые» зоны**, особенно ярко выраженные в высокочастотной части КВ диапазона.

Однако возможен прием (хотя и весьма слабого сигнала) и внутри «мертвой» зоны, но уже другими механизмами прохождения. Первый из них — это **дифракционное рассеяние**. Проще всего понять, что это на оптической аналогии. — тень, отбрасываемая препятствием, не имеет четкой границы, поскольку граница размыта зоной полутени. Полутень и есть следствие дифракционного рассеивания. Этот механизм часто работает в горах и на иных крупных препятствиях, на которых, и возникает дифракция. Уровень этого сигнала очень мал.

Другой механизм прохождения внутри «мертвой» зоны — **тропосферное рассеивание**. Оптическая аналогия — види-

мый из-за горизонта вертикальный столб света мощного прожектора. Мы не видим ни самого прожектора, ни его основного излучения, но его мощный луч слегка рассеивается во все стороны на неоднородностях воздуха (капельки влаги, пыль) и образует хорошо видимый сбоку световой столб. Для ЭМВ такими неоднородностями являются зоны переменной диэлектрической проницаемости (например, чередующиеся слои холодного и теплого воздуха). Сигналы тропосферного рассеивания также весьма малы. И тропосферное и дифракционное рассеяние выражены в верхней части КВ диапазона и почти не встречаются в его низкочастотной части.

В верхней части КВ диапазона также возможна связь через активные ретрансляторы — спутники Земли. Это по определению односторонняя связь (ретрансляция идет с одного спутника), ее дальность, в зависимости от высоты орбиты дальность может достигать 3000 км. Иногда возможно дополнительное ионосферное прохождение, когда сигнал на спутник и со спутника идет не прямо, а предварительно совершив несколько ионосферных скачков. Поэтому становятся возможными связи на очень большие расстояния.

3.1.8.2. Механизмы прохождения в диапазоне УКВ

В диапазоне УКВ прохождение с отражением от ионосферы возможно только очень редко и только в нижней (30...200 МГц) части УКВ диапазона. Вероятность такого прохождения резко падает с частотой. Дело в том, что для отражения УКВ нужна очень высокая проводимость ионизированного слоя (что следует из формулы 3.1.4), которая достигается лишь очень редко при крайне высокой активности Солнца и благоприятном стечении обстоятельств.

Поэтому на УКВ в качестве пассивных ретрансляторов используют и другие вещи. Например, зону **северного сияния**. Область эта быстро меняется во времени (кто видел северное сияние знает) и в качестве хорошего отражателя не очень годится. Отраженные от такого «дрожащего» зеркала сигналы из-за эффекта Доплера имеют шумоподобно «размытый» спектр и сильно искажены.

Малая длина волны на УКВ позволяет с успехом использовать в качестве ретранслятора даже относительно маленькие, высокоионизированные области. К их числу относятся **метеорные следы**. Врезаясь с космической скоростью в атмосферу Земли, метеориты сгорают, образуя короткоживущий (от до-

лей до нескольких секунд) след очень хорошо проводящей плазмы. От одного следа толку мало, но если идет метеорный рой, то от них возникает множество коротких отражений-всплесков прохождения и возможность провести связь.

Эксперименты показали также возможность связи на УКВ с использованием в качестве пассивных ретрансляторов самолетов. В зоне интенсивного воздушного движения (воздушные коридоры, аэропорты) между двумя станциями, находящимися далеко за пределами прямой видимости, возможны короткие всплески прохождения аналогичные метеорным.

Поскольку ионосфера большую часть времени не способна отражать УКВ и пропускает их в космос, в качестве ретранслятора используют даже Луну. Неважное (с точки зрения отражателя) качество поверхности нашего естественного спутника и космическое расстояние приводят к суммарному затуханию на этой трассе около 200 дБ. И поэтому такой вид связи требует передатчиков в сотни ватт и антенн с очень высоким усилением (от 15...18 дВ и выше).

Тропосферное рассеивание очень часто используется в диапазоне УКВ. Дело в том, что для эффективного рассеивания размер неоднородности должен быть больше длины волны. Это условие проблематично на КВ, но почти всегда выполняется УКВ. Стабильность этого вида связи настолько высока, что его используют для профессиональных постоянных линий радиосвязи на расстояния нескольких сотен километров. Обе антенны (приемная и передающая) должны «смотреть» на один и тот же участок тропосферы, в котором происходит рассеивание.

Как и в диапазоне КВ, возможно дифракционное рассеивание (зона полутени) за препятствиями.

Связь через активные ретрансляторы — спутники Земли на УКВ осуществляется просто — отсутствие отражения в ионосфере этому способствует. Как правило, используется значительный разнос частот приема и передачи (например, ретрансляция со 144 на 432 МГц).

В точку приема, как и на КВ, возможен приход УКВ ЭМВ несколькими путями. Причем, в отличие от КВ, на УКВ такое явление происходит и при связи в пределах прямой видимости. Кроме прямой волны, в точку приема приходит также и волны, отраженные от различных местных предметов — домов, металлоконструкций, земли и т. д.

Поскольку эффективность отражения помимо прочего зависит и от размеров отражателя в λ , то на УКВ отражений от местных предметов происходит намного больше. Такое положение

ние очень характерно для приема УКВ (например, ТВ и радиовещания) в городской местности.

Вполне вероятно, что разные волны окажутся противофазными (для этого достаточно, чтобы разность длин путей разных лучей была кратна нечетному числу полуволн). В результате взаимного наложения (интерференции) лучи компенсируют друг друга, и суммарная напряженность поля будет близка к нулю. Это называется **интерференционными минимумами**. Возможно так же и обратное: два луча окажутся в фазе, и суммарная напряженность поля в точке приема возрастет вдвое. В отличие от минимумов (замираний) на КВ на УКВ интерференционные минимумы очень стабильны и практически не зависят от времени. Если приемная антенна оказалась в таком минимуме, то чтобы выйти из него, придется сместить антенну по высоте (причем вовсе не обязательно вверх, возможно увеличение уровня и при смещении антенны вниз) или по расстоянию. Величина этого смещения обычно составляет от половины до нескольких λ .

Если антенна рассчитана на прием в широкой полосе (телевизионная, например), то подбор ее положения так, чтобы ни один из принимаемых каналов не оказался в интерференционном минимуме, может оказаться весьма непростой задачей. Подчеркну — тут речь идет не об ориентации максимума ДН антенны в направлении передатчика, а именно о высоте антенны и ее расстоянии от передатчика.

Интерференционные минимумы и их распределение очень легко наблюдать в движущемся автомобиле с обычным УКВ ЧМ приемником на границе зоны уверенного приема. Через каждые несколько десятков метров уровень сигнала резко падает, что выглядит как периодическое увеличение шумов приемника.

При радиосвязи на УКВ можно выйти из интерференционного минимума просто немного сместив рабочую частоту. Даже небольшое изменение длины волны приводит к тому, что разные лучи уже не будут в точности противофазны и уровень сигнала заметно возрастет.

3.1.9. Требования к ДН антенны

Главной задачей антенны (вернее пары антенн передающей и приемной), как части линии радиосвязи является обеспечение максимального отношения сигнал/шум или сигнал/помеха на входе приемника. Но требования к ДН антенны для получения этого на КВ и УКВ отличаются.

3.1.9.1. Требования к ДН УКВ антенн

Очевидно, что при прямой видимости, передающая антенна должна «выстрелить» энергию максимально узким лучом **точно в направлении (азимутальном и зенитном) на корреспондента**. И в той же поляризации, которую имеет приемная антенна, т. е. желательно иметь предельно узкую ДН как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях. На УКВ это вполне возможно и часто делается.

Если же корреспондентов много, то возникает необходимость либо вращения антенны с узкой ДН, либо создания антенны с ДН перекрывающей все возможные углы (и азимутальные, и о зенитные) расположения корреспондентов. Типичным примером является местная связь на УКВ с подвижными объектами — в горизонтальной плоскости ДН должна быть круговой (корреспондент может находиться под любым азимутальным углом), а в зенитной плоскости — предельно узкой и прижатой к земле (незачем расходовать энергию, бесполезно излучая ее намного выше поверхности земли, если в воздухе корреспондентов не будет).

Но если речь идет о радиосвязи дальше прямой видимости, то дело резко усложняется. Из-за влияния разнообразных механизмов прохождения, описанных в предыдущем разделе, передающая антенна должна излучать уже не в направлении корреспондента, а **в направлении, обеспечивающем максимальный уровень сигнала в точке приема при данном механизме прохождения радиоволн**. А эти направления не совпадают.

Если идет однократное отражение или ретрансляция (отражение от метеорных следов, самолетов, Луны, или связь через спутник) то антенна должна «стрелять» узким лучом в направлении отражателя-ретранслятора. Если отражатель движется (спутник) луч антенны должен за ним следить. Если отражатель занимает область пространства и нестабилен во времени (места интенсивного движения самолетов, метеорный поток), то ДН антенны не должна быть очень узкой, чтобы охватывать всю область возможных положений отражателя.

При отражении от очень большой, но нестабильной области северного сияния также может оказаться невыгодным использовать остронаправленные антенны. Дело в том, что отдельные участки северного сияния в разные моменты времени сильно отличаются по отражающей способности. Остронаправленная антенна «освещает» узкую область пространства, а зона наилучшего отражения может не попасть в ДН такой ан-

тенны. На УКВ для такого вида связи используют антенны с усилением 8...14 dBi и передатчики в десятки ватт.

При тропосферном рассеивании обе антенны должны освещать одну и ту же область тропосферы, на которой происходит рассеивание. Тут требуются мощные передатчики и антенны с узкой ДН и высоким усилением, поскольку уровень рассеянного сигнала очень мал.

Таким образом, на УКВ почти всегда желательно иметь узкую ДН в азимутальной плоскости (исключение — местная связь) и во всех случаях — узкую ДН в вертикальной плоскости. То есть антенна должна быть с высоким усилением, что помимо прочего увеличит ее эффективную площадь раскрыва (см. раздел 3.1.7). Очень часто необходимо вращение направленной УКВ антенны по азимуту, и нередко — по зенитному углу (чтобы точно «прицелиться» в нужную точку пространства).

Поляризация антенн должна совпадать и при прямой видимости (для местной связи принято использовать V поляризацию), и при работе через спутники. Это носит название **поляризационного согласования**. Если на спутнике используется вращающаяся поляризация, то должны совпадать и направления вращения плоскости поляризации, в случае вращения в разные стороны уровень сигнала резко упадет. Если же используется любой механизм прохождения с отражением ЭМВ, то необходимости в поляризационном согласовании нет. Дело в том, что при отражении ЭМВ от проводящей поверхности плоскость поляризации поворачивается. При отражении от нестабильных областей (ионосфера, северное сияние, метеорные следы), а также при многократных отражениях, плоскость поляризации принятого сигнала может хаотично меняться во времени. Поэтому имеет смысл использовать приемные антенны, обеспечивающие прием как с V, так и H поляризацией. Это исключает резкие провалы сигнала при изменении плоскости поляризации из-за изменения условий прохождения.

3.1.9.2. Требования к ДН антенны на КВ

На КВ основным является рикошетный механизм прохождения с отражением от слоев ионосферы. Длину одного скачка определяют как высота отражающего слоя (тут мы ничего не можем поделать), так и угол зенитный угол излучения антенны (а вот тут многое от антенны зависит). Ясно, что если антенна излучает высоко в зенит, то сигнал дойдя до ионосферы отразится ею почти точно вниз и рухнет «на голову» и в ближние

окрестности (несколько сот километров) излучившей его станции (типичная, кстати, ситуация на НЧ КВ диапазонах с низко подвешенной горизонтальной антенной). Чем ниже к горизонту излучает антенна, тем большее расстояние пройдет волна за первый скачок. На рис. 3.1.4 и 3.1.5 (заимствованных из [2]) показаны графики необходимых зенитных углов излучения для различного (от 1 до 6) числа скачков. График 3.1.4 построен для высоты отражающего слоя 400 км (типично днем), а график 3.1.5 — для высоты 250 км (типично ночью).

Видно, что для связей на расстояния превышающие 3000 км (межконтинентальные связи), нужны низкие зенитные углы излучения. И чем дальше, тем меньшие углы необходимы. Но на рис. 3.1.4 и 3.1.5 приведены крайние значения углов. Наиболее же вероятные значения зенитных углов по данным многолетней профессиональной статистики [1] даны в табл. 3.1.2.

Таким образом, для КВ антенн наибольшее значение представляет зенитный сектор $0...30^\circ$. И чем ниже угол, тем важнее. Кроме очевидных требований рис. 3.1.4, 3.1.5 и табл. 3.1.2, дело еще и в том, что одну и ту же трассу можно перекрыть за разное количество скачков. Например (см. рис. 3.1.4), трасса в 10000 км днем перекрывается при зенитном угле 5° за 3 скачка, а при зенитном угле 17° — за 5. А каждый скачок вносит дополнительно затухание как минимум 10 дБ (нередко и заметно больше).

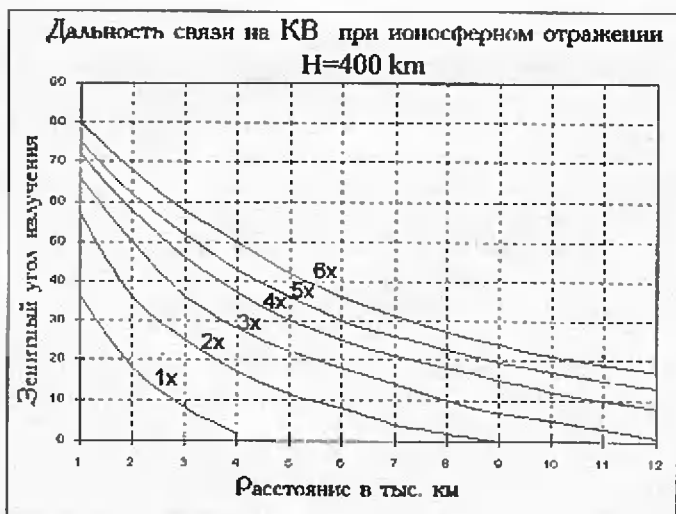


Рис. 3.1.4

Таблица 3.1.2

Расстояния, км	Наиболее вероятные зенитные углы, °
2000...3000	3...30
3000...6000	2...20
6000...12000	1...12

Например, мы имеем две антенны с одинаковым максимальным усилением G_a и излучаемой мощностью, но отличающиеся углами излучения (первая пусть имеет максимум при зенитном угле 17° , вторая — при 5°). Тогда на трассе в 10000 км вторая антенна выиграет минимум 10 дБ (а то и больше)! Потому что ЭМВ, излученная второй антенной, претерпит меньше скачков и, соответственно, будет меньше ослаблена.

Не стоит думать, что далее 12000 км ничего нет. Радиосвязь с антиподами — это более 19000 км. И это еще не предел — возможна связь «длинным» путем (когда ЭМВ обходит вокруг земного шара), где длина трассы превышает 20000 км. На таких длинных трассах требования к зенитному углу излучения еще более жесткие.

Поэтому для КВ антенн важнейшим параметром антенны является доля энергии излученной под низкими (условно говоря, ниже 30°) зенитными углами. Именно энергия, излученная под этими углами, и определяет «дальнобойность» антенны.

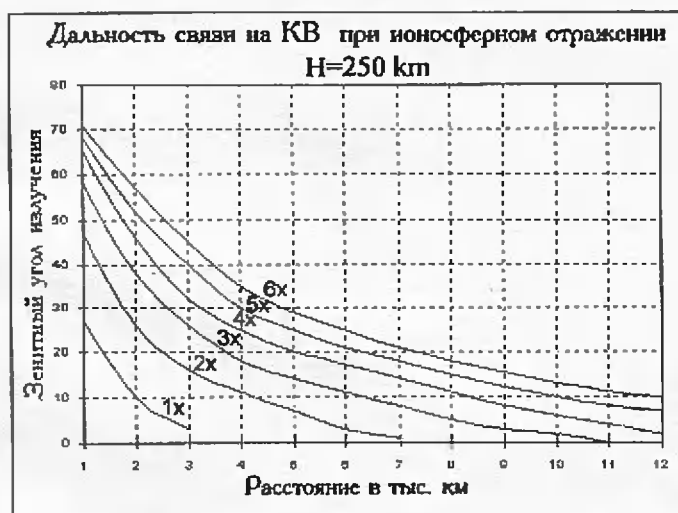


Рис. 3.1.5

Запомним:

Для дальней связи на КВ почти всегда лучше антенна, излучающая больше под низкими зенитными углами.

Почему имеет смысл учитывать только энергию, излученную передающей антенной ниже 30° , даже невзирая на общий КПД и максимальное G_a антенны? Дело в том, что с точки зрения удаленного приемника абсолютно все равно куда девалась энергия, не излученная под низкими зенитными углами. Ушла ли она «в потолок» под большими углами, обогрела ли землю или ионосферу, вовсе ли не излучилась, поглотилась ли нагрузочным резистором (как в антенне бегущей волны) — во всех случаях результат одинаков — до приемника корреспондента она не доходит.

Излучение под углами выше 30° — на КВ есть в большинстве случаев бесполезная трата энергии.

Почему я упорно говорю именно о дальних связях? Практика показывает, что в радиусе 2000...3000 км связь на КВ не представляет особой проблемы при любых антеннах. Малое расстояние — малые потери — большие сигналы.

То, что говорилось выше, относится к типичному среднему прохождению. Но бывают иногда условия, когда оптимальный угол межконтинентальной связи поднимается выше до приведенных на верхней кривой рис. 3.1.4 значений. Это часто соответствует скачкам сигнала не между ионосферным слоем и землей, а между двумя ионосферными слоями. Потери при этом, несмотря на большое число отражений, достаточно малы. При этом для трасс 3000...6000 км — оптимальный угол поднимается до $55...35^\circ$, а для трасс 6000...12000 км — до $35...10^\circ$. На ВЧ диапазонах это случается очень редко, но на НЧ диапазонах (особенно 80 и 160 м) такие аномальные условия иногда складываются в часы рассвета и заката. Может быть парадоксальная ситуация, когда невысоко висящая горизонтальная антенна выиграет у GP (сравните, например, на рис. 3.1.6 излучение антенн под углом 40°). Дальнее прохождение на НЧ КВ диапазонах (в отличие от высокочастотных) бывает довольно редко. Типичное среднее (с углами, приведенными в табл. 3.1.2) в том числе. На этом фоне феномен аномального прохождения с высокими зенитными углами довольно заметен на НЧ КВ диапазонах.

Не расстраивайтесь, в свете сказанного выше, если ваша антенна имеет очень прижатый к земле главный лепесток ДН. Даже для таких КВ антенн излучение под углами $40...50^\circ$, как правило, остается еще весьма большим (взгляните, например,

на рис. 3.1.6 на ДН GP в вертикальной плоскости) и даже при аномальном прохождении эффективная работа возможна.

Итак — для КВ антенн в ДН вертикальной плоскости надо стремиться к максимуму излучения ниже 30° . На ВЧ КВ диапазонах следует стремиться предельно прижать главный лепесток ДН к земле. На НЧ КВ диапазонах надо позаботиться, чтобы антенна, кроме излучения под углами ниже 30° , еще и что-то излучала бы и в секторе $30...50^\circ$.

До сих пор речь шла о ДН в вертикальной плоскости. А что с азимутальной? Конечно, лучше всего иметь направленную антенну. О ее чрезмерно узком лепестке на КВ можно почти не беспокоиться. Антенны КВ значительно больше маленьких УКВ антенн, поэтому при реально выполнимых размерах маловероятно получить чрезмерно узкий лепесток ДН в горизонтальной плоскости. Более того, даже простую направленную антенну (2–3 элемента) на КВ сделать не просто конструктивно, имея в виду, что ее надо вращать. Часто механические трудности вращения настолько велики, что используют либо фиксированные в одном направлении антенны, либо сложные неподвижные антенные системы с переключаемым по азимуту на несколько (2–8) направлений главным лепестком ДН. На НЧ КВ диапазонах направленные антенны практически всегда реализуются именно таким образом.

Для определения азимутального направления на корреспондента нужна специальная азимутальная карта. Сферическая проекция (глобус) и проекция Меркатора, в которой выполняются большинство карт в географических атласах, в данном случае не подходят. Азимутальная карта имеет вид круга с центром в вашем местоположении. Поэтому такая карта выглядит по-разному для различных городов и ее приходится строить индивидуально. Существует большое количество программ, позволяющих это сделать. Я не буду приводить конкретных ссылок, просто наберите в поисковой машине Интернета «azimuth map download» и обязательно что-нибудь найдете.

На рис. 3.1.7 показано как выглядит азимутальная карта с центром в Минске. Очертания континентов выглядят несколько непривычно, но вполне узнаваемо. Карта позволяет узнать два возможных направления на корреспондента. Первое — по кратчайшему пути, который принято называть short pass, или SP, второе (отличающееся от первого на 180°) — «вокруг шарика» по длинному пути, который принято называть long pass, или LP. На рис. 3.1.7, например, видно, что для связи по короткому пути с Новой Зеландией антенна должна быть направлена по азимуту на $70...90^\circ$. А для связи по длинному — $250...270^\circ$.

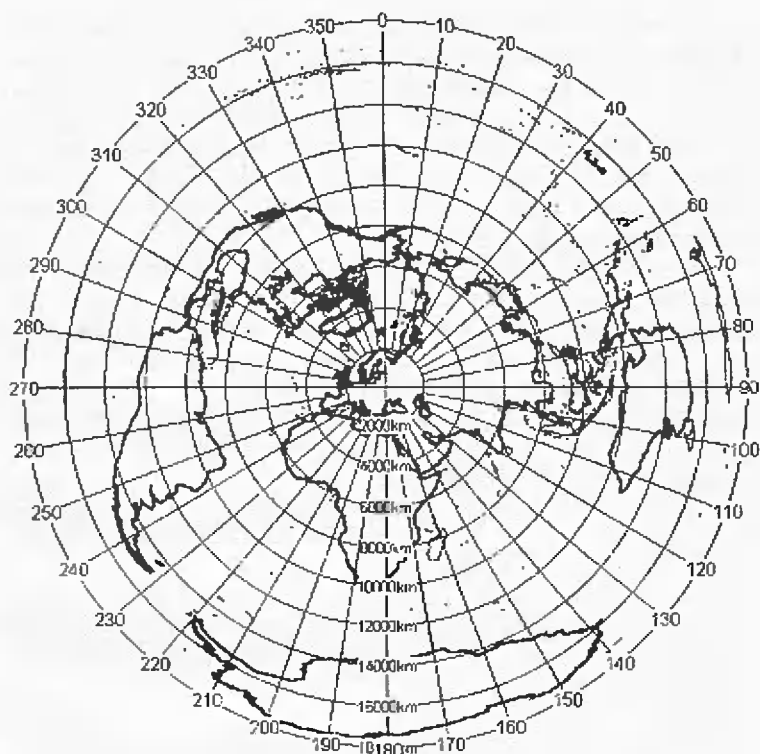


Рис. 3.1.7

Не следует думать, что связи длинным путем есть что-то редкое и экзотическое. Ситуация, когда сигнал по длинному пути намного больше, чем по короткому, не так редка, особенно на ВЧ КВ диапазонах. Например, на диапазоне 14 МГц по утрам связи из Европы с Австралией идут практически исключительно по длинному пути. При хорошем прохождении можно слышать сразу два сигнала — и по длинному, и по короткому пути, сдвинутых по времени (эхо).

Если радиотрасса проходит через одну из полярных шапок Земли (области вокруг обоих полюсов), то связи по ней очень часто будут нестабильными, а то и вовсе невозможными. Причина — радиоволна, попадая в высоко ионизированные, нестабильные приполярные зоны (например, северного сияния) магнитных полюсов Земли, в худшем случае поглощается и рассеивается ими, в лучшем — меняет азимутальное направление с дополнительным затуханием.

Если вы охотитесь за DX-ами, вот вам практический совет. На своей азимутальной карте постройте два сектора — трассы, проходящие через обе полярные шапки (пятно, ограниченное примерно 80-й параллелью для каждого из полюсов). Страны, связь с которыми возможна лишь по трассам, попадающим в эти сектора, должны быть самым пристальным объектом вашего внимания. Для вашего местоположения именно с этими странами связи будут самыми трудными и редкими.

Отличие реального азимутального угла прихода сигнала от истинного азимута может достигать нескольких десятков градусов, причем возможно такое явление не только на трассах, проходящих через полюса Земли.

Поляризационное согласование антенн на КВ не имеет существенного значения. При отражениях в ионосфере плоскость поляризации неоднократно меняется, поэтому поляризация антенны на КВ не важна.

3.2. Линии питания

Параметры линии передачи. Основные типы линий передач. Потери в линиях передачи. Трансформация импедансов линиями. Согласование и КСВ. Потери в рассогласованной линии (КСВ > 1). Резонансное и нерезонансное питание антенн. Мифы и заблуждения о КСВ. Измерители КСВ.

Ясно, что антенну надо как-то подключить к передатчику\приемнику. Как раз для этого и используются линии передачи. При всей внешней простоте (один или два провода) физические процессы в линиях передачи весьма сложны. Важно понять, что свойства линии сильно зависят не только от ее конструкции, но и от частоты, и нагрузки с обоих концов линии.

3.2.1. Параметры линии передачи

Основными параметрами линии передачи являются:

- $L_{уд}$ — удельная индуктивность линии на единицу длины. Значение $L_{уд}$ определяется конструкцией линии и почти не зависит от частоты (только очень небольшое изменение из-за скин-эффекта). Значение $L_{уд}$ легко определить экспериментально — короткий кусок линии (менее $0,05\lambda$ от частоты, на которой происходит измерение) замыкается на конце и измеряется его индуктивность с другого конца.
- $C_{уд}$ — удельная емкость линии на единицу длины. Значение $C_{уд}$ определяется конструкцией линии и слабо меняется с частотой (из-за небольшой зависимости диэлектрической проницаемости среды ϵ от частоты). Значение $C_{уд}$ также легко измерить, как емкость разомкнутого на конце короткого куска линии (менее $0,05\lambda$ от частоты, на которой происходит измерение).
- $\alpha_{уд}$ — удельные потери (затухание) в линии на единицу длины. Складываются из омических (токовых) потерь в проводнике α_i , потерь в изоляции (напряжения) α_u и потерь на излучение $\alpha_{изл}$. Все три параметра зависят от конструкции линии и рабочей частоты и быстро растут с увеличением последней.

$$\bullet \quad Z_0 = \sqrt{L_{уд}/C_{уд}} \quad (3.2.1)$$

Z_0 — волновое сопротивление. Важнейший параметр линии. Для неизвестной линии может быть вычислен по формуле 3.2.1, после измерений $L_{уд}$ и $C_{уд}$.

- K_y — коэффициент укорочения. Показывает, во сколько раз длина волны в линии меньше длины волны той же частоты в свободном пространстве. Или (что то же самое) во сколько раз физическая длина линии меньше ее электрической длины. Физической причиной укорочения является то, что скорость распространения электромагнитной волны в диэлектрике меньше, чем в свободном пространстве. Поэтому K_y зависит в первую очередь от диэлектрической проницаемости ϵ_r материала изоляции линии и в небольшой степени от частоты (из-за слабой частотной зависимости ϵ_r). K_y применяемых радиолюбителями линий, лежит в пределах от 0,65 (коаксиальные кабели со сплошным диэлектриком) до 0,99 (открытые двухпроводные линии). K_y линии можно измерить. Для этого определяется наименьшая частота $F_{K3 \min}$ (в мегагерцах), на которой разомкнутый на конце кусок линии длиной l метров ведет себя как перемычка, полностью закорачивая выход ГСС. При этом:

$$K_y = l \cdot F_{K3 \min} / 75. \quad (3.2.2)$$

Если результат подсчета окажется вдруг в районе 2...3 или 4...5, то случилась ошибка при определении $F_{K3 \min}$ и вы нашли не минимальную частоту КЗ, а ее нечетную гармонику (т. е. вместо четвертьволнового резонанса нашли $3\lambda/4$ или $5\lambda/4$ резонанс).

3.2.2. Основные типы линий передач

Однопроводная линия передачи представляет собой одиночный провод диаметра d , идущий на высоте h над проводящей землей. Волновое сопротивление такой линии:

$$Z_0 = 138 \lg(4h/d). \quad (3.2.3)$$

При $d = 1...5$ мм и $h = 0,2...40$ м диапазон $Z_0 = 300...700$ Ом. Для быстрой оценки Z_0 удобно использовать табл. 3.2.1.

Таблица 3.2.1

	$h = 0,2$ мм	$h = 2$ мм	$h = 8$ мм	$h = 20$ мм
$d = 1$ мм	400 Ом	539 Ом	621 Ом	677 Ом
$d = 2,5$ мм	345 Ом	483 Ом	566 Ом	622 Ом
$d = 5$ мм	305 Ом	442 Ом	525 Ом	580 Ом

Линия питания такого типа используется на КВ для питания антенн типа LW и Windom (используя эти антенны, не забывайте: второй провод линии — это земля, хорошее заземление необходимо!).

Основным недостатком такой линии является ее заметное излучение (из-за большого расстояния до земли). Строго говоря, это потери линии на излучение $\alpha_{\text{изл}}$, но в радиолюбительском смысле они потерями не являются, поскольку сигнал не затухает, а излучается в эфир, т. е. линия питания работает отчасти и как антенна. Но именно поэтому такая излучающая линия создает и принимает гораздо больше помех для аппаратуры, которая расположена рядом с трансивером (подробнее — см. раздел 3.6). Кроме того, в пространстве вокруг провода линии на расстоянии с радиусом h (т. е. значительном) создается высокая напряженность электромагнитного поля. Реально, поскольку линия идет прямо к передатчику, в это пространство попадает и оператор, и его соседи, что вредит здоровью, да и в требования по нормам на напряженность поля в жилых помещениях, как правило, не укладывается.

K_y однопроводной линии очень близок к 1. Но только в том случае, если используется голый провод без изоляции. Но даже в тонкой (0,2...2 мм) пластиковой изоляции K_y получается порядка 0,94...0,99 и зависит от диаметра провода, типа и толщины изоляции, а также частоты (см. параграфы 2.3.1.2 и 3.7.2). Для однопроводной линии это не очень существенно. Но такой же K_y получается и у одиночного изолированного провода в составе любой антенны. То есть проволочная антенна (диполь, рамка и т. д.), изготовленная из провода в изоляции должна быть короче расчетного значения (при расчете в MMANA провод полагается голым) на 1...6% именно из-за влияния изоляции, укорачивающей физическую длину, по сравнению с электрической.

Обратите на это особое внимание — это весьма частая ошибка на практике. Случаев, когда причиной сдвига вниз на те же 1...6% резонансной частоты реальной антенны по сравнению с расчетами, было именно использование провода в изоляции (без учета его K_y), к сожалению, немало.

Точное значение K_y для антенны, выполненной из провода в изоляции, можно определить, используя утилиту NEC2 for MMANA (параграф 2.3.1).

Двухпроводная симметричная линия представляет собой два провода диаметром d , расположенных на расстоянии e друг от друга. Линия может быть как воздушной, так и в плоском диэлектрике с проницаемостью ϵ_r .

Волновое сопротивление двухпроводной линии:

$$Z_0 \approx \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg(2e/d). \quad (3.2.4)$$

Для $d = 1...5$ мм и $e = 1...30$ см диапазон $Z_0 = 150...700$ Ом. Z_0 двухпроводной воздушной линии можно рассчитать и в MMANA. Откройте файл ...ANT/Feeders/feeder.maa и посмотрите как это сделано.

Для быстрой оценки Z_0 воздушной линии удобно использовать следующую табл. 3.2.2.

Если линия в диэлектрике, то указанные в табл. 3.2.2 значения Z_0 надо уменьшить в $\sqrt{\epsilon_r}$ раз.

Электромагнитное поле двухпроводной линии в основном сосредоточено между проводами и быстро убывает по мере удаления от линии. С достаточной для практики точностью можно считать, что все поле сосредоточено в радиусе $3e$ от линии. Важным следствием этого является то, что двухпроводную линию надо располагать таким образом, чтобы на расстоянии как минимум $3e$ от нее не было проводящих и поглощающих сред. То есть нельзя провести такую линию непосредственно по мачте, стене дома, крыше, вентиляционной шахте, земле — необходимо диэлектрическими распорками отодвинуть ее от препятствий на расстояние большее $3e$.

Потери на излучение $\alpha_{\text{изл}}$ двухпроводной линии пренебрежимо малы, если отношение $e/\lambda < 0,5\%$, но быстро (пропорционально квадрату e/λ) растут, достигая недопустимо высоких значений уже при $e/\lambda > 2...3\%$. Именно поэтому такие линии для передачи энергии используются только на КВ (до 30 МГц, где значению $e/\lambda = 0,5\%$ соответствует нормально реализуемое расстояние между проводами в 50 мм), а на УКВ их применение ограничено короткими отрезками для трансформации и симметрирования (о чем пойдет речь в разделе 3.5).

Воздушные двухпроводные линии ($Z_0 = 400...700$ Ом, $K_y = 0,98...0,99$), как правило, изготавливаются самостоятельно, линии в ленточном диэлектрике выпускаются промышленно ($Z_0 = 240...450$ Ом, $K_y = 0,82...0,9$).

Таблица 3.2.2

	$e = 1$ см	$e = 5$ см	$e = 12$ см	$H = 30$ мм
$d = 1$ мм	360 Ом	552 Ом	656 Ом	766 Ом
$d = 2,5$ мм	250 Ом	442 Ом	547 Ом	656 Ом
$d = 5$ мм	167 Ом	360 Ом	464 Ом	574 Ом

Коаксиальные линии используются наиболее часто. Это экранированный провод с точно выдержанным по длине соотношением диаметров внутреннего d и внешнего D проводников, и качественным ВЧ диэлектриком. Волновое сопротивление коаксиальной линии:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg(D/d). \quad (3.2.5)$$

Распространенные коаксиальные кабели имеют Z_0 50, 75 и 100 Ом. В качестве диэлектрика используются:

- Полиэтилен. Дешевый, прочный механически и электрически, но имеет заметные потери в диэлектрике на УКВ. При большой мощности и выделении тепла возможна деформация и пробой кабеля, с вариантом в виде последующего возгорания (особенно на изгибах с малым радиусом). $\epsilon_r = 2,2 \dots 2,4$, $K_y = 0,65 \dots 0,7$.
- Вспененный полиэтилен. Дешевый, малые потери в диэлектрике, но слабоват механически и имеет более чем вдвое низкое пробивное напряжение, а также легче деформируется при нагреве, чем простой полиэтилен, что ограничивает мощность в кабеле. $\epsilon_r = 1,4 \dots 1,6$, $K_y = 0,79 \dots 0,84$.
- Фторопласт. Высокая электрическая прочность, не подвержен термической деформации при нагреве, малые потери, но дорог. $\epsilon_r = 1,8 \dots 2,2$, $K_y = 0,7 \dots 0,8$.

Практически вся энергия передаваемой электромагнитной волны сосредоточена в пространстве между внутренним и внешним проводником коаксиальной линии. Дело в том, что из-за поверхностного эффекта, глубина проникновения тока в металл даже на частоте 1,8 МГц составляет всего лишь около 50 мкм (0,05 мм) и уменьшаются на более высоких частотах. ВЧ ток в коаксиальной линии течет по поверхности центрального проводника, и по внутренней стороне оплетки. Толщина последней даже для самых тонких кабелей в несколько раз больше, чем глубины проникновения ВЧ тока в металл на КВ, поэтому до наружной поверхности оплетки поверхности ВЧ ток просто не может дойти! Поэтому вся оплетка, за исключением тонкого слоя в несколько десятков микрон внутренней поверхности, по которой и протекает ВЧ ток, имеет нулевой ВЧ потенциал (поскольку там нет тока) и является хорошим, цилиндрическим экраном (если она заземлена с обоих концов линии). По этой причине потери на излучение коаксиальной линии ничтожны. Это определяет практически полное доминирование коаксиальных кабелей на УКВ.

Отсутствие ВЧ поля вокруг коаксиальной линии также делает возможной ее прокладку где угодно (в отличие от двухпроводной линии), что очень удобно на практике. Эффективность экранирования (отношение передаваемой внутри линии энергии к просочившейся во внешнее пространство) составляет 60...70 дБ для линий с одинарной оплеткой, и 90...110 дБ для линий, у которых под оплеткой лежит тонкая алюминиевая фольга или с двойной оплеткой.

Обратите внимание — поле вокруг коаксиальной линии отсутствует, только если внешняя сторона оплетки заземлена с обеих сторон линии. Если же (что часто бывает на практике) у антенны оплетка соединена с антенной непосредственно (без специальных устройств, обеспечивающих нулевое напряжение по ВЧ — симметрирующих или развязывающих), то возможно протекание дополнительного тока, но уже по внешней стороне оплетки коаксиального кабеля. Подробности — в разделе 3.6.

3.2.3. Потери в линиях передачи

В этом параграфе речь пойдет только о потерях (затухании) в согласованной линии передачи, нагруженной на чисто активное сопротивление R_n , равное волновому сопротивлению Z_0 линии передачи. Выходное сопротивление передатчика $R_{\text{вых}}$ также равно Z_0 . Случай, казалось бы, самый простой, но...

Итак, потери в согласованной линии:

$$\alpha = \alpha_i + \alpha_u + \alpha_{\text{изл}} \quad (3.2.6)$$

где α_i — омические (токовые) потери в проводниках; α_u — потери в неидеальной изоляции (напряжения); $\alpha_{\text{изл}}$ — потери на излучение линии.

Потери на излучение показывают, какая часть энергии не дойдет до нагрузки, а будет излучена линией в эфир. То есть линия работает отчасти и как антенна (хоть и плохо, но излучающая). $\alpha_{\text{изл}}$ зависят от конструкции линии, и тем выше, чем больше (в длинах волн) пространство, в котором сосредоточена энергия передаваемой линией электромагнитной волны. Как правило, излучение линии является нежелательным, поскольку увеличивает помехи как при приеме, так и при передаче (см. раздел 3.6).

Двухпроводные линии на УКВ имеют большие потери на излучение $\alpha_{\text{изл}}$, что практически исключает их использование в этом диапазоне. Рассмотрим потери таких линий в диапазоне КВ (до 30 МГц), где их $\alpha_{\text{изл}}$ пренебрежимо малы. Для линий с воздушным диэлектриком потери в изоляции α_u практически

отсутствуют, и суммарные потери определяются только первым слагаемым формулы 3.2.6 — омическими потерями α_1 , которые для двухпроводной линии описываются формулой:

$$\alpha_1 = \frac{0,723L\sqrt{f}}{dZ_0}, \quad (3.2.7)$$

где α_1 — в дБ; L — длина линии в метрах; f — частота в МГц; d — в миллиметрах.

Ясно, почему потери прямо пропорциональны длине линии, корню из частоты (уменьшение глубины проникновения тока из-за скин-эффекта), и обратно пропорциональны диаметру проводов линии. Менее очевидно уменьшение потерь с ростом волнового сопротивления Z_0 , но и оно становится понятным, если мы вспомним, что речь идет о токовых потерях. Они пропорциональны квадрату тока, который при одинаковой мощности линейно уменьшается с ростом Z_0 . Например, пусть сопротивление омических потерь длинной линии составляет 50 Ом (очень длинная и плохая линия с большими потерями). Если Z_0 линии равно 50 Ом, то на нагрев потеряется половина проходящей мощности, а если $Z_0 = 500$ Ом, то только 10%. Это та же самая причина, по которой силовые линии электропередачи делаются высоковольтными (и соответственно высокоомными) — энергетики заботятся о малых потерях в своих линиях.

Мы вернемся к этому вопросу позднее, а пока автор вынужден назойливо просить читателя запомнить закономерность:

при одинаковом диаметре проводов линии потери меньше у высокоомных линий (падают пропорционально росту волновому сопротивлению Z_0).

Определим, при какой конструкции двухпроводной линии получаются минимальные потери? Если мы задаемся фиксированным радиусом провода d , то потери монотонно убывают с ростом расстояния между проводами e (и соответственно Z_0).

Если же мы зафиксируем расстояние между проводами e , то по диаметру проводов d имеется минимум потерь при отношении $e/d = 1,36$ (что для линии с воздушным диэлектриком соответствует $Z_0 = 120$ Ом, а для линии в полиэтиленовом диэлектрике — 80 Ом). Существование такого минимума при фиксированном расстоянии e объясняется следующими соображениями:

- Если сильно уменьшить d , то выигрыш от медленного возрастания Z_0 при больших e/d (см. формулу 3.2.4 — функция $\lg$ при больших аргументах меняется медленно), будет с избытком перекрыт линейным возрастанием сопротивления омических потерь на тонких проводах.

- Если d сильно увеличить, то с какого-то момента Z_0 начнет падать настолько быстро (см. формулу 3.2.4, скорость изменения логарифмической функции обратно пропорциональна значению аргумента и при малых значениях аргумента становится выше линейной), что его не в силах скомпенсировать линейное снижение омических потерь из-за роста d .

Практическое значение существования оптимума по потерям при фиксированном e невелико, ибо линия со столь малым соотношением $e/d = 1,36$ конструктивно выполнима только в диэлектрике, а снизить потери намного проще увеличивая расстояние e .

Обратимся к следующим двум таблицам, в которых вычислены потери в линии. Табл. 3.2.3 показывает изменение параметров линии при фиксированном $d = 2$ мм, а табл. 3.2.4 — при фиксированном расстоянии между проводами $e = 12$ мм.

Жирным шрифтом в обеих таблицах выделен одинаковый случай $e = 12$ мм, $d = 2$ мм. Потери составляют 0,27 дБ. Уменьшить их можно двумя способами:

1. Сохраняя расстояние $e = 12$ мм увеличить d до оптимального соотношения $e/d = 1,36$. Потери при этом уменьшатся до 0,153 дБ (вторая строка в табл. 3.2.4). Но при этом диаметр проводов составит целых 8,8 мм, что весьма неудобно и дорого.

2. Сохраняя $d = 2$ мм, увеличить расстояние между проводами до 100 мм (предпоследняя строка в табл. 3.2.3), потери при этом уменьшатся до 0,146 дБ. Ясно, что это намного проще, поэтому наиболее широко применяются линии с большим e/d и высоким Z_0 .

Таблица 3.2.3

ПОТЕРИ В ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ

$d = 2$ мм, $L = 50$ м, $f = 20$ МГц

e/d	e , мм	Z_0 , Ом	α , дБ
1,1	2,2	94	0,86
1,36	2,72	120	0,67
2	4	166	0,486
6	12	297	0,27
25	50	467	0,173
50	100	552	0,146
100	200	635	0,127

Таблица 3.2.4

ПОТЕРИ В ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ

$e = 12$ мм, $L = 50$ м, $f = 20$ МГц

e/d	D , мм	Z_0 , Ом	α , дБ
1,1	10,9	94	0,157
1,36	8,8	120	0,153
2	6	166	0,162
6	2	297	0,27
25	0,48	467	0,72
50	0,24	552	1,22
100	0,12	635	2,12

Коаксиальные линии практически не имеют потерь на излучение $\alpha_{\text{изл}}$, что позволяет их использовать как на КВ, так и на УКВ. Для таких линий из-за небольшого расстояния между проводниками уже нельзя пренебречь потерями в изоляции α_u , и они добавляются к токовым потерям α_i . Общие потери

$$\alpha = \alpha_i + \alpha_u = 0,362L\sqrt{f} \cdot \frac{(1+D/d)}{DZ_0} + 9,1 \cdot 10^{-3} f L \sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta, \quad (3.2.8)$$

где α — в дБ; L — длина линии в метрах; f — частота в МГц; D и d — в миллиметрах; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла потерь диэлектрика линии.

Анализ формулы 3.2.8 показывает те же закономерности, что и для двухпроводной линии:

- Увеличение L и f увеличивает потери.
- При фиксированном диаметре внутренней жилы d , увеличение внешнего диаметра D (а следовательно и Z_0) приводит к монотонному снижению потерь.
- Если мы зафиксируем внешний диаметр D , то имеется минимум потерь при отношении $D/d = 3,6$, что для линии с воздушным диэлектриком соответствует $Z_0 = 76$ Ом, а для линии в полиэтиленовом диэлектрике — 50 Ом. Именно поэтому подавляющее большинство коаксиальных кабелей выпускаются с волновым сопротивлением 50 Ом. Практическое значение этого оптимума велико (в отличие от двухпроводных линий), поскольку определяющим размером при производстве кабеля является именно его внешний диаметр.

Обратимся к следующим таблицам, в которых вычислены токовые потери α_i в коаксиальной воздушной линии. Табл. 3.2.5 показывает изменение параметров линии при фиксированном $d = 2$ мм, а табл. 3.2.6 — при фиксированном внешнем диаметре $D = 7,2$ мм.

Таблица 3.2.5

ПОТЕРИ В КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ
 $d = 2$ мм, $L = 50$ м, $f = 20$ МГц

D/d	D , мм	Z_0 , Ом	α_i , дБ
2	4	41,5	1,46
3	6	65	0,81
3,6	7,2	76	0,68
5	10	96,5	0,50
10	20	138	0,32
20	40	180	0,24

Таблица 3.2.6

ПОТЕРИ В КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ
 $D = 7,2$ мм, $L = 50$ м, $f = 20$ МГц

D/d	d , мм	Z_0 , Ом	α_i , дБ
2	3,6	41,5	0,822
3	2,4	65	0,682
3,6	2	76	0,680
5	1,44	96,5	0,698
10	0,72	138	0,896
20	0,36	180	1,31

Жирным шрифтом в обеих таблицах выделен одинаковый случай $D = 7,2$ мм, $d = 2$ мм (оптимальное соотношение $D/d = 3,6$). Потери составляют 0,68 дБ (обратите внимание, в этих таблицах приведены только токовые потери, в реальном же кабеле с пластиковой изоляцией добавятся еще и потери в диэлектрике, но они обычно малы). Уменьшить потери при неизменном D не удастся. Но если, сохраняя диаметр d , начать увеличивать D , то потери можно заметно уменьшить (три последние строки в табл. 3.2.5). Но это проще сказать, чем сделать — внешний диаметр D коаксиальной линии фиксирован конструктивно и поменять его (в отличие от расстояния между проводами двухпроводной линии) невозможно. Поэтому на практике наиболее широко применяются коаксиальные кабели 50 Ом, оптимизированные по потерям при данном внешнем диаметре.

Сравнение по потерям разных линий приведено ниже в табл. 3.2.7, в которой собраны справочные данные по наиболее употребляемым кабелям и линиям. Затухание приведено для частоты 20 МГц и длины линии 50 м. На другие частоты и длины затухание можно пересчитать, исходя из того, что потери (в децибеллах) возрастают пропорционально длине линии и корню квадратному из частоты.

Большое количество справочных данных по потерям различных промышленных линий передачи на разных частотах приведено в утилите АРАК-ЕЛ (см. параграф 2.3.2).

Таблица 3.2.7

Тип линии	Z_0 , Ом	α , дБ	Конструкция
RG58C/U	50	2,5	Диаметр по изоляции 5 мм
РК 75-9-12	75	1,8	- « - 9 мм
РК 50-9-12	50	1,4	- « - 9 мм
RG8/U	50	1,25	- « - 10,3 мм
РК 50-11-11	50	1,2	- « - 11 мм
РК 75-17-32	75	0,66	- « - 17 мм
Двухпроводная в полиэтилене	300	0,55	$d = 1,0$ мм, $e = 12$ мм
Двухпроводная в полиэтилене	300	0,35	$d = 1,5$ мм, $e = 20$ мм
Воздушная двухпроводная	450	0,25	$d = 1,5$ мм, $e = 33$ мм
Воздушная двухпроводная	600	0,18	$d = 1,5$ мм $e = 110$ мм
Воздушная двухпроводная	635	0,14	$d = 2$ мм $e = 200$ мм

Выводы:

- В диапазоне КВ двухпроводные линии имеют меньшие потери, чем коаксиальные.
- В диапазоне УКВ потери двухпроводных линий на излучение недопустимо велики.
- Увеличение расстояния между проводниками линии при неизменном их диаметре значительно снижает потери.
- Увеличение диаметра проводов при сохранении отношения e/d или D/d уменьшает потери.
- При фиксированном расстоянии между проводниками существует оптимум по потерям при $e/d = 1,36$ для двухпроводной линии и при $D/d = 3,6$ — для коаксиальной.

3.2.4. Трансформация импедансов линиями

Возьмем линию электрической длины L и с волновым сопротивлением Z_0 и нагрузим ее на комплексное сопротивление $Z_L = R_L + jX_L$. Какое же входное сопротивление линии $Z_1 = R_1 + jX_1$ мы получим на другом конце линии? Точный ответ на этот вопрос заключается в сложных, многэтажных формулах, которые нам, к счастью, не понадобятся. Откройте в MMANA **Сервис — Сервис и Установки — СУ на линиях 1** (см. параграф 2.2.11). Верхняя часть этого окна **Согласование и трансформация одним отрезком линии**, показанная на рис. 3.2.1, поможет легко сделать все вычисления.

Просто введите длину (электрическую, с учетом коэффициента укорочения), волновое сопротивление, потери линии и сопротивление ее нагрузки R_L и jX_L . В окнах R_1 и jX_1 получите ответ.

При ручной смене любого из введенных параметров остальные меняются автоматически. При наличии птички в окошке **Фиксировать R_L** при неизменном импедансе источника рассчитывается импеданс нагрузки. При отсутствии этой птички — при фиксированной нагрузке рассчитывается импеданс линии со стороны источника. Тут же рассчитывается КСВ в данном отрезке линии. Это окно с успехом заменяет многэтажные формулы и сложные диаграммы.

Сервис и установки

Конфиг L СУ на LC СУ на линиях 1 СУ на линиях 2 L Связь линий Установки

Согласование и трансформация одним отрезком линии

Линия

R_L 33.74 Ом	Z_0 50.0 Ом	Потери 0.0 dB	R_1 100 Ом
X_L 24.06 Ом	L 0.36 ламбда	☐ Фиксировать R_L	X_1 0.0 Ом
SWR(50)=2.000		SWR(50)=2.000	

Рис. 3.2.1

Входное сопротивление линии Z_1 периодически повторяется через $0,5$ длины волны, поэтому ниже мы рассмотрим Z_1 только для линий длиной до $0,5\lambda$.

Первый случай: короткозамкнутая (или нагруженная на активное сопротивление значительно ниже волнового) линия:

- При длине $0 < L < \lambda/4$ — входное сопротивление линии Z_1 эквивалентно индуктивности.
- При $L = \lambda/4$ — параллельному колебательному контуру с высоким сопротивлением.
- При длине $\lambda/4 < L < \lambda/2$ — конденсатору.
- При $L = \lambda/2$ — последовательному колебательному контуру с низким сопротивлением.

Второй случай: разомкнутая (или нагруженная на активное сопротивление значительно выше волнового) линия:

- При длине $0 < L < \lambda/4$ входное сопротивление линии Z_1 эквивалентно конденсатору.
- При $L = \lambda/4$ — последовательному колебательному контуру с низким сопротивлением.
- При длине $\lambda/4 < L < \lambda/2$ — индуктивности.
- При $L = \lambda/2$ — параллельному колебательному контуру с высоким сопротивлением.

Неидеальное КЗ линии в первом случае и неидеальное размыкание во втором, а также потери в линии приводят к снижению добротности эквивалентных контуров и реактивностей.

Три важных и часто применяемых на практике частных случая.

- Для линии с электрической длиной кратной половине длины волны $Z_1 = Z_0$ вне зависимости от волнового сопротивления линии. Такую линию называют полуволновым повторителем и используют, например, для измерения сопротивления антенны, находящейся в недоступном месте — оно измеряется на другом конце полуволнового повторителя.
- Короткозамкнутая линия $\lambda/4$ имеет очень высокое входное сопротивление, и используется как резонансный изолятор, отключающий часть антенны на определенной частоте (той, где длина линии становится равной $\lambda/4$).
- Линия $\lambda/4$, нагруженная на активное сопротивление R_L , трансформирует его в активное сопротивление R_1 в отношении $R_1 = Z_0^2/R_L$. Такая линия называется четвертьволновым трансформатором.

Откройте файл ...ANT/Feeders/0,25lamda_trans.maa и посмотрите, как работает четвертьволновый трансформатор.

Отметим, что если сопротивление нагрузки Z_L не чисто активно (имеется реактивная составляющая) и не равно Z_0 , то ни при какой длине линии невозможно получить входное сопротивление линии Z_1 равно Z_0 . Это обстоятельство делает невозможным согласование передатчика (имеющего выходное сопротивление равно Z_0 используемого кабеля) с кабелем, изменением длины последнего.

Хотел бы обратить внимание на следующее обстоятельство, часто неверно трактуемое. Если линия нагружена на чисто активное сопротивление R_L , которое не равно волновому Z_0 , то входное сопротивление линии не будет чисто активно, а будет иметь реактивную составляющую, если длина линии не кратна $\lambda/4$.

Посмотрите пример, приведенный на рис. 3.2.1, — активное $R_L = 100$ Ом преобразуется линией длиной $0,35\lambda$ в комплексное $Z_1 = 33,74 + j24,06$ Ом. На практике это значит, что если Вы настроили антенну в резонанс и ее входное сопротивление чисто активно, но при этом отличается от Z_0 линии, то при длине линии не кратной $\lambda/4$ передатчик будет «видеть» в нагрузке реактивное сопротивление. Поэтому если в описании антенны есть рекомендация питать ее только по кабелю с длиной кратной целому числу полуволн, то это означает лишь то, что антенна не очень хорошо спроектирована (или компромиссна), и ее входное сопротивление на резонансной частоте не равно волновому сопротивлению кабеля.

3.2.5. Согласование и КСВ

Электромагнитная волна движется в линии от источника к нагрузке. Такая волна называется падающей. Если сопротивление нагрузки $Z_L = Z_0$, то вся энергия падающей волны переходит в нагрузку. В любом другом случае (Z_L не равно Z_0) в нагрузку переходит только часть энергии, а остальная отражается от нагрузки и движется по линии назад к источнику сигнала. Эта волна называется отраженной.

Если $Z_L = Z_0$, то амплитуда тока вдоль линии постоянна, как показано на рис. 3.2.2.

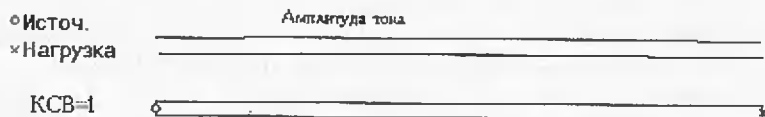


Рис. 3.2.2

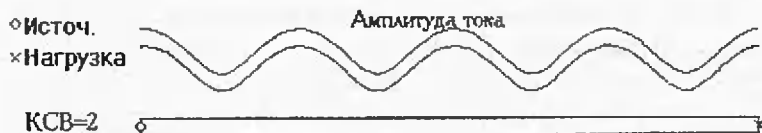


Рис. 3.2.3

Если $Z_L \neq Z_0$, то отраженная волна накладывается на падающую, возникает интерференция, в результате чего возникает распределение тока, показанное на рис. 3.2.3.

Если линия короткозамкнута на конце или полностью разомкнута, то происходит полное отражение падающей волны, и минимумы в распределении тока достигают нуля — линия не передает активную мощность. Этот случай показан на рис. 3.2.4.

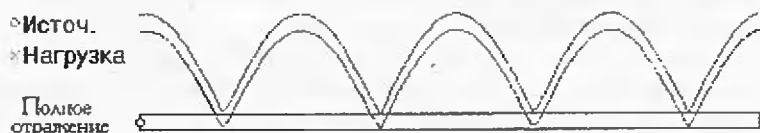


Рис. 3.2.4

Рисунки 3.2.2–3.2.4 получены при разных сопротивлениях нагрузки в MMANA на файле ...ANT/Feeders/feeder.maa. Откройте это файл и посмотрите, как меняется распределение тока при разных нагрузках.

Мерой согласования линии с нагрузкой служит коэффициент стоячей волны КСВ (в англоязычной литературе SWR):

$$КСВ = \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}}, \quad (3.2.9)$$

где $U_{\text{пад}}$ и $U_{\text{отр}}$ — амплитуда падающей и отраженной волн соответственно.

КСВ является показателем рассогласования линии, то есть мерой, показывающей, насколько отличается импеданс нагрузки линии Z_L от ее волнового сопротивления Z_0 . Например, в частном случае чисто активной нагрузки $Z_L = R_L$, $КСВ = 2$ говорит о том, что R отличается в два раза от Z_0 . Но в какую сторону, большую или меньшую, т. е. $R_L = 2Z_0$ или $R_L = Z_0/2$ по величине КСВ сказать невозможно.

КСВ определяется относительно данного сопротивления Z_0 . Очевидно, что одна и та же нагрузка относительно различных значений волнового сопротивления (например, для двух разных линий) даст разные значения КСВ.

3.2.6. Потери в рассогласованной линии ($K_{CB} > 1$)

Этот вопрос, вместе с примыкающим к нему вопросом о допустимой величине K_{CB} , в любительской литературе является одним из наиболее запутанных. Во многих источниках указывается на недопустимо высокие потери при $K_{CB} > 3...5$. Вместе с тем, во многих антеннах используются $\lambda/4$ шлейфы и трансформаторы (J-антенна, например), резонансные линии питания, схемы согласования на отрезках длинных линий — K_{CB} во всех этих устройствах нередко превышает 10. И никаких значительных потерь в них не наблюдается. С другой стороны, почти все из практики знают, что антенна питаемая по длинному кабелю с $K_{CB} = 3...5$ обычно работает заметно хуже, чем при $K_{CB} = 1$, но опять же не всегда....

Давайте разбираться. Не подлежит сомнению, что в рассогласованной линии (с $K_{CB} > 1$) потери выше, чем в согласованной. Причин тому две.

Первая — возрастают тепловые потери. Эти потери пропорциональны квадрату тока, и резкое их возрастание на тех участках линии, где ток максимален (см. рис. 3.2.3), не компенсируется небольшим снижением их на участках где ток минимален. Это безвозвратное рассеивание ВЧ мощности в тепло, обычно выражаемое как КПД рассогласованной линии. При небольших (менее 2 дБ) потерях в согласованной линии α (тех, о которых шла речь в параграфе 3.2.3) КПД рассогласованной линии $\eta_{\text{линии}}$ описывается формулой:

$$\eta_{\text{линии}} \approx \frac{1}{1 + 0,115\alpha(K_{CB} + 1/K_{CB})}, \quad (3.2.10)$$

где α — потери (затухание) в дБ этой же линии при $K_{CB} = 1$ (см. п. 3.2.3); K_{CB} — K_{CB} в данной линии (относительно ее Z_0).

При помощи этой формулы рассчитана табл. 3.2.8.

Таблица 3.2.8

КПД РАССОГЛАСОВАННОЙ ЛИНИИ

K_{CB}	$\alpha = 2$ дБ	$\alpha = 1$ дБ	$\alpha = 0,5$ дБ	$\alpha = 0,2$ дБ	$\alpha = 0,1$ дБ
1	68%	81,3%	89,6%	95,6%	97,8%
1,5	66,7%	80,1%	88,9%	95,2%	97,6%
2	63,5%	77,7%	87,5%	94,6%	97,2%
3	56,6%	72,3%	83,9%	92,9%	96,3%
5	45,5%	62,5%	76,9%	83,6%	94,3%
10	30%	46,2%	63,2%	81,1%	89,6%
20	17,8%	30,2%	46%	68,4%	81,3%

Из таблицы видно, что не так страшен высокий КСВ, как его малюют. Гораздо более сильное влияние оказывает затухание α . В самом деле, при $\alpha = 1$ дБ (что соответствует коаксиалу весьма хорошего качества, длиной 50 м, на частоте 20 МГц — табл. 3.2.7), при КСВ = 1 КПД составляет 81,3%. Но такой же КПД имеет двухпроводная линия среднего качества ($\alpha = 0,2$ дБ) при КСВ = 10 или двухпроводная линия хорошего качества ($\alpha = 0,1$ дБ) при КСВ = 20! Это ответ на вопрос почему во всякого рода резонансных линиях в составе антенн, работающих с высоким КСВ, потери невелики — из-за малого затухания α в них.

Существует и вторая причина снижения мощности дошедшей до нагрузки по рассогласованной линии. Возникают так называемые «потери рассогласования передатчика». Термин, на мой взгляд, редкостно неудачный и запутывающий суть дела. На самом деле это не безвозвратный уход мощности куда-то «на сторону», а всего лишь показатель того, что передатчик, не будучи нагружен на оптимальное для себя сопротивление, не отдает в линию всю ту мощность, на которую он способен. То есть это не потери в линии, а снижение мощности «вкочиваемой» в линию передатчиком.

Вопрос о том, куда девается остальная мощность передатчика, из той же оперы что и вопрос, куда девается 50 Вт мощности у стоваттной лампочки, включенной в сеть не прямо, а через тиристорный регулятор, и поэтому светящей лишь вполнакала? Никуда не девается — просто не потребляется лампочкой. Так и у передатчика — оставшаяся часть мощности передатчика никуда не рассеивается! Просто передатчик не развивает на неоптимальной нагрузке (нагрузка с КСВ > 1, аналог — лампочка, включенная через регулятор и поэтому светящая вполовину) полной своей мощности, которую он может отдать на согласованной нагрузке (нагрузка с КСВ = 1, аналог — лампочка, включенная прямо в сеть и светящая во всю свою мощь). Поэтому будем называть это явление не «потерями рассогласования», а снижением эффективной мощности передатчика из-за рассогласования с нагрузкой. Хоть и длинно, зато точно.

В чем механизм этого явления? Возьмем передатчик с выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$, равным волновому сопротивлению используемой линии Z_0 . Например, транзисторный трансивер без согласующего устройства (СУ или тюнер) с фиксированным выходом 50 Ом, работающий на коаксиальный кабель 50 Ом.

Если отраженной волны нет, входное сопротивление линии со стороны трансивера 50 Ом, и трансивер «увидев» в нагрузке оптимальные для него 50 Ом отдает всю мощность в линию.

Если же $KCB > 1$, то отраженная волна, вернувшись от антенны к трансиверу, изменит входное сопротивление линии (как правило, появляется реактивная составляющая). На такое комплексное сопротивление трансивер, предназначенный для работы на 50 Ом, уже не сможет отдать полную мощность. Это хорошо известное положение из теории цепей — генератор с внутренним сопротивлением R передает в нагрузку максимум мощности, если нагрузка равна R , при любом другом сопротивлении нагрузки мощность в ней снижается. Уровень снижения мощности описывается формулой:

$$\beta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых max}}} = \frac{4}{2 + KCB + 1/KCB}, \quad (3.2.11)$$

где $P_{\text{вых}}$ — мощность передатчика, отдаваемая в линию; $P_{\text{вых max}}$ — мощность передатчика, которую он развивает на оптимальном для него сопротивлении ($KCB = 1$); KCB — относительно выходного сопротивления передатчика $R_{\text{вых}}$, т. е. KCB между ТХ и линией.

Обратите внимание, что это не тот же самый коэффициент стоячей волны, что в формуле 3.2.10 (там KCB в линии). Величина обоих KCB (в линии, и между передатчиком и линией) совпадает только в одном случае, когда $R_{\text{вых}} = Z_0$ (например, к 50-омному передатчику подключен 50-омный же кабель). Если же $R_{\text{вых}} \neq Z_0$, то величины коэффициентов стоячей волны в формулах 3.2.11 и 3.2.10 будут разными (см. параграф 3.2.8.). Но надо понимать, что это физически разные KCB , относящиеся к разным устройствам (линии и передатчику соответственно).

Взгляните — в формулу 3.2.11 не входят ни длина линии, ни частота (в отличие от 3.2.10, где эти два параметра входят в значение α). Это лишний раз подчеркивает, то обстоятельство, что речь здесь идет не о проблемах в линии передачи. То есть при одинаковой величине KCB между передатчиком и линией, даже если длина последней всего 1 мм, то выходная мощность передатчика из-за рассогласования снизится ровно настолько же как и при длине линии 1 км. Иными словами, формула 3.2.11 выражает снижение мощности передатчика на неоптимальной для него нагрузке, причем величина отклонения импеданса нагрузки от оптимума выражена через KCB между передатчиком и линией (относительно $R_{\text{вых}}$).

При помощи этой формулы рассчитана табл. 3.2.9.

Таблица 3.2.9

KCB	1	2	3	4	5	7	10	20
β	100%	88%	75%	64%	55,6%	44%	33%	18,1%

В случае передатчика с фиксированным выходным сопротивлением и $R_{\text{вых}} = Z_0$ (например, транзисторный трансивер без тюнера) из максимально возможной $P_{\text{вых max}}$ мощности до антенны дойдет:

$$P_{\text{ант}} = P_{\text{вых max}} \eta_{\text{линии}} \beta. \quad (3.2.12)$$

То есть для линии с потерями $\alpha = 1$ дБ при КСВ = 3 до антенны дойдет $72,3\% \times 75\%$ (см. табл. 3.2.7 и 3.2.8) = 54%, а при КСВ = 5 – $62,5\% \times 55,6 = 34,75\%$. То есть антенной излучиться в 2...3 раза меньшая мощность. Это ответ, почему при высоком КСВ в длинной линии настолько может снизиться дошедшая до антенны мощность.

Если передатчик имеет на выходе СУ (или подстраиваемый П-контур, который, впрочем, тоже является СУ), способный настроится на комплексное входное сопротивление линии (то есть $R_{\text{вых пер}} = R_{\text{вх линии}}$, а $jX_{\text{вых пер}} = -jX_{\text{вх линии}}$), то снижение мощности передатчика из-за рассогласования отсутствует.

Происходит это вот почему — выходное сопротивление СУ заменяет собой выходное сопротивление передатчика $R_{\text{вых}}$ (вернее комплексное $Z_{\text{вых}}$), в формуле 3.2.11. Так, чтобы КСВ, входящий в формулу 3.2.11 (не забудем, он вычисляется относительно $R_{\text{вых}}$) стал бы равен 1. При этом величина β становится равной 1.

Запомним:

Снижение эффективной мощности передатчика из-за рассогласования с нагрузкой не происходит в случае, если передатчик имеет возможность быть настроенным на комплексное сопротивление нагрузки (то есть имеет на выходе СУ).

В этом случае на входе СУ передатчик «видит» чисто активное и оптимальное для себя сопротивление. Однако в этом случае добавляются потери в СУ, КПД которого $\eta_{\text{СУ}}$ в зависимости от качества СУ и импеданса, на который оно настраивается, обычно лежит в пределах 80...95%. В этом случае из максимальной $P_{\text{вых max}}$ мощности до антенны дойдет мощность:

$$P_{\text{ант}} = P_{\text{вых max}} \eta_{\text{линии}} \eta_{\text{СУ}}, \quad (3.2.13)$$

которая будет заметно выше, чем в предыдущем случае (так как $\eta_{\text{СУ}}$ выше, чем быстро падающее с ростом КСВ β). Именно поэтому большинство современных трансиверов имеет встроенный тюнер.

Отметим следующее: допустим, мы точно настроили СУ на средней частоте диапазона. КСВ между передатчиком и СУ равен 1, и снижения эффективной мощности передатчика из-за

рассогласования с нагрузкой нет. Но как только мы изменим частоту (не трогая настроек СУ), из-за изменившегося входного импеданса антенны, станет иным и входное сопротивление линии в точке подключения ее к СУ. Поэтому после трансформации в СУ с входа передатчика получится уже не прежние 50 Ом, а что-то иное, и КСВ между передатчиком и СУ станет больше 1. В результате в передатчике возникнет снижение эффективной мощности из-за рассогласования с нагрузкой, а в формуле 3.2.12 — еще один множитель β , который должен быть вычислен по формуле 3.2.11 исходя из значения КСВ между передатчиком и СУ. Избежать этого можно подстраивая СУ при перестройке по диапазону, чтобы КСВ между передатчиком и СУ не превышал 1,2...1,5.

Так какое же значение КСВ в линии считать допустимым? Из вышесказанного ясно, что и при КСВ = 3 до антенны может прийти только половина мощности передатчика, и при КСВ = 20 — более 80%. Представляется, что определять максимально допустимый уровень КСВ надо в каждом конкретном случае, задаваясь отношением $N = P_{\text{АНТ}}/P_{\text{ВЫХ МАХ}}$. Мне кажется разумным порогом цифра $N = 70\%$ (чуть менее 2 дБ суммарного ослабления), то есть из 100 Вт передатчика даже в самом худшем случае 70 Вт дойдут до антенны.

Случай 1 — передатчик с СУ на выходе.

Допустим, что СУ имеет КПД 90%. Тогда, чтобы получить $N > 70\%$ максимально допустимый уровень КСВ (в зависимости от потерь в согласованной линии α) составит:

Таблица 3.2.10

Потери α , дБ	1	0,5	0,2	0,1
Максимальный КСВ	2	4,7	12,2	24,7

Отметим важный момент: кроме наличия СУ необходимо, чтобы его диапазон перестройки по выходному импедансу позволял бы настроиться на имеющийся входной импеданс линии.

Случай 2 — передатчик с фиксированным и не подстраиваемым $P_{\text{ВЫХ}}$.

Тогда, чтобы получить $N > 70\%$ максимально допустимый уровень КСВ (в зависимости от α) составит:

Таблица 3.2.11

Потери α , дБ	1	0,5	0,2	0,1
Максимальный КСВ	1,85	2,5	3	3,2

Таким образом, для того чтобы понять, какой максимальный уровень КСВ допустим в вашем случае, определитесь сначала с длиной и типом линии передачи. Затем на основании справочных данных или по формулам, приведенным в параграфе 3.2.3, вычислите (или по табл. 3.2.7 оцените) величину потерь α в вашей линии. И затем, по табл. 3.2.10 или 3.2.11 (в зависимости от наличия СУ), оцените какой максимальный КСВ может иметь ваша антенна.

Из табл. 3.2.10 и 3.2.11 видно, что при не подстраиваемом выходе передатчика (табл. 3.2.11) требования к КСВ намного жестче. Но в данном случае нет особого смысла бороться за снижение потерь в линии до малых значений — разница между $\alpha = 1$ дБ и $\alpha = 0,1$ дБ весьма невелика (максимально допустимый КСВ меняется всего от 1,85 до 3,2).

Использование же СУ между передатчиком и линией (табл. 3.2.10) допускает более высокие предельные значения КСВ, причем быстро растущие до очень высоких значений, при уменьшении потерь в линии. При потерях в линии менее 0,2 дБ (длинные высокоомные двухпроводные линии, или короткие и толстые коаксиальные кабели) вполне возможно работать с $\text{КСВ} > 10$. Мы вспомним это свойство, при рассмотрении многодиапазонных антенн с резонансным питанием.

На УКВ потери α выше, чем на КВ (реально они редко составляют менее 0,5 дБ), поэтому требования по максимальному значению КСВ для УКВ антенн жестче, чем для КВ.

3.2.7. Резонансное и нерезонансное питание антенн

Нерезонансное — это питание антенны по фидеру с бегущей волной. Резонансное — по фидеру со стоячей волной. Четкой границы между этими понятиями нет. И в случае нерезонансного питания, как правило, имеется отраженная волна (хотя бы небольшая). И при резонансном питании обязательно присутствует бегущая, которая собственно и обеспечивает передачу активной мощности от передатчика в нагрузку, т. е. в последнем случае КСВ хотя и высок, но не равен бесконечности (линия с КСВ равным бесконечности не передает активную мощность).

Обычно имеется в виду, что при нерезонансном питании $\text{КСВ} < 2$. При резонансном питании КСВ в линии может достигать 10...20, но линия при этом обязательно должна быть с малыми потерями, чтобы при высоком КСВ не сильно упал ее КПД. То есть при резонансном питании линия передачи рабо-

тает как нагруженный резонансный контур, входящий в состав СУ. Для получения приемлемого КПД холостая добротность этого контура должна быть высока, то есть линия должна иметь малые потери α .

Если же попытаться использовать линию с относительно высокими потерями (например, $\alpha = 2$ дБ при КСВ = 10), то это уже не будет являться резонансным питанием. И даже вообще не питанием, а скорее обогревом линии, ибо более 70% мощности передатчика уйдет в омические потери линии. Поэтому для резонансного питания применяют в основном двухпроводные линии.

Использование же коаксиального кабеля в данном случае возможно лишь при большой его толщине и/или малой длине. Попытки же использовать для резонансного питания тонкий и длинный коаксиал ни к чему хорошему не приводят. Определить какие потери в линии α допустимы в вашем случае (при имеющемся в вашей линии КСВ) можно по табл. 3.2.10.

Поэтому на УКВ (где потери α , как правило, достаточно заметны) резонансное питание применяется крайне редко и только на коротких отрезках линий (например, для трансформации сопротивлений — см. разделы 3.5 и 5.1). Напротив, на КВ, где реально получить низкие потери α , резонансное питание используется широко и успешно. Резонансное питание позволяет работать с высоким уровнем стоячей волны в линии, что значительно упрощает требования по входному импедансу и КСВ антенны (см. раздел 3.5.), в свою очередь упрощая ее. При резонансном питании почти всегда требуется наличие СУ между передатчиком и линией. Наиболее часто резонансное питание применяется при использовании одной антенны в нескольких диапазонах (см. утилиту АРАК-EL, параграф 2.3.2).

3.2.8. Мифы и заблуждения о КСВ

1. Отраженная от нагрузки мощность $P_{отр}$ не является мощностью потерь и не рассеивается ни в линии, ни в передатчике. На величину $P_{отр}$ понижается активная выходная мощность передатчика, не имеющего СУ на выходе (неоптимальный входной импеданс линии просто не позволяет передатчику развить всю мощность, на которую он способен).

2. КСВ в линии не зависит от ее длины. Он определяется только соотношением комплексного сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению линии. Величина КСВ одинакова в любой точке линии. Поэтому совершенно бесполезно пы-

таться уменьшить КСВ в линии (т. е. КСВ относительно волнового сопротивления линии Z_0) подбором ее длины (см. параграф 3.5.3).

3. Если выходное сопротивление передатчика $R_{\text{вых}} = Z_0$ (например, к 50-омному передатчику подключен 50-омный же кабель), то КСВ между передатчиком и линией не может быть уменьшен изменением длины линии.

4. Если $R_{\text{вых}}$ передатчика не равно Z_0 (например, к 50-омному передатчику подключен 75-омный кабель), то изменением длины линии можно добиться снижения КСВ между передатчиком и линией. Но КСВ в линии при этом останется неизменным. Напомню, что это два разных коэффициента стоячей волны (см. параграф 3.2.6 и последний абзац параграфа 3.2.9). Первый определяет КПД линии (в формуле 3.2.10), второй — уровень снижения мощности передатчика из-за рассогласования (в формуле 3.2.11).

5. СУ между ТХ и линией не изменяет КСВ в линии между СУ и антенной. Оно лишь обеспечивает оптимальную нагрузку для передатчика (т. е. снижает КСВ между передатчиком и СУ до 1), на которую он отдает полную мощность.

6. Высокий КСВ далеко не всегда синоним плохой антенны и больших потерь (см. табл. 3.2.8 и 3.2.10).

7. Величина КСВ ничего не говорит об эффективности излучения антенны. Скажем $\text{КСВ} = 1$ можно получить, подключив к линии вместо антенны согласованный резистор. Ясно, что излучения в этом случае не будет вовсе, хотя КСВ и равен 1.

8. Частота, на которой КСВ достигает минимума, не в любом случае равна резонансной частоте антенны. То есть не всегда можно, ориентируясь на минимум КСВ настраивать антенну в резонанс. В табл. 3.2.12 приведены частоты минимума КСВ для различных волновых сопротивлений линии питания Z_0 . Рассматриваются две простые антенны квадрат и диполь, обе с реальной резонансной частотой 21,3 МГц.

Таблица 3.2.12

КСВ в линии с Z_0 , Ом	Частота минимума КСВ, МГц	
	Квадрат $R_a = 120$ Ом	Диполь $R_a = 70$ Ом
25	21,15	21,20
50	21,22	21,28
200	21,45	21,8
300	21,7	22,3
600	23,3	29,5

Видно, что минимум КСВ близок к истинной резонансной частоте антенн, только если Z_0 не очень отличается от R_a антенны на резонансе (120 Ом для квадрата и 70 Ом для диполя в нашем примере). Если же Z_0 сильно отличается от R_a (особенно в большую сторону), то возникает большая погрешность. Взгляните внимательно на табл. 3.2.12: положение минимума КСВ относительно точно совпадает с истинной резонансной частотой только при $Z_0 = 50$ Ом для диполя и при $Z_0 = 50$, и 200 Ом для квадрата. Во всех же остальных случаях минимум КСВ попадает куда угодно, но только не на истинную резонансную частоту антенны.

3.2.9. Измерители КСВ

КСВ является важнейшим параметром согласования, поэтому измерять и контролировать его требуется часто. Все измерители КСВ определяют амплитуду падающей и отраженной волн $U_{\text{пад}}$ и $U_{\text{отр}}$. А уж затем по формуле 3.2.9 вычисляется величина КСВ.

Практически в диапазонах КВ и УКВ применяются три основных типа КСВ-метров.

3.2.9.1. КСВ-метр с датчиком тока

Токовый трансформатор в КСВ-метре первым применил немец W. Buschbeck в 1943 г. Это основной тип КСВ-метров, применяемых на КВ.

Достоинства:

- Стабильность выходных сигналов от частоты.
- Очень малое влияние на измеряемую линию, дополнительные потери не превышают долей %, т. е. может использоваться при штатной работе передатчика на антенну.
- Широкий диапазон частот. Отношение $F_{\text{MAX}}/F_{\text{MIN}}$ достигает 20...50 (но лишь при хорошем качестве конструктивного выполнения).

Недостатки:

- Непростое конструктивное выполнение. По крайней мере, большинство конструкций таких КСВ-метров, описанных в любительской литературе, трудно назвать хорошо выполненными.

Для этого типа КСВ-метров я бы рекомендовал схему, показанную на рис. 3.2.5, рассчитанную на работу от 1,5 до 40 МГц. Датчик тока выполняется как трансформатор на ВЧ ферритовом кольце, первичной обмоткой которого (полвитка) является центральная жила измеряемой коаксиальной линии.

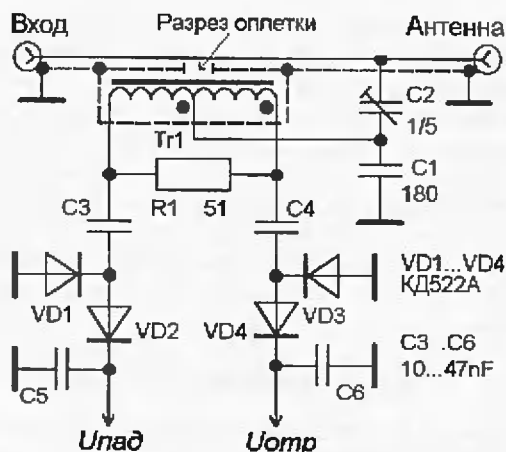


Рис. 3.2.5

Со вторичной обмотки (на резисторе $R1$) снимается сигнал, амплитуда которого пропорциональна току линии, а фаза — направлению протекания этого тока (вспомним — токи прямой и отраженной волны текут в разные стороны).

Этот сигнал подается на детекторы падающей ($VD1$, $VD2$) и отраженной ($VD3$, $VD4$) волны. Но на среднюю точку токового трансформатора подается и сигнал, пропорциональный напряжению в линии (с датчика напряжения — емкостного делителя $C1$, $C2$).

При $KCB = 1$ сигналы тока и напряжения равны по амплитуде. На детекторе падающей волны они складываются в фазе, а на детекторе отраженной — в противофазе, взаимно компенсируясь и давая в нулевое значение на выходе сигнала отраженной волны $U_{отр}$. Если же эти сигналы из-за рассогласования в линии станут неодинаковы по амплитуде или фазе (т. е. KCB не будет равен 1), полной компенсации их уже не произойдет, и на выходе детектора отраженной волны появиться сигнал, пропорциональный $U_{отр}$.

Частотный диапазон КСВ-метра снизу ограничен индуктивностью обмотки $T1$ (на $F_{мин}$ ее реактивное сопротивление должно быть в 2...3 раза больше $R1$) и входным сопротивлением индикатора $U_{над}$ и $U_{отр}$ (на $F_{мин}$ реактивное сопротивление $C2$ велико, и датчик напряжения становится очень высокоомным, требуя такой же нагрузки).

F_{max} (при хорошем конструктиве) определяют верхняя частота феррита и излишнее шунтирование линии емкостью $C2$.

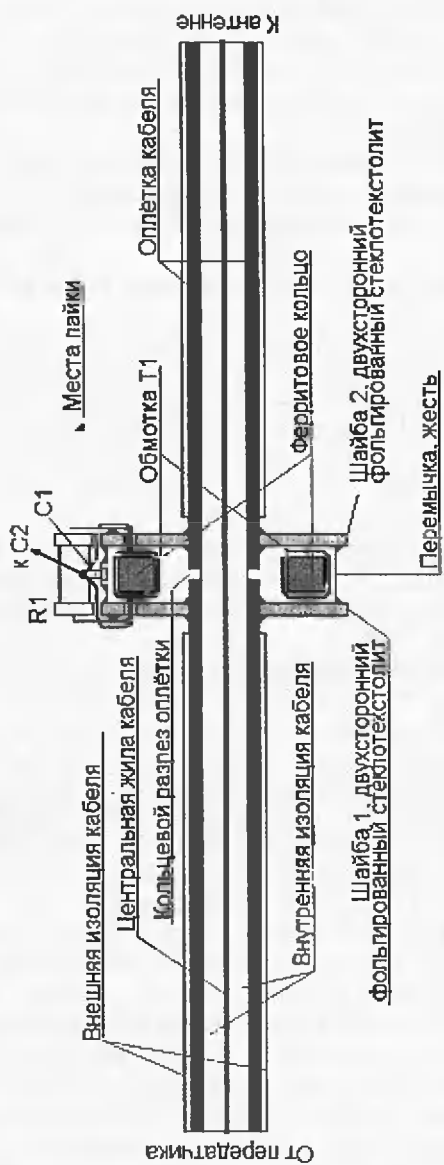


Рис. 3.2.6

Ток оплетки должен протекать в обход трансформатора — иначе будет короткозамкнутый виток (чтобы избежать этого оплетку под трансформатором разрезают). Но чтобы неоднородность, вносимая в линию, была малой, ток оплетки не должен уходить далеко от центральной жилы. Для этого используется экран вокруг трансформатора, замыкающий половинки разрезанной оплетки.

Конструкция должна исключать наводки, иначе не удастся точно сбалансировать (достичь показаний $U_{отр} = 0$ при КСВ = 1) прибор. Это особенно актуально при работе КСВ-метра внутри передатчика.

Конструкция, которую можно назвать хорошей, показана на рис. 3.2.6.

Она работает без дополнительного экранирования даже в непосредственной близости от П-контура киловатного РА. Почти весь монтаж выполнен на коаксиальном кабеле. Трансформатор Т1 намотан на кольце М20ВЧ К20×10×5 в два провода и содержит 2×10 витков провода МГТФ 0,25. Обмотка распределяется равномерно на 3/4 периметра кольца. Надо изготовить две одинаковые круглые шайбы из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм. Внутренний диаметр шайб должен быть равен диаметру коаксиального кабеля, внешний — на 3...5 мм больше диаметра кольца Т1.

Технология изготовления. Берется отрезок (8...15 см) коаксиального кабеля. В 4...5 см от конца на длине около 20 мм снимается внешняя изоляция. Посередине оголенного участка оплетки делается кольцевой разрез шириной 2...3 мм. На одну из разрезанных половин оплетки надевается и оплавляется с обеих сторон стеклотекстолитовая шайба. На середину разреза надевается ферритовое кольцо Т1. Для его фиксации место разреза обматывается несколькими слоями пластиковой ленты (на рис. 3.2.6 условно не показана).

В припаянной стеклотекстолитовой шайбе по месту, напротив выводов Т1, сверлится отверстие, через которое пропускаются наружу начала половин обмоток Т1. Такое же отверстие сверлится и во второй шайбе. Затем вторая шайба надевается на кабель, концы обмоток Т1 пропускаются наружу через отверстие в ней, после чего шайба паяется с обеих сторон аналогично первой. Из жести вырезается полоска шириной равной расстоянию между шайбами и длиной равной периметру шайб. Эта перемычка паяется по периметру между внутренними поверхностями шайб, образуя замкнутый кольцевой экран и замыкая путь току оплетки.

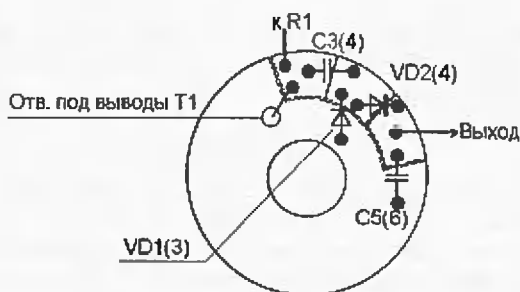


Рис. 3.2.7

На этот экран снаружи припаивается С1. Начало одной половины обмотки Т1 и конец другой припаиваются к верхнему выводу С1, образуя средний вывод Т1.

На обеих стеклотекстолитовых шайбах на их внешних сторонах резакон вырезаются по три контактные площадки как показано на рис. 3.2.7. Оставшиеся свободными выводы Т1 припаиваются к ближайшей контактной площадке на первой и второй шайбах. Между этими площадками паяется R1. Оставшиеся детали (с максимально короткими выводами) паяют навесным монтажом на контактных площадках обеих шайб как показано на рис. 3.2.7.

Выходные сигналы подаются на индикаторное устройство: в простейшем случае это может быть стрелочный прибор с переменным резистором-регулятором чувствительности и переключателем « $U_{плд} / U_{отр}$ ».

Коаксиальный кабель с практически полностью смонтированным на нем КСВ-метром (пока без С2) устанавливается в требуемом месте. С2 устанавливается навесным монтажом между входным разъемом КСВ-метра (или выходом ТХ, если КСВ-метр делается в передатчике). С2 должен выдерживать ВЧ напряжения в кабеле. Место установки КСВ-метра надо выбрать так, чтобы С2 имел бы выводы минимальной длины.

Для настройки КСВ-метра его включают в линию с согласованной нагрузкой и подстройкой С2 (диэлектрической отверткой) добиваются нулевого значения $U_{отр}$. Если минимум $U_{отр}$ достигается при минимальной емкости С2, надо увеличить емкость С1, если же наоборот — уменьшать.

При проходящей в линии мощности 500 Вт на R1 рассеивается 1 Вт. Обратное напряжение на диодах достигает при этом 10...20 В. При больших мощностях лучше набрать R1 из нескольких параллельно включенных и применить диоды с большим обратным напряжением.

Данный КСВ-метр имеет практически не зависящий от частоты уровень выходных сигналов и хорошую балансировку в полосе 1,5...40 МГц.

3.2.9.2. Мостовой КСВ-метр

Мостовой КСВ-метр известен очень давно. Когда я попытался найти его изобретателя (хотел сослаться точно — уж больно красивая идея), то ничего из этой затеи не вышло. Упоминаний много (первые относятся к 30-м годам прошлого века), но вот кто до этого додумался, обнаружить не удалось. А жаль, прибор-то хорош.

Его достоинства:

- Независимость выходных сигналов от частоты.
- Чрезвычайно широкий рабочий диапазон частот. Отношение F_{MAX}/F_{MIN} легко достигает нескольких сотен при весьма скромных конструктивных требованиях.
- Возможность работы при малых (единицы вольт) уровнях сигнала передатчика.

Недостатки:

- Высокое затухание, вносимое в линию и связанная с этим невозможность работать при большой мощности.
- Подвержен влиянию наводок, принятых измеряемой антенной.

Для настройки антенн такой прибор является лучшим решением. Но он совершенно непригоден для текущего контроля антенн во время штатной работы передатчика.

Схема мостового КСВ-метра показана на рис. 3.2.8.

При указанных номиналах он рассчитан на работу в линии 50 Ом в полосе 1,5...430 МГц. Основой прибора является мост R1-R2-R3-Za.

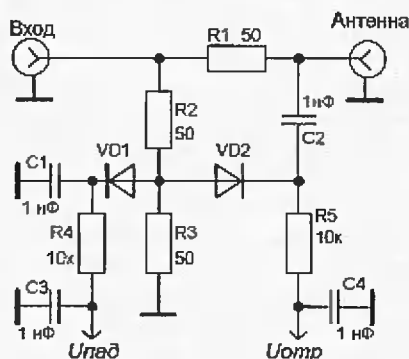


Рис. 3.2.8

Детектор на VD1 измеряет половину входного сигнала. А детектор на VD2 (включенный в диагональ моста) — сигнал разбаланса моста, пропорциональный $U_{отр}$.

Чтобы понять, как работает этот прибор, рассмотрим несколько примеров. Считаем, что на входе КСВ-метра ВЧ напряжение амплитудой 10 В.

1. $Z_a = 50$ Ом. На диоде VD1 5 В ($1/2$ от входного напряжения с делителя R2, R3) и $U_{плд} = 5$ В (считаем, что диоды германиевые, или Шоттки, с очень малым прямым напряжением). На антенне тоже 5 В ($Z_a = R_1$). На обоих выводах VD2 равные и синфазные напряжения, значит на диоде напряжения нет и $U_{отр} = 0$ В. По формуле 3.2.9 $K_{СВ} = 1$, что и есть на самом деле.

На резисторах R1–R3 рассеивается 75% мощности передатчика. Именно поэтому мостовой КСВ-метр пригоден только для измерений и настройки, но не при работе передатчика на антенну.

2. $Z_a = 0$ Ом. Короткое замыкание. Ясно, что реальный КСВ при этом равен бесконечности. На VD1 все те же 5 В и $U_{плд} = 5$ В. На антенне 0 В (КЗ в нагрузку). На аноде VD2 5 В ВЧ, на катоде ВЧ нет. Значит на диоде VD2 есть ВЧ $(5 - 0) = 5$ В. $U_{отр} = 5$ В. По формуле 3.2.9 измеренный КСВ равен бесконечности.
3. Z_a равен бесконечности. Обрыв. Реальный КСВ тоже равен бесконечности. На VD1 все те же 5 В и $U_{плд} = 5$ В. На антенне все входные 10 В. На аноде VD2 те же 5 В ВЧ, на катоде 10. Значит на диоде VD2 есть ВЧ $(10 - 5) = 5$ В. $U_{отр} = 5$ В. По формуле 3.2.9 измеренный КСВ равен бесконечности.
4. $Z_a = 25$. Реальный КСВ = 2 (см. параграф 3.2.5). На VD1 неизменные 5 В и $U_{плд} = 5$ В. На антенне $1/3$ от входного напряжения (делитель $Z_a/(R_1 + Z_a) = 25/(50 + 25) = 1/3$), т. е. 3,33 В. На аноде VD2 конечно же 5 В ВЧ, на катоде 3,33. Значит на диоде есть ВЧ $(5 - 3,33) = 1,66$ В. $U_{отр} = 1,66$ В. По формуле 3.2.9 измеренный КСВ = $(5 + 1,66)/(5 - 1,66) = 2$.
5. $Z_a = -j50$ Ом. Конденсатор. Реальный КСВ равен бесконечности, поскольку нет активной мощности в нагрузке. $U_{плд} = 5$ В. На антенне-конденсаторе напряжение 7,06 В (простая задачка на построение векторной диаграммы цепи, решению который тут не место, иначе мы никогда не выберемся из этого параграфа). На аноде VD2 конечно же 5 В (с фазой 0°) на катоде 7,06 В с фазой 45° (из той же ответа той же задачки). Напряжение на VD2 есть векторная разность, в данном случае равная $\sqrt{7,06^2 - 5^2} = 5$ В. То есть $U_{отр} = 5$ В и измеренный КСВ — бесконечность.

Таким образом, при любой нагрузке, активной и реактивной, мостовой КСВ-метр измеряет правильно. Дополнительным полезным свойством такого КСВ-метра является то, что при любом значении Z_a передатчик «видит» почти чисто активную нагрузку ($R_2 + R_3$ включены постоянно), и КСВ по входу (не путать с измеряемым КСВ антенны!) не превышает 2. Это важно при работе с генераторами, чувствительными к импедансу нагрузки.

В принципе, при хороших детекторных диодах мостовой КСВ-метр может работать при напряжениях на входе всего 1...2 В. Но при измерениях антенн надо иметь в виду, что принятый ими из эфира сигнал искажает показания прибора. А это сигнал на длинных проволочных КВ антеннах может достигать нескольких сотен милливольт. Поэтому желательно иметь сигнал на входе прибора 5...15 В и по возможности не измерять НЧ антенны вечером и ночью, когда уровень принимаемых ими сигналов максимален.

Конструкция прибора в точности соответствует принципиальной схеме. КСВ-метр размещается в маленькой экранированной коробочке с двумя ВЧ разъемами, стоящими настолько близко друг к другу лишь бы между ними размещался R_1 . Резисторы R_1 – R_3 должны быть безындуктивными, с мощностью 0,5...1 Вт. Удобно сделать их параллельным включением двух по 100 Ом (при этом дополнительно снизится паразитная индуктивность). Все выводы деталей должны быть минимальной длины, по возможности хорошо бы применить SMD компоненты.

Настройка прибора не требуется. При резисторах МЛТ, конденсаторах КМ и диодах 1N34 (все с выводами 2...3 мм), в корпусе 25×25×25 мм КСВ метр, показанный на рис. 3.2.8 работает в полосе 1,5...430 МГц. $F_{\min}$ зависит лишь от C_1 – C_4 , при их емкости 0,047 мкФ можно работать даже на 136 кГц. $F_{\max}$ зависит лишь от качества компонентов и монтажа, и при SMD компонентах и СВЧ диодах мостовые КСВ-метры по схеме рис. 3.2.8 выпускаются до 5 ГГц.

При измерениях КСВ относительно иного чем 50 Ом сопротивления соответственно меняются номиналы R_1 – R_3 . Например, у меня есть такой КСВ-метр с R_1 – R_3 по 300 Ом для измерения КСВ в двухпроводных линиях 300 Ом. Стоит отметить, мостовой КСВ-метр это практически единственный прибор, способный в любительских условиях измерять КСВ в высокоомных двухпроводных линиях. При этом на схеме рис. 3.2.8 вместо корпуса используется второй провод измеряемой линии, а индикаторное устройство не должно иметь контакта с землей (пластмассовый стрелочный прибор вполне подойдет).

3.2.9.3. КСВ-метр на направленном ответвителе

Такой прибор изобретен А. А. Пистолькорсом [4] и тоже в 30-е годы XX века. В основе такого прибора лежит направленный ответвитель — устройство на связанных линиях, выходной сигнал которого зависит от направления движения волны (а как мы помним, прямая и отраженная волна в линии идут в разные стороны).

Достоинства такого КСВ-метра:

- Малое затухание, вносимое в измерительную линию.
- Возможность работы на частотах до сотен мегагерц.
- Несложная конструкция.

Недостатки:

- Сильная зависимость выходных сигналов от частоты.
- Узкий рабочий диапазон частот. Отношение $F_{\text{MAX}}/F_{\text{MIN}}$ в лучшем случае не превышает нескольких единиц, типично 2...4.

Область применения: на УКВ при работе передатчика на антенну. На КВ же применение хотя и возможно, но ограничено относительно узким рабочим диапазоном частот. В лучшем случае КСВ-метр на направленных ответвителях может применяться в 3–4 соседних любительских диапазонах (но надо иметь в виду очень сильное изменение выходных сигналов с частотой).

Нечто среднее между принципиальной схемой и эскизом конструкции такого КСВ-метра показано на рис. 3.2.9.

Внутри измеряемой коаксиальной линии, по которой идет мощность от ТХ к антенне, дополнительно располагаются две небольшие (длиной 15...20 мм для УКВ 100...500 МГц и 100...200 мм для КВ 10...40 МГц) линии ответвителя. Их концы через небольшие отверстия в экране линии выведены наружу и распаяны в соответствии с рис. 3.2.9.

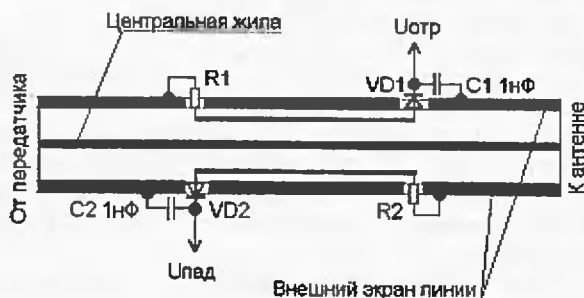


Рис. 3.2.9

Если волновое сопротивление линий ответвителя равно сопротивлениям R_1 и R_2 , то на выходе $U_{отр}$ будет сигнал пропорциональный амплитуде отраженной волны, а на $U_{отр}$ — падающей. Точный расчет волнового сопротивления линий ответвителя сложен (оно обычно в пределах 20...200 Ом), поэтому при настройке (на согласованной нагрузке, т. е. при $K_{СВ} = 1$) прибора просто подбирают R_1 и R_2 (одновременно), добиваясь нулевых показаний $U_{отр}$. Удобно иметь R_1 и R_2 малогабаритными подстроечными (безындуктивными) номиналом 200 Ом. Очень полезно проверить симметричность прибора, для чего на согласованной нагрузке его включают «задом наперед» (разъем антенны КСВ-метра — к передатчику), и убедиться, что в таком включении прибор показывает $U_{плд} = 0$ (если нет — подстроить R_2 , не трогая R_1).

Частотный диапазон прибора сверху определяется качеством конструкции и компонентов и возрастанием потерь (с ростом частоты все большая часть мощности идет не в нагрузку, а в линии ответвителя). Снизу частоту ограничивает резко падение выходных сигналов (ВЧ напряжения на выходах линий ответвителя, хотя и остаются пропорциональными падающей и отраженной волне, но уменьшаются настолько, что не в силах открыть даже самый хороший детекторный диод).

Конструктивное исполнение КСВ-метра на направленных ответвителях — излюбленный объект полета фантазии инженеров, конструкций очень много.

На КВ измеряемая линия, внутри которой располагается направленный ответвитель, может быть просто отрезком коаксиального кабеля идущего к антенне. Дополнительные линии ответвителя в этом случае выполняют как провода, продернутые под оплеткой.

Лучшие результаты дает выполнение измеряемой линии в виде отдельной металлической конструкции (в принципе, тоже отрезок коаксиальной линии, но с воздушным диэлектриком) с разъемами на входе и выходе. На УКВ делают только так, но встречаются такие конструкции и на КВ. Размеры металлической измеряемой линии можно рассчитать по формуле 3.2.5, имея в виду, что волновое сопротивление должно быть равно тому, на которое рассчитан КСВ-метр. Линии ответвителя тут выполняют как жесткие провода, идущие параллельно центральному проводнику. В этом варианте настройка может быть выполнена не подбором R_1 и R_2 , а подгибанием линий ответвителя.

Еще один вариант, часто применяемый в передатчиках, — это выполнение линий (и измеряемой и ответвителя) полосковыми, прямо на печатной плате.

Расположение обеих линий ответвителя не обязательно должно быть таким, как на рис. 3.2.9 — можно расположить их и с одной стороны, и последовательно друг за другом. На КВ даже применяют одну линию ответвителя, коммутируя при измерениях $U_{отр}$ и $U_{пад}$ ее направление внешним переключателем (кабель КСВ-метра при этом изгибают в кольцо так, чтобы вход и выход оказались рядом).

3.2.9.4. Применение КСВ-метров и погрешности

Хочу обратить внимание на то, что КСВ-метр это прибор, измеряющий КСВ относительно определенного активного сопротивления $R_{КСВ}$. На это сопротивление ведется настройка (балансировка) прибора (как в п. 3.2.9.1 и 3.2.9.3) или рассчитываются резисторы моста (как в п. 3.2.9.2), с тем, чтобы при сопротивлении нагрузки $R_H = R_{КСВ}$ прибор показывал бы ноль отраженной волны.

То есть наш прибор измеряет значение КСВ относительно $R_{КСВ}$. Поэтому:

- КСВ-метр показывает действительный коэффициент стоячей волны *в линии*, только если его $R_{КСВ}$ равно волновому сопротивлению линии Z_0 , к которой он подключен. В остальных же случаях показания КСВ-метра не отражают истинного КСВ в линии. Например, КСВ-метр, рассчитанный на $R_{КСВ} = 50$ Ом, при попытке измерить им КСВ в линии 75 Ом покажет все что угодно, кроме правильных значений.
- КСВ-метр показывает истинный коэффициент стоячей волны *между передатчиком и линией* (этот КСВ не всегда равен КСВ предыдущего пункта — см. п. 3.2.6), только если его $R_{КСВ}$ равно выходному сопротивлению передатчика $R_{вых}$. Если же $R_{КСВ}$ не равно $R_{вых}$, то показания КСВ-метра не отражают действительной степени согласования передатчика с нагрузкой.

Так как мощные эталонные нагрузки с разным значением КСВ, как правило, малодоступны, то при настройке прибора ограничиваются получением $U_{отр} = 0$ при КСВ = 1, а остальную шкалу наносят, вычисляя значения КСВ по формуле 3.2.9. По этой формуле рассчитана табл. 3.2.13, по которой можно разметить шкалу стрелочного прибора, используемого в качестве индикатора КСВ.

Таблица 3.2.13

Линейная шкала	0	0,09	0,2	0,33	0,5	0,6	0,75	0,8	0,9	1,0
Величина КСВ	1,0	1,2	1,5	2,0	3,0	4,0	7,0	9,0	19	∞

Таблица 3.2.14

Реальный КСВ у антенны	2	3	5	7	10
Показания при $\alpha = 0,5$ дБ	1,9	2,8	4,2	5,5	6,5
Показания при $\alpha = 1$ дБ	1,8	2,5	3,5	4	4,8
Показания при $\alpha = 2$ дБ	1,7	1,9	2,5	2,8	3,1

Эта шкала справедлива, если $U_{\text{пад}} = 1$, т. е. при измерениях $U_{\text{пад}}$ мы сначала регулировкой чувствительности индикатора поставили отклонение на всю шкалу, а затем, уже не трогая регулятора, переключились на измерение $U_{\text{отр}}$.

Порог открывания диодных детекторов уменьшает выходной сигнал $U_{\text{отр}}$ при малых КСВ, соответственно занижая показания прибора. Скажем, если при мощности в 10 Вт прибор показывает КСВ = 1, возможно, что на самом деле КСВ выше, но сигнал отраженной волны просто не в силах открыть диод детектора. Поэтому контролируйте КСВ на максимальной мощности и по возможности используйте диоды с низким прямым напряжением (германиевые, Шоттки).

Еще одна причина погрешности измерения КСВ относится уже не к самому прибору, а к свойствам линии. Как правило, КСВ-метр включен не вверху, между линией и антенной, а внизу, между линией и передатчиком. В линии с потерями (α) отраженная волна, максимальная у антенны, из-за потерь в линии затухает по мере движения к передатчику. Поэтому КСВ-метр, включенный у передатчика, покажет меньший КСВ, чем на самом деле имеет антенна. Мне доводилось использовать 300-метровые бухты коаксиального кабеля в качестве мощной, согласованной нагрузки на 144 МГц. В этом случае из-за большой длины потери в линии были столь велики, что отраженная волна затухала практически целиком, не доходя до передатчика, и КСВ-метр показывал единицу (независимо от того, на что была нагружена линия). Это позволяло с успехом использовать такую нагрузку при настройке мощного УКВ усилителя мощности. В линиях же с разумным значением α уменьшение показаний КСВ-метра подключенного у передатчика приведено в табл. 3.2.14.

Линия с потерями, кроме того, что она ограничивает максимально допустимое значение КСВ (см. п. 3.2.6), еще и «приукрашивает» величину КСВ, особенно на больших значениях. Так что если КСВ-метр у передатчика показывает 3...4, то в зависимости от потерь в линии α вполне может быть, что на самом деле это 5...10! Еще раз подчеркиваю — крайне желательно знать (или вычислить, как в п. 3.2.3) значение α вашей линии.

3.3. Горизонтальный симметричный вибратор

ДН симметричного вибратора и распределение тока. Входной импеданс диполя и его полоса. Влияние земли на усиление и ДН. На входное сопротивление и полосу пропускания. Сложная земля.

3.3.1. ДН симметричного вибратора и распределение тока

Как упоминалось в разделе 3.1, одной из наиболее простых антенн является симметричный вибратор (называемый еще диполем), т. е. горизонтальный провод, в центре которого включен источник.

В свободном пространстве ДН такого вибратора (без потерь) в зависимости от длины приведены на рис. 3.3.1.

Обратите внимание, что:

1. При длине диполя до $\lambda/2$ вид его ДН и усиление меняются очень мало.
2. При дальнейшем увеличении длины диполя ДН сужается, растет усиление. Минимальная ширина ДН и максимум усиления достигается при $1,25\lambda$.
3. Дальнейшее увеличение длины диполя приводит к дроблению главного лепестка на несколько и падению усиления.

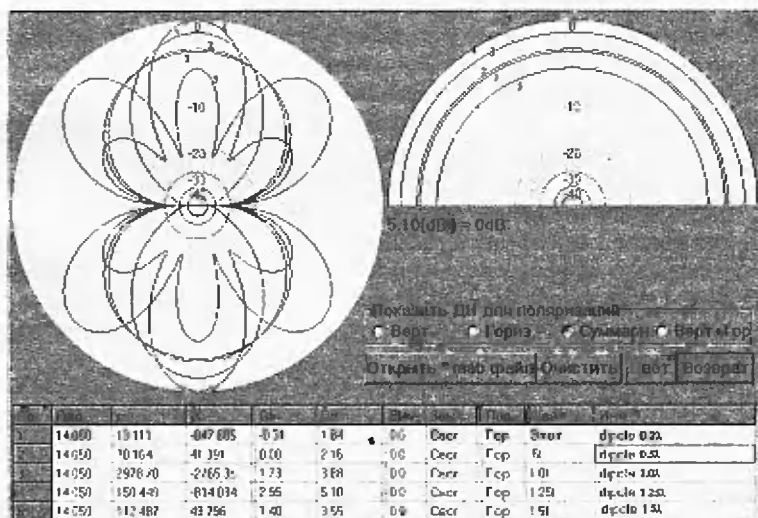


Рис. 3.3.1

4. При большой длине диполя (в несколько λ) ДН становится многолепестковой, а четыре основных лепестка вытягиваются вдоль диполя.

Распределение тока по диполю является следствием сложения двух волн — прямой распространяющейся от источника к краям диполя и отраженной от его краев (они ни на что не нагружены и поэтому дают отражение).

В результате возникает типичное для линии со стоячей волной распределение тока, показанное на рис. 3.3.2 (пример для диполя длиной $1,5\lambda$).

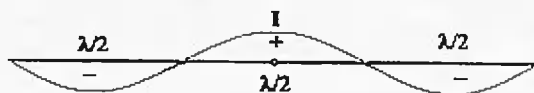


Рис. 3.3.2

Отмечу следующие особенности:

1. На концах диполя (любого) ток равен нулю (вернее близок к нулю, но все же есть, подробнее об этом в следующем параграфе). От этих нулей откладываются полуволны в направлении центра, где они и сходятся. Совсем необязательно, что это будет максимум тока, как в нашем примере. Это может быть любая точка полупериода.
2. Как и в обычной линии, фаза тока меняется на 180° при переходе от одной полуволны к другой.
3. Наличие рядом двух участков с противофазными токами вызывает расщепление ДН на несколько лепестков.
4. Распределение напряжения по диполю повторяет распределение тока, но со сдвигом в $\lambda/4$, т. е. точки максимума тока соответствуют точкам минимума напряжения и наоборот. Важным следствием этого является наличие на концах диполя значительных напряжений (точки максимума).
5. Фаза тока и напряжения совпадает только в точках минимума и максимума. Во всех же остальных точках между U и I имеется фазовый сдвиг, т. е. реактивная составляющая входного сопротивления. Но это уже следующий параграф....

3.3.2. Входной импеданс диполя и его полоса

Входной импеданс симметричного вибратора в свободном пространстве, зависит от его длины и диаметра провода диполя. На рис. 3.3.3–3.3.6 приведены зависимости активной (R_a) и реактивной (jX_a) частей входного импеданса для двух разных

отношений длины диполя l к диаметру провода d от длины (общей, физической) вибратора в λ .

Входное сопротивление диполя Z_a становится чисто активным (резонансным) дважды — первый раз, когда его размер составляет около $\lambda/2$, второй раз — λ (и далее на всех кратных частотах). Это называется соответственно полуволновым и волновым резонансом. На полуволновом резонансе Z_a диполя низкое — 60...70 Ом (меняется от толщины провода), а на волновом, напротив, высокое — сотни ом...единицы килоом (также зависит от диаметра провода).

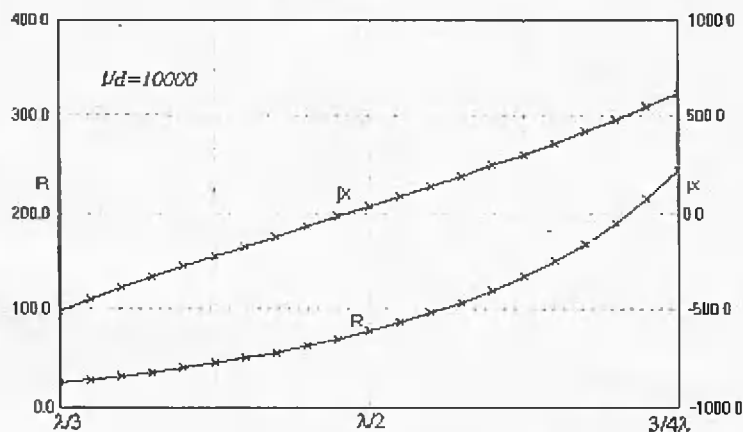


Рис. 3.3.3

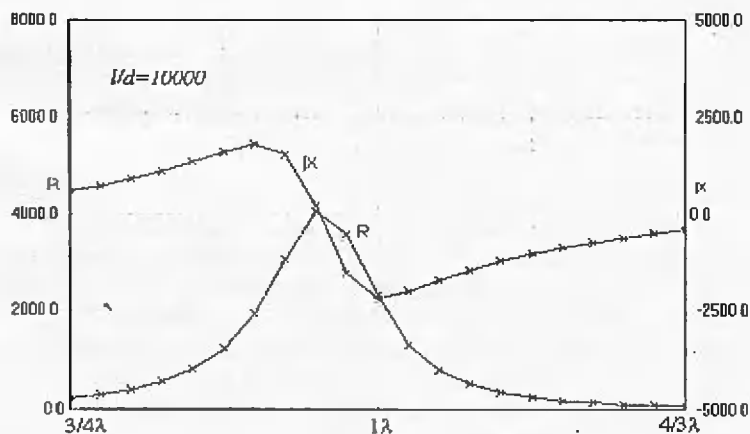


Рис. 3.3.4

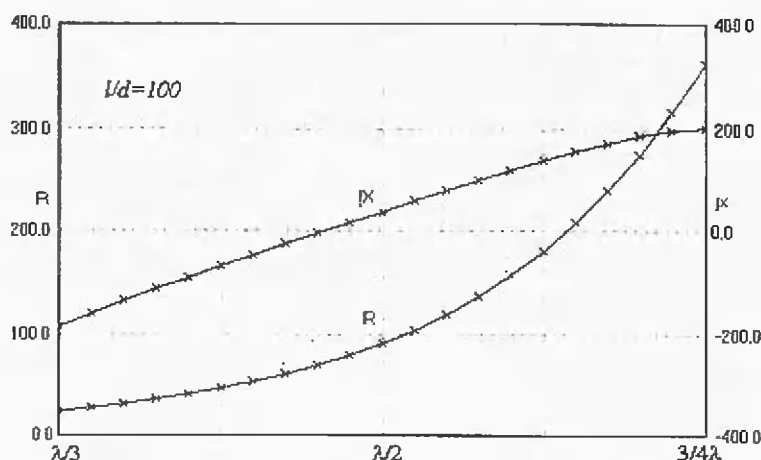


Рис. 3.3.5

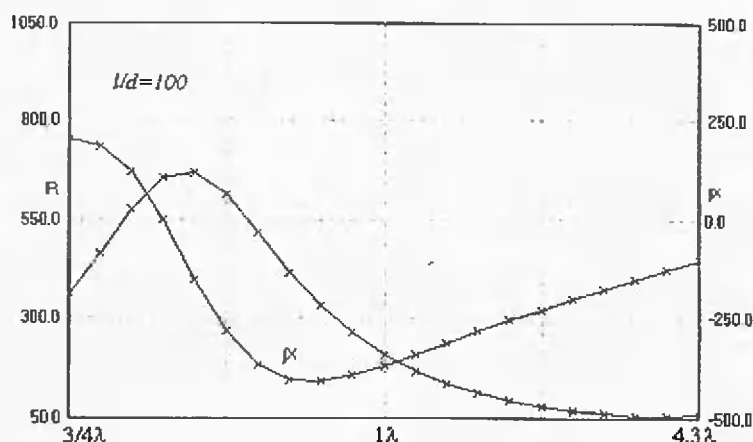


Рис. 3.3.6

Диполь резонирует при размерах не точно равных $\lambda/2$ и λ . Это связано с торцевым эффектом (излучением с торцов провода). Ток на концах диполя не равен точно нулю, а имеет небольшое конечное значение. За счет этого антенна как бы немного удлиняется и имеет резонанс на несколько более низкой частоте, чем можно ожидать исходя из физических размеров. Это характеризуется коэффициентом укорочения (K_y), показывающим, во сколько раз физический размер диполя меньше $\lambda/2$ (или λ , для волнового резонанса).

Для полуволнового вибратора K_y меняется от 0,98 при отношении $l/d = 20000$, до 0,92 при $l/d = 50$. Для волнового вибратора K_y меняется от 0,96 при отношении $l/d = 20000$, до 0,84 при $l/d = 50$. Для каждого конкретного случая K_y может быть легко определен в MMANA.

Увеличение диаметра провода диполя, кроме снижения резонансной частоты, также снижает активное сопротивление на волновом резонансе (сравните рис. 3.3.4 и 3.3.6), и намного уменьшает реактивную часть входного сопротивления, т. е. приводит к снижению добротности диполя как колебательной системы. В отличие от обычного контура, для антенны это эффект полезный, поскольку приводит к снижению реактивной энергии и расширению рабочей полосы антенны.

В антенной технике **полоса пропускания антенны** (BW) определяется исходя из полосы, в которой обеспечивается требуемое согласование (т. е. KCB) с линией питания. И хотя (как показано в разделе 3.2.6) допустимая величина KCB в зависимости от качества линии питания может быть весьма разной, обычно принято определять полосу пропускания резонансной антенны по уровню $KCB < 2$.

Для полуволнового диполя с $l/d = 10000$ относительная $BW = 6,5\%$, а для диполя с $l/d = 100$ $BW = 15,3\%$ (в свободном пространстве).

Практическое выполнение диполя из труб большого диаметра проблематично, поэтому на КВ для увеличения эквивалентного среднего диаметра $d_{\text{экв}}$ выполняют плечи диполя из набора параллельных проводов. Классическим вариантом такой антенны является диполь Надененко (рис. 3.3.7, файл ...ANT\HF simple\Dipole\fat dipole2.maa), тонкие провода в котором расположены по поверхности эквивалентного толстого цилиндра.



Рис. 3.3.7

Эффективный диаметр $d_{\text{экв}}$ такого диполя примерно в два-три раза меньше чем диаметр толстого цилиндра D , но значительно выше диаметра одиночного провода d . Точное значение $d_{\text{экв}}$ для n образующих проводов:

$$d_{\text{экв}} = D\sqrt{nd/D}. \quad (3.3.1)$$

Существует множество конструктивных вариантов «толстых» вибраторов. При достаточно большом $d_{\text{ЭКВ}}$ резонансы выражены слабо, реактивная составляющая меняется в небольших пределах (несколько десятков Ом) в очень широкой полосе. Такие антенны называются широкополосными и могут работать в 2...4-кратной полосе частот. Однако получить идеальное согласование, т. е. КСВ близкий к 1 (как пишут иногда), в такой полосе частот нельзя. Резонансы никуда не исчезают, изменение импеданса остается имеющим тот же характер, как показано на рис. 3.3.5 и 3.3.6, лишь с меньшим размахом изменения реактивности и пониженным (до 200...250 Ом) сопротивлением на волновом резонансе. Хорошим показателем считается получение КСВ в упомянутой полосе частот не более 2...3 (см. главу 4).

3.3.3. Влияние земли на усиление и ДН

Земля оказывает сильное влияние на параметры антенны. Поле антенны складывается как сумма двух волн — непосредственно излученной антенной и отраженной от земли (следствие протекающих по земле ВЧ токов). В этом параграфе ограничимся случаем симметричного, горизонтального вибратора над плоским, бесконечным экраном (землей). Доказано, что при анализе влияние земли можно заменить действием мнимого «зеркального» вибратора, который расположен под уровнем почвы на глубине равной высоте антенны над землей (рис. 3.3.8). Попробуйте над зеркалом, лежащим на столе подержать карандаш (изображающий реальную антенну) — его

зеркальное отражение и будет этим самым зеркальным, подпочвенным вибратором.

Направление протекания тока в зеркальном вибраторе будет противоположным (это справедливо лишь для горизонтальных антенн) току в реальной антенне.

Отмечу, что этот фокус с заменой влияния земли «зеркальным» вибратором носит чисто математический характер. Физически, конечно, никакого «подземного» вибратора нет. А есть ВЧ токи, протекающие только по поверхности земли. Причем со-

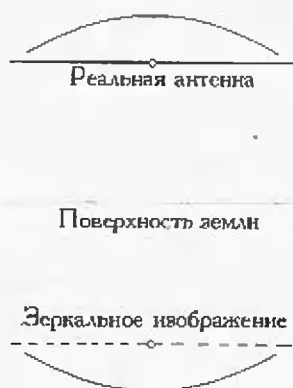


Рис. 3.3.8

А для 28 МГц 0,5...1 м. На УКВ и того меньше.

с такими параметрами.

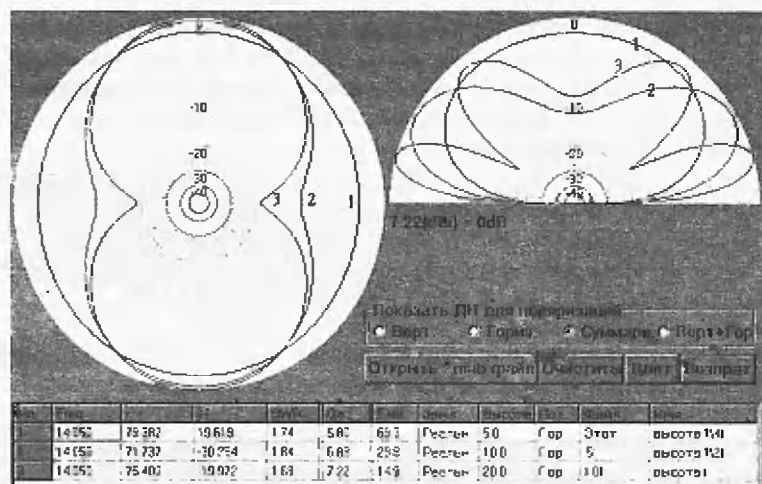


Рис. 3.3.9

(не для всех!) угловых направлений складываются в фазе.

амплитуда возрастает вдвое, что соответствует приросту G_a на 6 дБ. При отражении же от реальной земли амплитуда отра-

женной волны всегда меньше (из-за потерь в земле) и прирост G_a тоже меньше. Прирост G_a , кроме качества земли, зависит и от высоты подвеса.

При высотах менее $0,2\lambda$ наблюдается дополнительное падение усиления на несколько децибелл из-за поглощения и рассеивания в тепло реальной землей с потерями реактивного поля ближней зоны вибратора (напомним, ее радиус ориентировочно $\lambda/2\pi$). Это соответствует росту составляющей сопротивления потерь R_o (см. раздел 3.1.5). К сожалению, MININEC (и соответственно MMANA) не учитывают этот эффект, поэтому для высот подвеса горизонтальной антенны менее $0,2\lambda$ при моделировании на реальной земле получается G_a выше реального на несколько (точная цифра зависит от свойств земли и высоты повеса — см. табл. 3.3.1) децибелл. Практически на реальной земле при высотах $< 0,2\lambda$ усиление монотонно падает с уменьшением высоты. Для учета этого эффекта надо использовать утилиту NEC2 for MMANA (см. параграф 2.3.1). При помощи этой утилиты рассчитана следующая табл. 3.3.1, в которой приведено максимальное G_a для $\lambda/2$ диполя над реальной, средней землей.

Таблица 3.3.1

Высота в λ	0,01	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,375	0,5	0,75	1,0
G_a , дБ	-6,9	-0,76	3,54	5,36	5,85	5,92	6,01	7,06	7,42	7,32

Снова обратимся к рис. 3.3.9. ДН полуволнового диполя в зависимости от высоты претерпевает серьезные изменения. При небольших высотах (до $3\lambda/8$) диполь «светит в потолок». То есть является антенной зенитного излучения малоприспособной для дальних связей (см. параграф 3.1.9.2). ДН в горизонтальной плоскости почти круговая (забегая далеко вперед замечу, что именно это является причиной плохих направленных свойств низко подвешенных многоэлементных антенн Яги). Но уже при высоте подвеса в $0,5\lambda$ полуволновой диполь — достойная уважения антенна с максимумом излучения под 30° к горизонту.

ДН в горизонтальной плоскости приближается к привычной «восьмерке», но излучение по оси все еще достаточно велико. При высоте 1λ ДН в вертикальной плоскости становится многолепестковой, но основной, первый лепесток направлен под 15° к горизонту. Это уже серьезно для DX связей. В горизонтальной плоскости ДН становится обычной «восьмеркой», с глубокими минимумами вдоль оси вибратора.



Рис. 3.3.11

Реактивная часть входного импеданса изменяется, как показано на рис. 3.3.11. На нем показано насколько и в какую сторону сдвигается резонансная частота $\lambda/2$ диполя в зависимости от высоты подвеса над реальной, средней землей. Сдвиг частоты носит колебательный характер. При увеличении высоты подвеса свыше 1λ колебания продолжают с уменьшающейся амплитудой около 0% соответствующего резонансной частоте этого же диполя в свободном пространстве.

Видно, что распространенное мнение о том, что резонансная частота антенны линейно возрастает с высотой, неверно. Например, в диапазоне высот $0,5\lambda \dots 0,75\lambda$ резонанс антенны сдвигается вниз, и весьма заметно.

Часть графика 3.3.11 для высот менее $0,2\lambda$ получена с помощью NEC2 for MMANA (см. параграф 2.3.1), дающего при малых высотах над реальной землей более точные результаты.

Обратите внимание, по горизонтальной оси рис. 3.3.11 отложена высота не в метрах, а в λ . Для однодиапазонной антенны разница невелика. Но для многодиапазонной антенны это существенно. Рассмотрим это на примере.

Пример 1. Три параллельно включенных полуволновых диполя диапазонов 20-15-10 м висят на высоте 5 м над землей.

Для диапазона 20 м, высота $0,25\lambda$, и (по рис. 3.3.11) сдвиг частоты диполя этого диапазона будет $-1,4\%$. То есть диполь 14 МГц должен быть на $1,4\%$ (что не так мало 14 см) укорочен.

Для диапазона 15 м те же 5 м будут уже высотой $0,33\lambda$, и (по рис. 3.3.11) сдвиг частоты диполя этого диапазона будет $-0,4\%$. Диполь 21 МГц должен быть на $0,4\%$ укорочен.

Для диапазона 10 м высота в длинах волн составит $0,5\lambda$, и (по рис. 3.3.11) сдвиг частоты диполя этого диапазона будет $+1,4\%$. Диполь 28 МГц должен быть на $1,4\%$ удлинён.

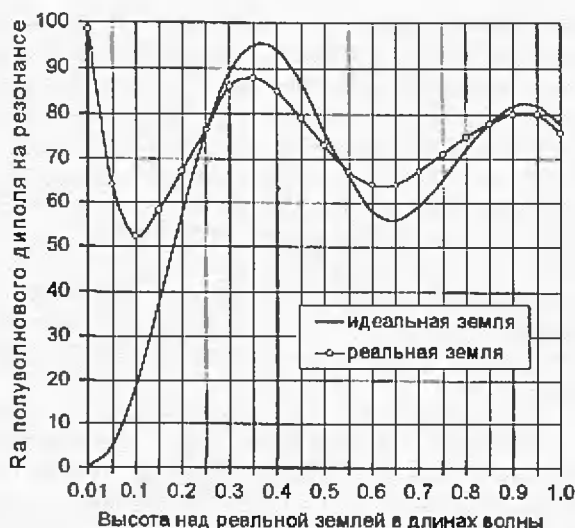


Рис. 3.3.12

При изменении высоты и при ручном расчете антенн необходимо вводить поправку на этот эффект. При моделировании же этот эффект учитывается автоматически. Тем не менее, желательно понимать, почему вдруг «разбегаются в стороны» резонансы у настроенной многодиапазонной антенны при изменении высоты подвеса.

Как меняется активное сопротивление полуволнового диполя на резонансе от высоты показано на рис. 3.3.12. При увеличении высоты подвеса свыше 1λ , колебания продолжают с уменьшающейся амплитудой около величины в 73 Ом, т. е. около $R_{вх}$ сопротивления этого же диполя в свободном пространстве.

MININEC (и следовательно MMANA) при вычислениях входного импеданса полагают землю идеально проводящей. График на рис. 3.3.12 для реальной средней земли получен с помощью утилиты NEC2 for MMANA (п. 2.3.1), корректно учитывающей влияние земли на малых высотах. Заметное отличие от реальной земли наблюдается только на высотах $< 0,15...0,2\lambda$.

Не стоит, однако, радоваться достаточно высоким $R_{вх}$ над реальной землей при малых высотах подвеса. Рост $R_{вх}$ идет за счет увеличения составляющей сопротивления потерь R_0 (см. раздел 3.1.5). R_0 резко растет при высотах менее $0,16\lambda$ из-за потерь в почве реактивного поля ближней зоны вибратора (напомню, ее радиус, ориентировочно, $\lambda/2\pi$). При ма-

лых высотах ближняя зона касается земли и расходует часть своей энергии на обогрев земли. Причем, тем большую часть, чем ниже высота подвеса. Для высот $< 0,15\lambda$ R_0 можно оценить по рис. 3.3.12 как разницу между значениями R_a для реальной и идеальной земли. Рост R_0 не только увеличивает $R_{вх}$ и потери, но и снижает КПД и G_a антенны (см. табл. 3.3.1).

Для многодиапазонных антенн одна и та же физическая высота будет соответствовать разной высоте в λ для каждого диапазона. И, соответственно, (по разным точкам графика 3.3.12) давать разное сопротивление на разных диапазонах. Так, в вышеприведенном примере с трехдиапазонным диполем $R_{вх}$ (на резонансе, после необходимых укорочений-удлинений) составит по диапазонам 75, 87 и 72 Ом соответственно.

Изменение относительной полосы пропускания BW (это просто отношение абсолютной полосы в килогерцах к центральной частоте) по уровню $KCB < 2$ от высоты подвеса показано на рис. 3.3.13. BW вычислялась при идеальном согласовании с линией питания.

Для реальной земли отличия от идеальной есть только при высотах менее $0,2\lambda$. Более широкая полоса для реальной земли при малых высотах, это следствие все того же касания «светящимся коконом» ближней зоны земли, и связанного с этим возрастания компоненты сопротивления потерь R_0 .

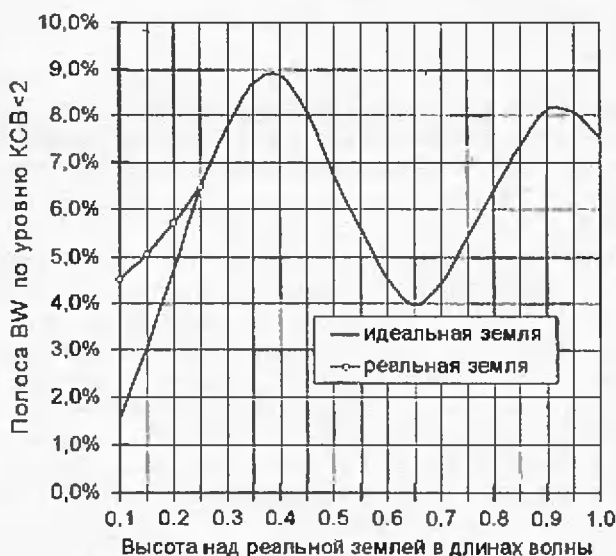


Рис. 3.3.13

В данном случае R_0 , резко возрастающая при малых высотах, снижает добротность антенны и расширяет полосу. Не стоит забывать, что достигается это снижением G_a и КПД. При увеличении высоты подвеса свыше 1λ колебания графика продолжают с уменьшающейся амплитудой около значения 6,5% (соответствующего полосе этого же диполя в свободном пространстве).

Из рис. 3.3.13 вытекает важный для практики вывод — если от антенны требуется максимально широкая полоса (особенно актуально на НЧ КВ диапазонах, относительная BW которых велика), то весьма желательно подвешивать горизонтальную антенну в интервале высот $0,35...0,45\lambda$ или $0,85...1,0\lambda$. При этих высотах полоса антенны достигает максимального значения.

3.3.5. Влияние сложной земли

Ясно, что антенна над сложной землей, состоящей из разных по размерам, высотам и характеристикам участков (например, крыша дома, недалеко от обрыва или водоема), явно не будет иметь такие же ДН как над равномерной, плоской землей.

Проблема кажется очень непростой в рассмотрении (в самом деле — вариантов сложной земли очень много), но на самом деле все не так страшно. Для понимания всех возможных вариантов достаточно изучить единственный случай земли, состоящей из двух плоских сред-ступеней. Параметры сред (высота, электрическая проводимость, диэлектрическая проницаемость) различны, а антенна находится на произвольном расстоянии от границы сред (H — высота антенны над средой 1, L — горизонтальное расстояние от антенны до границы сред), как показано на рис. 3.3.14.

Каждая из сред от линии границы во все стороны идет в бесконечность. При изучении ДН любая сложная земля может быть сведена к этому случаю. Если антенна находится неподалеку от обрыва или большого водоема (т. е. обе среды по размерам в десятки раз больше λ) — это очевидно. Если же среда 1 имеет конечные размеры (например, крыша дома), то ДН надо рассматривать отдельно в направлении каждой из границ крыши дома. И для каждого из этих направлений землю можно представить в виде рис. 3.3.14.

Например, в центре крыши размерами 12×60 м установлена антенна. Тогда при моделировании в направлении узкой стороны дома задаются две среды как на рис. 3.3.14 (крыша дома и земля под ним) со своими параметрами (проницаемость,

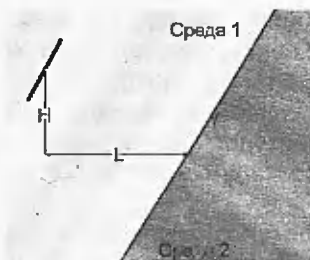


Рис. 3.3.14

проводимость, высота), а антенна устанавливается в $L = 6$ м от границы сред. При моделировании же в направлении широкой стороны, антенна должна быть установлена в $L = 30$ м от границы сред.

Если антенна установлена на склоне, его можно описать как несколько ступеней аналогичных показанным на рис. 3.3.14.

Если же первая среда имеет форму круга (радиальный тип), то ДН антенны над такой землей во всех азимутальных направлениях будет такой же, как и ДН антенны с землей рис. 3.3.14 в направлении границы сред.

Поэтому сосредоточимся на сложной земле, показанной на рис. 3.3.14. Прежде всего, вспомним, что земля оказывает влияние на ДН антенны за счет того, что общее поле излучения складывается из двух волн — непосредственно излученной антенной и отраженной от земли. От свойств и высоты земли зависит только отраженная от земли волна.

Если расположить диполь точно над границей сред ($L = 0$), то очевидно, что излучение в одну сторону будет определяться свойствами среды 1, а в другую — среды 2. То есть, чтобы получить ДН над такой землей, надо срастить вместе половинки от двух диаграмм направленности этой же антенны при равномерной, плоской земле — одна с параметрами земли как у первой среды, вторая — как у среды 2. Например, взять половинки от диаграмм направленности над разной землей рис. 3.3.10 и соединить их. При этом получится что-то вроде ДН, показанной на рис. 3.3.15 под номером 0.

На рис. 3.3.15 показаны ДН $\lambda/2$ диполя над сложной (как на рис. 3.3.14) землей, при разном расстоянии диполя от границы сред. Первая среда — плохая земля, высотой 0 м. Высота диполя над первой средой $\lambda/2$. Вторая среда — хорошая земля, лежащая на $0,1\lambda$ ниже первой. Под хорошей понимается земля со следующими параметрами: $\epsilon = 80$, $\sigma = 1$ МС/м (пресная вода). Везде в дальнейшем под хорошей будет пониматься земля именно с такими параметрами.

ДН 0, как мы и ожидали, состоит из двух половинок. Теперь отодвинем антенну от границы сред на расстояние $L = H$ (ДН 1 при $L/H = 1$). Обратите внимание на ДН в вертикальной плоскости — от 0 до зенитного угла α , ДН идет точно так же, как если бы антенна располагалась над однородной средой 2. Осталь-

ная же часть ДН идет точно так же, как если бы антенна располагалась над однородной средой 1.

Отодвинув антенну еще дальше, на расстояние $L = 3H$ (ДН3 при $L/H = 3$), видим аналогичную картину — в направлении среды 2 ниже определенного зенитного угла (в данном случае α_3) ДН в вертикальной плоскости ведет себя так, как будто среды 1 нет. А вся остальная часть ДН идет так, будто нет среды 2.

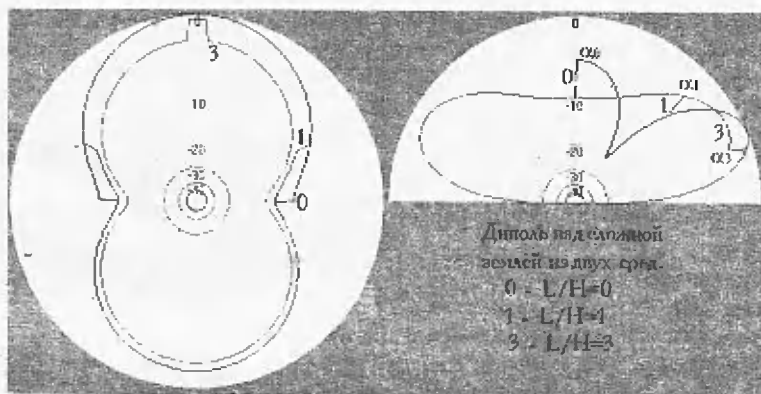


Рис. 3.3.15

Это общая закономерность — в направлении среды 2 ДН в вертикальной плоскости ниже определенного зенитного угла идет так, как если бы антенна находилась над простой землей с параметрами среды 2. А остальная часть ДН идет так, как если бы антенна находилась над простой землей, с параметрами среды 1.

Зенитный угол, где происходит скачок ДН от одной среды к другой, называется углом влияния $\alpha_{вл}$ и зависит только от отношения L/H . Ни от длины волны, ни от свойств и высот обеих сред $\alpha_{вл}$ не зависит.

На рис. 3.3.16 показана зависимость $\alpha_{вл}$ от отношения L/H . Из этого графика следует очень важный для практики вывод — на ДН антенны оказывают влияние характеристики участков земли, расположенные на расстоянии в несколько десятков раз превышающем высоту подвеса антенны.

Именно наличием удаленных от антенны участков земли с иными, чем под антенной параметрами и объясняются «таинственные» истории, когда совсем простая антенна в каком-то направлении у некоторых радиолюбителей имеет аномально хорошие параметры.



Рис. 3.3.16

Посмотрите на рис. 3.3.17. Это ДН простого $\lambda/2$ диполя 14 МГц, подвешенного на высоте 10 м над средней землей. Но в 300 м от диполя имеется участок хорошей земли (озеро, например), с высотой на 70 м ниже, чем уровень земли в точке установки антенны. ДН в горизонтальной плоскости (под зенитным углом 2°) имеет весьма необычный вид.

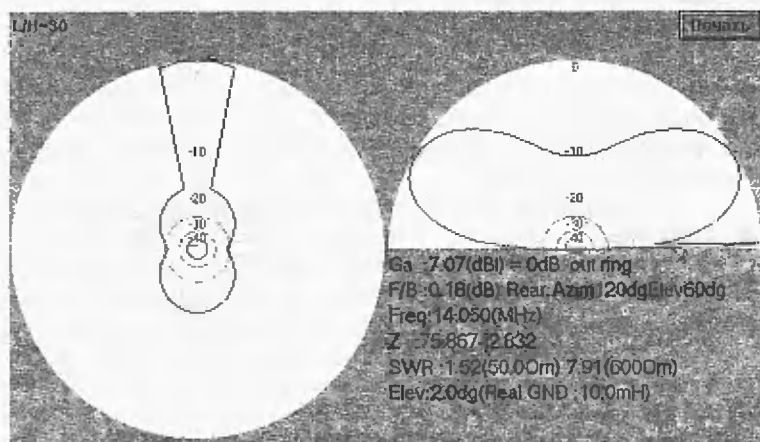


Рис. 3.3.17

В узком азимутальном секторе в сторону озера уровень излучения на 20 (!) дБ выше, чем в остальные стороны. А 20 дБ это сто раз по мощности... Причем под углом, соответствующим связи на очень большие расстояния (см. параграф 3.1.9).

Обладатель такой антенны (всрнее земли) в этом направлении выигрывает очень и очень много, но, как правило, и не подозревает, чем обязан такому счастью. И думает, что все дело в антенне. Мне доводилось слышать как в эфире люди в таких случаях «авторитетно» излагали, что антенна типа «длинный луч» для такой хорошей работы должна выполняться только из провода диаметром 3,2 мм, а 3 мм ни в коем случае не пойдет, и тому подобную развесистую клюкву.

Среда 2, улучшающая излучение под низкими углами, для горизонтальной антенны это не столько хорошая земля, сколько земля лежащая намного ниже уровня среды 1 (т. е. земли в точке установки антенны). Это может быть как что-то видимое (длинный склон, берег реки, солончак, обрыв и т. п.), так и скрытое от глаз (подземная линза пресной воды или влажный слой грунта, прикрытые слоем хорошего изолятора-песка, сеть неглубоких подземных металлических коммуникаций и т. п.).

Поэтому если в данном месте простая антенна аномально хорошо работает в одном направлении, скорее всего дело именно в структуре земли где-то в радиусе 10...40 высот подвеса антенны. И вероятнее всего при переносе антенны в другое место столь же замечательный результат не повторится, поскольку земля там будет иная.

На ДН в горизонтальной плоскости (см. рис. 3.3.15) сектор, в котором влияет среда 2, уменьшается от 180° при нулевом зенитном угле до единиц градусов при зенитном угле равном $\alpha_{\text{вл}}$. То есть ширина азимутального сектора влияния среды 2 сильнейшим образом зависит от того, под каким зенитным углом построена данная ДН в горизонтальной плоскости (см. изменяя вручную зенитный угол на закладке **Диаграммы направленности**).

Следует отметить, что ниже $\alpha_{\text{вл}}$ ДН в вертикальной плоскости не приобретает неких магических свойств — она просто идет так, как если бы антенна была бы целиком над средой 2. Поэтому, если среда 2 имеет плохие характеристики (холм в отдалении, например), то ДН ниже угла влияния ухудшается. И все, сказанное выше, в таком случае можно повторить с обратным знаком — в некоторых направлениях под низкими углами антенна будет работать аномально плохо.

Из рис. 3.3.16 и 3.3.17 следует еще один важный для практики вывод. Если в районе установки антенны имеются участки

(среда 2), которые могут заметно улучшить ДН под низкими углами, то имеет большой смысл выбирать высоту подвеса антенны H так, чтобы антенна «увидела» бы вторую среду. Для этого сначала надо получить ДН антенны в вертикальной плоскости над равномерной, плоской средой 2 (при ее реальной высоте), и посмотреть минимальный зенитный угол, при котором еще есть заслуживающее внимания излучение. А затем по графику 3.3.16 выбрать L/H так, чтобы $\alpha_{\text{вл}}$ был бы больше, и соответственно выбрать высоту подвеса антенны.

В завершение этого параграфа — после экспериментов со сложной землей, не забывайте восстановить исходные установки простой, плоской реальной земли. Иначе установки сложной земли (так как они записываются в общий ini файл MMANA) повлияют на все файлы антенн, в которых установлена реальная земля.

Все приведенные в этом разделе графики и выводы относятся к полуволновому диполю. Однако общие принципы и характер зависимостей справедливы для симметричного диполя любых размеров. И более того — для любых горизонтальных антенн. Получить их характеристики при любых размерах, высотах и характеристиках земли не составит труда в MMANA. Любая антенна с произвольным расположением в пространстве раскладывается при анализе на горизонтальную и вертикальную составляющие. Поэтому для понимания любых антенн достаточно рассмотреть только два случая: горизонтального и вертикального расположения антенн. Горизонтальное мы уже рассмотрели. Переходим к вертикальному.

3.4. Вертикальный вибратор

ДН симметричного и несимметричного вибратора и распределение тока. Входной импеданс и полоса. Влияние идеальной земли на усиление и ДН. Влияние реальной земли на усиление и ДН. Противовесы GP, поднятого выше $0,15\lambda$, GP и противовесы на земле. Противовесы GP на высоте $0,01...0,15\lambda$. Настройка противовесов. Влияние земли на входное сопротивление и полосу пропускания GP.

3.4.1. ДН вертикальных вибраторов в свободном пространстве

В свободном пространстве симметричный вертикальный вибратор имеет точно такие же характеристики и такое же распределение тока, что и горизонтальный. Это и понятно — ни верха, ни низа в свободном пространстве нет, и все отличие заключается только в ДН. Хотя отличием серьезным это назвать трудно — поверните на 90° рис. 3.3.1 и вы увидите ДН симметричного вертикального вибратора.

Однако при вертикальном положении симметричный вибратор используется весьма редко. Гораздо чаще применяется несимметричный вертикальный вибратор. Его также принято называть GP (аббревиатура от ground plane — «плоская земля»). Название это неудачное (не только не отражающее сути работы такого вибратора, но наоборот, откровенно запутывающее ее), но прижившееся (такое часто почему-то случается именно с неудачными названиями) и широко используемое. Поэтому я также буду его придерживаться, однако попрошу читателя раз и навсегда забыть «расшифровку» названия GP — она только мешает. Часто также используется название «вертикал» (от английского vertical — вертикальный). Итак, GP = вертикал = несимметричный вертикальный вибратор. Он отличается от симметричного только тем, что точка питания расположена с нижнего края вибратора.

Но антенна (как любая электрическая нагрузка для тока) должна иметь две клеммы. Одна, понятно, на нижний край вибратора. А второй провод питающей линии куда девать? Оставить свободным нельзя — ток не потечет. Просто некуда ему течь. Значит нужно какое-то устройство, которое в состоянии принять на себя ток со второго провода линии и таким образом замкнуть цепь питания антенны. Причем это устройство (назовем его токоприемным) должно «проглатывать» ток антенны, но при этом само не излучать (почему это желательно, будет рассказано ниже, а пока — нам так хочется). Мы желаем

изучить излучение именно вибратора несимметрично запитанного, и ничего другого. Вообще-то таким устройством является идеальная земля — ток она в себя принимает любой, а сама не излучает. Но в этом параграфе мы рассматриваем вертикальный вибратор в свободном пространстве. Где по определению земли нет. Никакой. Значит, надо токоприемное устройство самим делать. Простейшим таким устройством является провод длиной в $\lambda/4$. Взгляните на рис. 3.3.2 — на расстоянии четверти волны от края провода ток максимален. То есть провод длиной $\lambda/4$ (называемый еще противовесом или радиалом), подключенный ко второй клемме питающей линии, может принять в себя ток вертикала. Но, к сожалению, при любом расположении противовеса он будет излучать (по нему же ток течет). Чего нам в данном случае совершенно не надо — мы хотим неизлучающего токоприемного устройства. Чтобы подавить излучение одного горизонтального противовеса, диаметрально напротив него располагают второй такой же. Смысл в том, что токи в противовесах получаются равными по величине и противофазными. В результате излучение противовесов почти полностью взаимно компенсируется, и суммарно система из двух противовесов, принимая ток вертикала, практически ничего не излучает. Почему ток в противовесах течет в разные стороны? Обратимся к рис. 3.4.1, на котором показано распределение токов. Ток вертикала, стекая с вибратора, растекается по противовесам. В *разные* стороны — т. е. фазы токов в противовесах отличаются на 180° . Представьте себе небольшой столбик (наш вертикал), стоящий на ровной земле. Польем сверху на столбик воду (ток) — вода, стекая по столбику вниз, достигнув земли будет равномерно растекаться во все стороны. От основания — в *разные* стороны.



Рис. 3.4.1

Излучение системы из двух противовесов очень невелико (более чем на 12 дВ ниже излучения собственно вертикала), но для пущей симметрии и снижения излучения, используют четыре противовеса (две пары под 90°). При этом излучение системы противовесов более чем на 40 дВ ниже излучения вертикала, и дальнейшее увеличение числа противовесов (напомним, речь идет о свободном пространстве) лишено всякого смысла. Число противовесов может быть и нечетным. Главное — обеспечить осевую симметрию системы противовесов. Скажем, три противовеса, равномерно распределенные по окружности через 120°, излучать практически не будут (излучение на 25 дВ ниже излучения вертикала). Потому что система осесимметрична. Но те же три противовеса, если распределить их неравномерно (скажем, с азимутальными углами 0, 90 и 180°) будут излучать, и излучать сильно. Впрочем, то же самое случится и с 4-мя противовесами при их неравномерном распределении — потеря осевой симметрии системы противовесов всегда кончается одинаково. Излучением системы противовесов.

Рассмотрим ДН несимметричных вертикальных вибраторов в свободном пространстве. Предполагается, что каждый из вертикалов снабжен осесимметричной системой из четырех горизонтальных $\lambda/4$ противовесов. Везде в дальнейшем при рассмотрении вертикалов, если не оговорено особо, будет иметься в виду именно такая система противовесов.

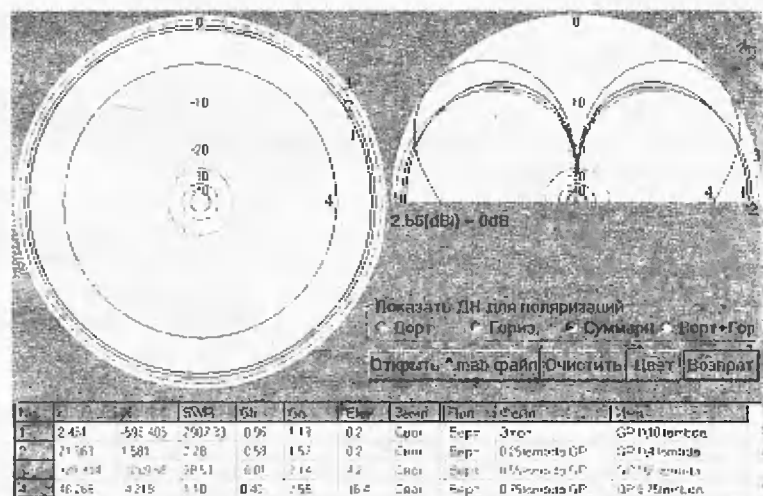


Рис. 3.4.2

В свободном пространстве ДН такого вибратора, в зависимости от его длины приведена на рис. 3.4.2 (противовесы во всех случаях имеют длину $\lambda/4$).

Обратите внимание, что:

1. При высоте штыря от до $0,1\lambda$ до $0,625\lambda$ вид его ДН и G_a меняются слабо.

2. При дальнейшем увеличении высоты штыря ДН задирается вверх и становится малоприспособленной для дальних связей. Поэтому штыри длиннее $0,625\lambda$ на практике не используются (имеется в виду однородный штырь. При включении же в него реактивностей, или линий, убирающих противофазные токи ситуация иная. Подробнее об этом в главе 6, в разделе о коллинеарных антеннах). Поэтому, несмотря на некоторый рост G_a с увеличением высоты штыря до $0,75\lambda$ — толку от этого нет, поскольку излучение идет «не туда».

3. Максимум усиления для вертикалов короче $0,625\lambda$ достигается при высоте штыря в $0,55\lambda$. Как ни странно это звучит, но это так — G_a вертикала $0,55\lambda$ составляет 2,14 dBi, а вертикала $0,625\lambda$ — лишь 1,9 dBi. Что давно известно производителям антенн — все промышленные СВ-штыри, несмотря на рекламные названия «5/8 λ », имеют реальную высоту именно в $0,55\lambda$.

Распределение тока по вертикалу — такое же, как и у половинки симметричного вибратора (см. рис. 3.3.2), и имеет те же самые особенности — синусоида с периодом λ и нулем на конце антенны.

3.4.2. Входной импеданс вертикальных вибраторов и их BW в свободном пространстве

Входной импеданс симметричного вертикального вибратора описывается графиками рис. 3.3.3–3.3.6, и для него справедливо все, сказанное в параграфе 3.3.2. Что и понятно — в свободном пространстве как симметричный вибратор не верти — входной импеданс его не изменится.

Для несимметричного же вертикала зависимости активной (R_a) и реактивной (jX_a) частей входного импеданса для двух разных отношений удвоенной высоты GP l к диаметру провода d , от длины (общей, физической) вибратора в λ приведены на рис 3.4.3 и 3.4.4. Они построены не прямо в MMANA (хотя на основе ее результатов), потому что в данном случае при изменении частоты антенна изменяется непропорционально — сам штырь не меняется по высоте, а противовесы всегда имеют длину $\lambda/4$, т. е. их длина меняется вместе с частотой.

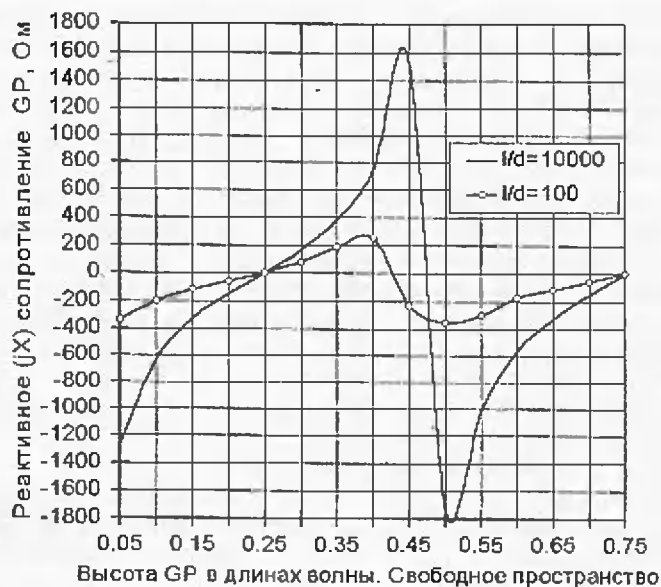


Рис. 3.4.3

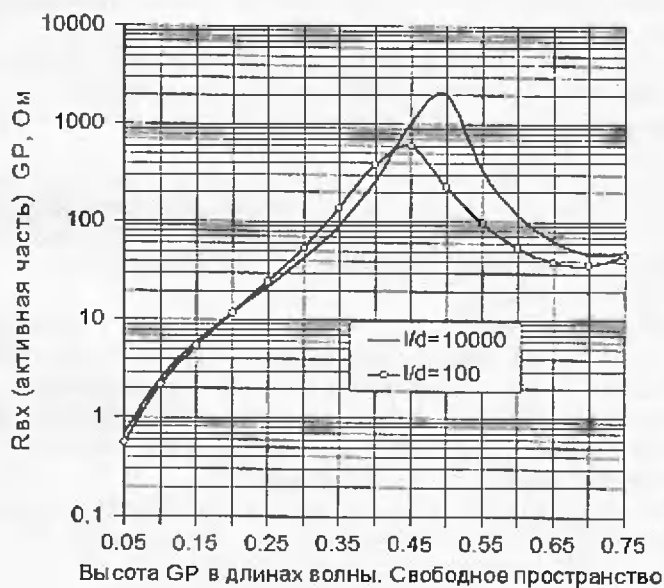


Рис. 3.4.4

Входное сопротивление GP становится чисто активным (резонансным) дважды. Сначала, когда его высота составляет около до $0,25\lambda$. Второй раз — при высоте около до $0,5\lambda$ (и далее на всех кратных частотах, но это уже неважно — на этих частотах штырь слишком длинный и из-за ДН в вертикальной плоскости задранной вверх малоприспособлен для практического использования). Это называется соответственно четвертьволновым и полуволновым резонансом. На полуволновом резонансе входное сопротивление GP низкое — 20...23 Ом (меняется от отношения l/d). Эта цифра может удивить всех привыкших к значению 37 Ом. Но на самом деле $R_{вх}$ GP высотой $\lambda/4$ в свободном пространстве (или при достаточно большой высоте подвеса) составляет именно 20...23 Ом (о привычных же 37 Ом речь далее, в параграфе 3.4.6).

На полуволновом резонансе GP $R_{вх}$ высокое — сотни ом...— единицы килоом (также зависит от l/d).

Коэффициент укорочения (K_y) для четвертьволнового резонанса почти равен 1. Дело в том, что имеется только один (верхний) конец провода с максимумом напряжения, а внизу вибратора — максимум тока, который не дает вклада в K_y . Даже для «толстых» $\lambda/4$ штырей с $l/d = 10$ K_y на четвертьволновом резонансе штыря составляет 0,99. С достаточной для практики точностью можно принимать для GP высотой $\lambda/4$ $K_y = 1$.

Для полуволнового же GP из-за наличия двух точек (вверху и внизу) с максимумами напряжения K_y ведет себя так же как для симметричного полуволнового вибратора — меняется от 0,96 при отношении $l/d = 10000$, до 0,8 при $l/d = 100$.

Увеличение диаметра вертикала также снижает активное сопротивление на полуволновом резонансе, и намного уменьшает реактивную часть входного сопротивления, т. е. приводит к снижению добротности вертикала и соответствующему расширению рабочей полосы антенны BW.

Так, для GP высотой $\lambda/4$ с $l/d = 10000$ $BW = 3,17\%$, а для GP с $l/d = 100$ $BW = 6,2\%$, т. е. вдвое ниже, чем для симметричного полуволнового диполя. Но это и понятно — размер несимметричного вибратора с высотой $\lambda/4$ вдвое меньше, чем симметричного полуволнового диполя, а более короткие антенны всегда имеют меньшую полосу (см. параграф 3.7.1.2).

Для расширения BW приходится увеличивать диаметр штыря. Основной прием такой же, как и в диполе Надененко (рис. 3.3.7) — образование эквивалентного «толстого» вибратора набором проводов. При достаточно большом $d_{экв}$ резонансы выражены слабо, jX_a меняется в небольших пределах

(несколько десятков Ом) в очень широкой полосе. Такие «толстые» широкополосные ГР часто используются на практике, и могут работать в двух–четырёхкратной полосе частот. Однако получить КСВ близкий к 1 в такой полосе частот нельзя. Резонансы никуда не исчезают, изменение импеданса остается имеющим такой же характер, как показано на рис. 3.4.3 и 3.4.4 лишь с меньшим размахом изменения реактивности и пониженным (до 150...200 Ом) сопротивлением на волновом резонансе.

Хорошим показателем считается получение КСВ в упомянутой полосе частот не более 3. Более подробный разговор о широкополосных вертикалах пойдет в главе 4.

3.4.3. Влияние идеальной земли на усиление и ДН

Вопрос о влиянии земли на вертикальный вибратор сложен. Поэтому изучать его мы будем по частям. В этом параграфе речь пойдет о вертикале только над идеальной землей.

Как и в случае с горизонтальным вибратором, суммарное поле антенны складывается как сумма двух волн — непосредственно излученной антенной и отраженной от земли (следствие протекающих по земле ВЧ токов). Точно так же влияние земли можно заменить действием мнимого «зеркального» вибратора, который расположен под землей на глубине равной высоте антенны над землей. Однако в противоположность горизонтальному вибратору, токи в «зеркальном» вертикальном вибраторе имеют ту же фазу, что и в реальной антенне. Из-за этого отличия получается система из двух синфазно возбужденных антенн — реальной и «зеркальной». Поэтому максимум излучения направлен перпендикулярно антенне — вдоль плоскости земли.

Особо отмечу, что отражение от земли происходит в очень большом радиусе поверхности земли, намного превосходящем размер ГР и противовесов. Пусть высота верхнего края вертикального вибратора над землей (т. е. сумма высоты радиалов над землей и длины вибратора) равна H . Ориентировочно (более точные данные приведены в параграфе 3.4.7) можно считать, что ДН антенны под зенитными углами выше 30° определяется отражением от земли в радиусе $1,5H$. Излучение в диапазоне углов $10...30^\circ$ — отражением от земли в кольце с малым радиусом $1,5H$ и большим $5,5H$. В диапазоне зенитных углов $5...10^\circ$ — отражением от земли в кольце с малым радиусом $5,5H$ и большим $12H$. Излучение ниже 5° — от-

ражение от земли лежащей за пределами круга с радиусом $12H$ — т. е. весьма и весьма далеко от вертикального вибратора.

Сосредоточимся на несимметричном вибраторе (случай симметричного полуволнового вибратора очень близок по параметрам к полуволновому GP, поэтому отдельно не рассматривается). ДН GP над идеальным экраном зависит как от длины штыря, так и от его высоты над землей (под высотой подвеса понимается высота нижнего края и системы противовесов над землей).

При малой высоте над землей — это один лепесток, прижатый к земле. По мере роста высоты подвеса GP ДН появляются дополнительные лепестки под более высокими углами, но первый, примыкающий к земле лепесток всегда остается самым большим (только при идеальной земле!). При большой высоте подвеса это выглядит, как если бы взять соответствующую ДН в свободном пространстве, увеличить ее на 6 дБ, а затем прорезать частыми (чем выше — тем их больше) и глубокими провалами (посмотрите на стр. 109 рис. 3.4.6 и 3.4.7, ДН с цифрой 1 относятся к идеальной земле).

Зависимость G_a от высоты подвеса для трех наиболее употребительных длин GP приведена на рис. 3.4.5.

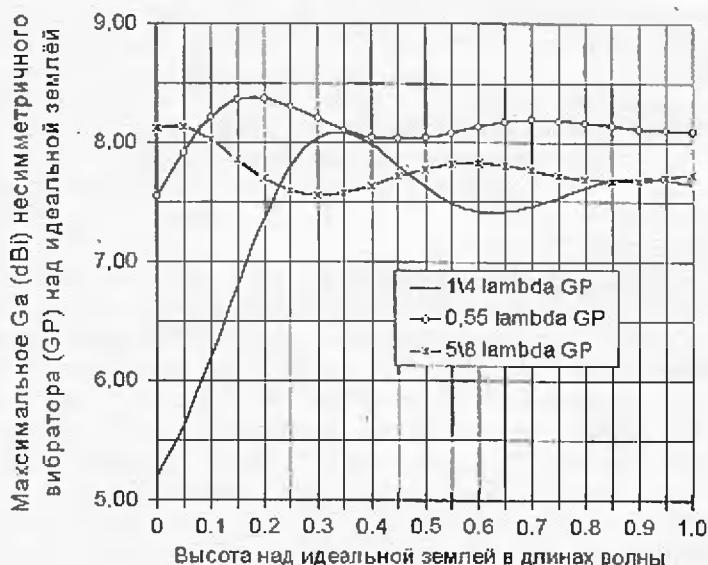


Рис. 3.4.5

Обратим внимание на то, что:

1. При нулевой высоте (вертикал на земле) «зеркальный» штырь является симметричным продолжением реальной антенны, удваивающим ее размеры. Поэтому и ДН для $\lambda/4$ GP в этом случае аналогична половинке ДН $\lambda/2$ симметричного диполя в свободном пространстве. Для $\lambda/2$ GP — половинке симметричного волнового диполя, а для GP $5/8\lambda$ — половинке диполя $1,25\lambda$. ДН GP имеет вид половинки от ДН симметричного вибратора, потому что под землю излучения нет. И по этой же причине усиление выше на 3 дБ (та же самая мощность излучается GP не во всю сферу, а только в ее верхнюю половину, и поэтому плотность потока мощности удваивается, что как раз и составляет 3 дБ). Смотрите, для $\lambda/4$ GP на рис. 3.4.5 при нулевой высоте $G_a = 5,14$ dBi — это точно на 3 дБ больше G_a симметричного полуволнового диполя в свободном пространстве.

2. При подъеме штыри разной длины ведут себя по-разному. Для $\lambda/4$ GP по мере роста высоты усиление быстро растет, достигая значения 8,1 дБ при высоте подвеса $0,35\lambda$. При дальнейшем росте высоты идут небольшие колебания G_a вокруг значения на 6 дБ большего, чем G_a этого же штыря в свободном пространстве, т. е. $6 + 1,57 = 7,57$ dBi.

3. Для $5/8\lambda$ GP по мере роста высоты усиление только падает. Максимум $G_a = 8,14$ dBi в данном случае соответствует нулевой высоте. То есть над идеальной землей поднимать штырь $5/8\lambda$ совершенно незачем. Кроме падения усиления это ничего не даст. При росте высоты наблюдаются небольшие колебания G_a вокруг значения 7,5 dBi (т. е. на 6 дБ большего, чем G_a этого же штыря в свободном пространстве).

4. Для $0,55\lambda$ GP ситуация промежуточная. Максимум $G_a = 8,37$ dBi в данном случае соответствует высоте в $0,15\lambda$. При росте высоты наблюдаются колебания G_a вокруг значения на 6 дБ большего, чем G_a этого же штыря в свободном пространстве, т. е. $6 + 2,1 = 8,1$ dBi.

Причина прибавки G_a на 6 дБ над идеальной землей точно такая же, как и у горизонтального вибратора (см. п. 3.3.3) — сложение в фазе двух волн — излученной антенной и отраженной от земли.

3.4.4. Влияние реальной земли на усиление и ДН

Обратимся теперь к случаю несимметричного вибратора над реальной землей (на произвольной высоте). В отличие от идеальной, реальная земля имеет конечную проводимость

(т. е. активные потери). Для вертикального вибратора это приводит к трем механизмам воздействия (отличия от идеальной земли):

1. Как и в случае с горизонтальным вибратором — снижение тока в «зеркальной» антенне, т. е. ухудшение отражающих свойств и уменьшение амплитуды отраженной волны. Поэтому при сложении прямой и отраженной от земли волн суммарная амплитуда получается меньше — соответственно снижается G_a .

2. В отличие от случая с горизонтальным вибратором излучение направлено вдоль поверхности земли (так называемая поверхностная волна). И естественно распространяясь вдоль среды с активными потерями (земли) поверхностная волна испытывает затухание. Причем тем более сильное, чем ниже зенитный угол (в частности, если угол равен 0, затухание бесконечно — точно вдоль земли излучения нет).

3. Для низко подвешенных штырей — активные потери реактивного ближнего поля в земле (этот эффект не учитывается MININECom). Однако на практике влияние этого механизма, как правило, не очень велико (исключение — штырь, стоящий прямо на земле) — система противовесов действует как экран, препятствуя проникновению ближнего поля штыря в почву (противовесы имеют длину $\lambda/4$, а радиус ближней зоны $\lambda/2\pi$, т. е. меньше).

4. Для противовесов, лежащих на земле, — дополнительные потери, но о них не в этом параграфе, а в 3.4.5.2. В этом же параграфе минимальная высота антенны не ноль, а $0,01\lambda$.

На рис. 3.4.6 и 3.4.7 даны семейства ДН для $\lambda/4$ и $5/8\lambda$ GP, соответственно, для разных высот подвеса и разных свойств земли.

На этих рисунках H — высота нижнего края GP (т. е. противовесов) над землей. Что видно из рис. 3.4.6 и 3.4.7?

Во-первых, то, что для относительно высоких зенитных углов (выше примерно 30°) ухудшение качества земли ведет к снижению уровня излучения там, где соответствующая ДН над идеальной землей имеет максимум («затупление» максимумов), и возрастание излучения, там где ДН над идеальной землей имеет минимум («заплывание» минимумов). Смотрите, на всех верхних лепестках ДН цифры 1, 2, 3, 4 стоят строго по порядку — лучшая земля соответствует большему уровню излучения — в максимуме. И в обратном порядке 4, 3, 2, 1 — в минимумах — чем хуже земля, тем сильнее «заплывает» минимум и больше излучение в нем. Это работа первого механизма отличия реальной земли от идеальной — снижение тока в «зеркальном» вибраторе.

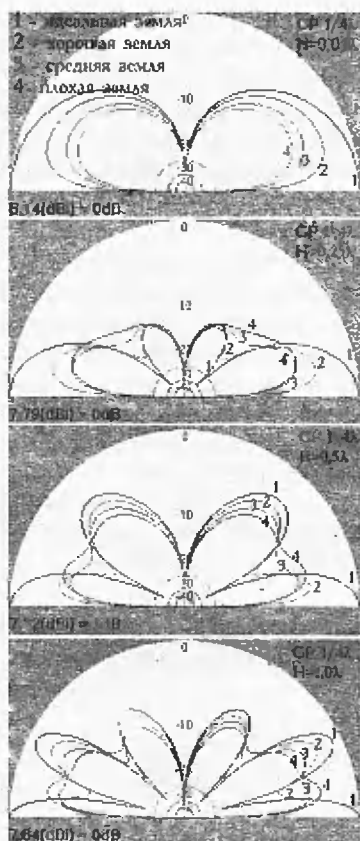


Рис. 3.4.6

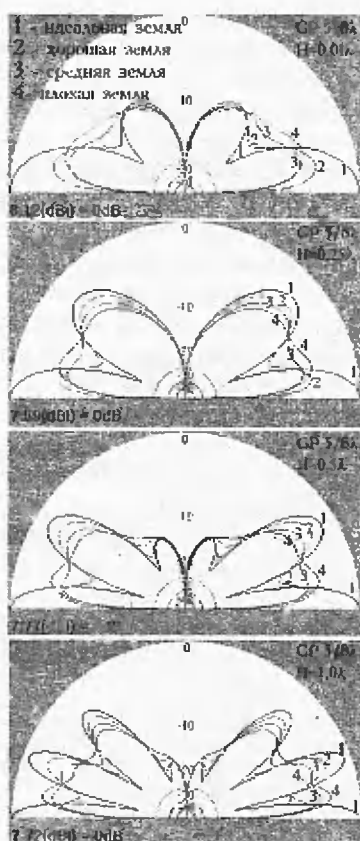


Рис. 3.4.7

Во-вторых — для очень низких углов излучения (примерно ниже 10°) ухудшение качества земли также ведет к снижению излучения вдоль земли. Это влияние второго механизма отличия реальной земли от идеальной — возрастание затухания поверхностной волны по мере ухудшения качества земли. Посмотрите — для углов ниже 10° хорошая земля (ДН с цифрой 2) почти всегда выигрывает. Стоп, скажет внимательный читатель, почему почти? И почему на нижних ДН обоих рисунков ДН для плохой земли (с номером 4) при угле в 10° на несколько децибелл лучше, чем ДН для хорошей земли (с номером 2)? Если внимательно посмотреть эти же ДН при угле в 2° , то хорошая земля все же выиграет. А парадокс того, что для некоторых высот и углов плохая земля оказывается лучше, рассмотрен в следующем абзаце.

В-третьих — для углов $10...30^\circ$ наблюдается нечто странное — цифры потеряли порядок и перепутались. То и дело ДН с номерами 3 и 4 (средняя и плохая земля) оказываются по уровню выше ДН с цифрой 2 (хорошей земли). Что происходит? Обратимся к нижней ДН — рис. 3.4.7. На большой высоте первый максимум ДН (над идеальной землей) направлен очень низко (ниже 10°). При хорошей реальной земле этот первый лепесток пытается вырасти, но максимум настолько низко, что из-за сильного поглощения поверхностной волны этот лепесток получается почти «съеденным» этим поглощением. А выше этого «съеденного» максимума (при углах $10...20^\circ$) лежит минимум, который при хорошей земле минимумом и остается. Поэтому излучение в секторе $10...20^\circ$ получается низким, несмотря на хорошую землю. А для плохой земли, хотя первый лепесток также «съедается» поверхностным затуханием без остатка, но чуть выше по углу (где у хорошей земли идет минимум), из-за «заплывания» минимумов ДН на плохой земле имеется вполне приличное излучение. Поэтому получается парадоксальная ситуация — при чрезмерно прижатом к земле первом лепестке на низких углах ($10...20^\circ$) излучения плохая земля выиграет у хорошей! Этот же механизм ответственен за то, что длинные $5/8\lambda$ GP при средней земле в диапазоне углов $20...40^\circ$ ведут себя не так хорошо, как при плохой. Сравните на рис. 3.4.7 ДН 3 и 4.

В-четвертых, с ростом высоты подвеса штыря даже при плохой земле улучшается излучение под низкими углами. Почему? Дело в меньшем затухании поверхностной волны — чем выше основание штыря над реальной землей, тем дольше идет волна, излученная под низким углом не касаясь поглощающей земли. В результате снижается затухание поверхностной волны и, как следствие, — растет и общее G_a и усиление под малыми углами.

Даже несмотря на то, что при некоторых высотах подвеса ДН имеет не лучшую, многолепестковую форму (см. рис. 3.4.6 и 3.4.7 при высотах $0,25\lambda$ и $0,5\lambda$), и максимум ее расположен под высоким ($40...60^\circ$) углом и, казалось бы, это никуда не годится. Тем не менее, усиление под низкими углами упорно растет с высотой подвеса.

Обратимся к рис. 3.4.8, на котором дано усиление штырей над реальной средней землей в зависимости от высоты подвеса. Причем на этом рисунке дано не максимальное усиление (то есть не в направлении максимума ДН), а усиление под фиксированным зенитным углом в 10° .

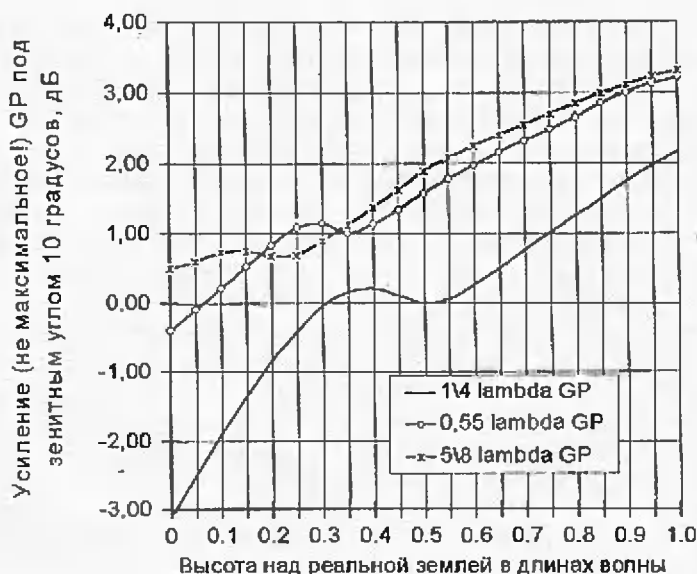


Рис. 3.4.8

Из этих графиков видно, что рост высоты подвеса ГР увеличивает усиление под низкими углами. Выглядит график так, как будто бы на графики рис. 3.4.5 наложен линейный рост усиления с высотой. В принципе так оно и есть — графики 3.4.5 для идеальной земли даны для максимального G_a , направленного при идеальной земле под нулевым зенитным углом. А линейный рост — это как раз и есть снижение затухания поверхностной волны над реальной землей по мере роста высоты подвеса ГР.

Над реальной землей с увеличением высоты подвеса с определенного порога ДН расслаивается на отдельные лепестки, и максимум излучения соответствует уже не первому (низкому), а более высоким лепесткам ДН (см. рис. 3.4.6. и 3.4.7 для высот подвеса более $1/4\lambda$). То есть направлен под высокими углами к горизонту. Из этого некоторые делают совершенно ошибочный вывод, о нежелательности подъема ГР выше того порога, при котором его ДН раздваивается. Это не так, и рис. 3.4.8 это заблуждение опровергает. Например, для $1/4\lambda$ ГР с высоты подвеса в $0,35\lambda$ начинается раздвоение ДН и рост верхнего лепестка. А при высоте в $0,45\lambda$ максимум ДН подпрыгивает до 49° . И, казалось бы, ничего хорошего в этом нет. Однако излучение под углом 10° (и более низкими), тем не менее, не только не падает, но и продолжает расти.

Фокус тут вот в чем. Да, $1/4\lambda$ GP на высоте подвеса $0,5\lambda$ имеет максимум излучения под углом 46° . Но этот вертикал излучает БОЛЬШЕ энергии под углом 10° , чем $1/4\lambda$ GP с высотой подвеса в $0,01\lambda$ с такой, казалось бы, красивой ДН. То есть увеличение высоты подвеса перераспределяет энергию. В низко стоящем GP с красивой ДН и низким максимумом излучения изрядная часть излученной энергии расходуется на обогрев земли (потери поверхностной волны). А если тот же вибратор поднять повыше, то хотя его ДН станет некрасивой с максимумом под $40...60^\circ$, но под низкими углами уйдет *больше* энергии, чем для низко стоящего вертикала. Значит, в уровне сигнала под низким углом мы только выиграли; а та энергия, что раньше терялась бесполезно, теперь идет на излучение под высокими углами. Согласитесь, это более разумное ее применение. То есть не максимум ДН (в направлении низких углов) у высоко стоящего штыря по величине *БОЛЬШЕ*, чем максимум излучения штыря стоящего низко. В этом, собственно, смысл графиков рис. 3.4.8. Небольшие (менее 0,15 дБ) «горбики» на рис. 3.4.8 как раз соответствуют моменту перехода максимума излучения от первого низкого лепестка ко второму, высокому.

Поэтому вертикалы по мере возможности желательно поднимать над землей. Особенно это относится к $1/4\lambda$ GP. Подъем его от 0 до высоты $0,3\lambda$ дает удвоение (+3 дБ) мощности, излученной под низкими углами. Для более длинных штырей прирост при небольшом подъеме не столь значителен. Тем не менее, желательно поднимать любые GP, потому что прирост усиления в области $0...0,15\lambda$ может быть еще больше, чем следует из рис. 3.4.8. Дело в том, что графики 3.4.8 построены в предположении хорошей системы противовесов, полностью экранирующей ближнее поле вертикала от потерь в земле. А на практике это не всегда так, поэтому, в зависимости от количества и качества противовесов, реальное усиление вертикала для высот менее $0,15\lambda$ GP может быть меньше показанного на рис. 3.4.8. Особенно для штыря, непосредственно стоящего на земле. Впрочем, это уже следующий параграф...

А в этом нам осталось только разобраться в двух полярных утверждениях: « $5/8\lambda$ GP всегда лучше, чем $1/4\lambda$ GP» и «при хорошей земле $1/4\lambda$ GP лучше, чем $5/8\lambda$ GP». И то и другое нередко встречаются в любительской литературе. Истина же, как водится, где-то посередине. И ее показывает рис. 3.4.9, на котором дано сравнение ДН $1/4\lambda$ GP и $5/8\lambda$ GP при разном качестве земли. Оба штыря установлены прямо на земле. Видно, что при средней и хорошей земле есть диапазон зенитных уг-

лов, для которых вертикал $5/8\lambda$ оказывается хуже. Причем при хорошей земле этот диапазон весьма широк от 20° до 50° . Но для углов ниже 20° GP $5/8\lambda$ выигрывает в любом случае. И выигрывает много.

Обратите внимание, что хорошая земля (почва) для вертикала это та, которая способна эффективно отражать падающую на нее ЭМВ, т. е. вести себя в большей степени как проводник, а не как диэлектрик. А это, как было описано в параграфе 3.1.2 (не для красоты мы там теорию изучали, а чтобы применять на практике) кроме параметров самой земли σ и ϵ , зависит еще и от частоты отражающейся ЭМВ. Поэтому

одна и та же почва для разных диапазонов может быть и хорошей и плохой землей — проверяйте по формуле 3.1.4.

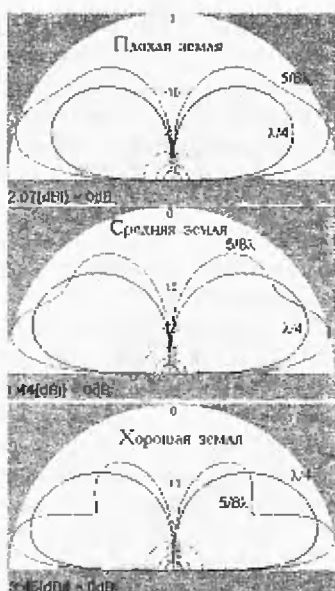


Рис. 3.4.9

3.4.5. Противовесы. Вертикал на земле

По уровню мифотворчества в любительской литературе только вопрос о КСВ может соперничать с вопросом о противовесах. Потому запутанность его превышает все мыслимые пределы и придется разбираться по частям.

3.4.5.1. Противовесы GP, поднятого выше $0,15\lambda$

Вопреки распространенному мнению, поднятые в воздух **противовесы НЕ ЯВЛЯЮТСЯ «ЗЕРКАЛОМ» и НЕ ОТРАЖАЮТ ЭМВ**. ДН GP в свободном пространстве одинакова и вверху и внизу — никакого отражения и экранировки поля дальней зоны (т. е. излученной электромагнитной волны) противовесы не делают! Более того — они **НЕ УЛУЧШАЮТ ИЗЛУЧЕНИЕ ПОД НИЗКИМИ УГЛАМИ К ГОРИЗОНТУ**. В самом деле, как описано в параграфе 3.4.3, излучение под углами ниже 30° формирует отражение от земли в радиусе **ДАЛЬШЕ**, чем минимум полторы высоты вертикала (это если GP на земле, а если он приподнят — то и еще дальше). А противовесы короче.

То есть ДН в вертикальной плоскости GP, приподнятого выше $0,15\lambda$, определяется (кроме высоты подвеса, конечно) исключительно качеством земли (не «искусственной земли» — это физически неточное название системы противовесов встречается, увы, а именно почвы, грунта, подстилающей поверхности) в очень большом радиусе, и практически не зависит от количества противовесов. Это, кстати, позволяет успешно использовать даже сильно укороченные противовесы с удлиняющей, настроечной катушкой (подробнее об этом в разделе 3.7).

В данном случае противовесы играют роль ТОЛЬКО неизлучающего токоприемного устройства. Тут пришло время ответить на вопрос — а почему же все-таки необходимо отсутствие излучения противовесов? Дело в том, что они, как правило, расположены не очень высоко над землей. И поэтому ничего хорошего излучить не могут — только горизонтально поляризованную волну под высоким углом к горизонту. Мало того, что это испортит ДН вертикала, так еще и отберет на излучение в зенит часть энергии передатчика. В результате под низкими углами излучится меньше мощности. Впрочем, если антенна стоит высоко, то можно и допустить излучение противовесов. Иногда это делается специально, например, в угловом вибраторе, который представляет собой $\lambda/4$ GP с одним четверть-волновым же противовесом. Излучение вертикальной и горизонтальной половинок этой антенны и результатом является ДН сложной формы в обеих поляризациях. Но применяется такая антенна только при большой высоте подвеса, где излучение одного горизонтального провода не идет целиком в зенит.

Вернемся к обычному GP с неизлучающей системой противовесов. Симметрии этой системы следует уделить самое пристальное внимание. Подход «раскидать во все стороны проволоки, какие получатся» совершенно неприменим! Результатом станет асимметрия системы противовесов и ее излучение. А излучение низких горизонтальных проводов к тому же активно поглощается землей, поэтому снизится общий КПД антенны.

Итак, если основание GP приподнято выше $0,15\lambda$ (т. е. чтобы ближнее поле вертикала почти не доходило бы до земли) над реальной землей, то совершенно достаточным количеством противовесов будет 2 (диаметрально противоположных — для симметрии). В самом деле — ток вертикала такая система примет успешно, хорошо экранировать ближнее поле штыря ей не надо (это поле в данном случае и так не достает до земли). ДН такого GP в горизонтальной плоскости, вопреки распространенному мнению не вытягивается вдоль противовесов.

сов, а имеет практически круговую форму. Отличие от идеального круга в зависимости от качества земли составляет всего от 0,5 до 0,15 дБ. Если для вас это слишком много, то три противовеса дают вдвое меньшее отличие, а 4 — практически абсолютно круговую ДН. Больше четырех противовесов на GP, приподнятом выше $0,15\lambda$, устанавливать совершенно незачем. А в подавляющем большинстве случаев вполне достаточно и двух.

Любопытно проследить, откуда пошли рекомендации ставить именно 4 противовеса (хотя, повторю, абсолютно достаточно двух) впоследствии растиражированные многими авторами. В журнале *Electronics & Wireless World*, N7/1989 в статье «Elevated vertical antennas» П. Хокер, G3VA описывает, что в 30-е годы прошлого века в Америке приподнятый GP с парой $\lambda/4$ противовесов в линию был разработан на фирме RCA для связи с полицейскими машинами в диапазоне 30...45 МГц. Но отдел продаж фирмы стал жаловаться, что ему не удастся убедить покупателей в том, что антенна с двумя радиалами, имеет круговую ДН в горизонтальной плоскости.

В мире капитала покупатель прав всегда. Поэтому к антенне была добавлена вторая пара радиалов, чтобы антенна одинаково выглядела во все стороны. Такая более понятная потребителям конструкция GP быстро распространилась и стала практически стандартной, хотя лишняя пара радиалов ровным счетом ничего не улучшила в параметрах антенны.

Так что к появлению второй пары противовесов в GP, приподнятом выше $0,15\lambda$, законы антенной техники отношения не имеют. Это законы маркетинга: «Покупатель желает противовесов? Поставим!».

Часто для высоко стоящего GP используют не горизонтальные, а наклонные противовесы (как отрезки яруса растяжек мачты). Конструктивно это гораздо удобнее. Бытующее мнение, что такое расположение противовесов «увеличивает вертикальный угол излучения» корректно не вполне. Дело в том, что ток в наклонных противовесах может быть разложен на две составляющие. Горизонтальную (с которой все точно также как и в случае с горизонтальными противовесами) и вертикальную. А токи вертикальной составляющей во всех наклонных противовесах синфазны. В нашем примере со столбиком из параграфа 3.4.1 представим столбик, стоящий на вершине конического холма. Вода (ток) стекая со столбика на холм на виде сверху (горизонтальная составляющая токов) будет растекаться в разные стороны. А на виде сбоку (вертикальная составляющая токов) — в одну сторону — вниз по скатам холма.

Таким образом, проекция наклонных противовесов на вертикальную ось электрически входит в состав вертикального излучателя. Обратите внимание — в данном случае система противовесов излучает. Но излучает она, как продолжение штыря, вертикально поляризованную волну. Это соответствует тому, что нижний край вертикального излучателя получается несколько ниже точки питания, т. е. получается эквивалентный вертикал, с несколько меньшей высотой подвеса. Отчего, конечно, немного снижается и G_a , и излучение под низкими углами. GP с наклонными противовесами для получения той же самой ДН, что и у GP с горизонтальными противовесами, должен быть приподнят немного выше. А именно, на величину половины проекции наклонных противовесов на вертикальную ось.

Кроме того, наклонные противовесы нежелательно устанавливать так, чтобы их нижняя точка была ниже $0,15\lambda$ над землей. Дело в том, что в таком варианте система противовесов излучает (ее вертикальная проекция как бы является продолжением штыря). И ближняя зона этого излучателя (не самого вертикала) от земли уже ничем не экранируется. Другой системы противовесов для экранирования у нас нет. Вот поэтому, чтобы ближнее поле *излучающей вертикально поляризованную волну* системы наклонных противовесов не «уткнулось» бы в землю (это приведет к возрастанию потерь R_0), и ограничивается минимальная высота таких противовесов над землей. Кстати, приводимая во многих книгах для такого вертикала с тремя наклонными противовесами ДН в виде «клеверного листа» — совершенная неправда. На самом деле ДН такого вертикала в горизонтальной плоскости практически идеально круговая (отличия менее 0,12 дБ). Посмотрите файл ...ANT\HF simple\Vertical\0.25GP with slope radials.maa.

Отдельная настройка в резонанс приподнятых противовесов, как правило, не требуется. Возможная реактивная составляющая входного импеданса противовесов включается последовательно с импедансом штыря. И реактивность (общая всей антенны целиком, с учетом реактивности противовесов) компенсируется при настройке. А способ, которым это делается — размерами ли противовесов, длиной ли вертикала или отдельным СУ, в данном случае особого значения не имеет. Более того, на длинных $0,4...0,625\lambda$ вертикалах весьма часто используются нерезонансные противовесы длиной по $0,1...0,15\lambda$. Ток у таких вертикалов в точке питания невелик, поэтому даже коротких противовесов достаточно, чтобы его принять. А реактивность противовесов, как и было сказано, входит в общий импеданс антенны и компенсируется СУ. Именно так делается большинство СВ-вертикалов.

3.4.5.2. GP и противовесы на земле

Оставив на десерт вопрос о вертикале в диапазоне высот $0 \dots 0,15\lambda$, в этом параграфе рассмотрим случай вертикала, стоящего непосредственно на реальной земле. Противовесы лежат на поверхности земли. Так выполняются GP на низкочастотные КВ диапазоны.

Противовесы в этом случае выполняют несколько функций:

1. Принимают ток вертикала.
2. По мере возможности экранируют проникновение ближней зоны вертикала в землю.
3. В радиусе своего расположения увеличивают эффективную проводимость почвы (поскольку противовесы лежат на почве и по сути являются ее частью), и тем способствуют лучшей ДН в вертикальной плоскости.

Естественно, что многоцелевое устройство одновременно хорошо выполнить все функции не может.

Рассмотрим требования к противовесам, исходя из каждой их функции.

1. Радиал на земле не может принять ток без потерь в отличие от противовеса, поднятого высоко над землей. Дело в том, что четвертьволновый противовес — система резонансная. Причем добротность его в воздухе намного выше, чем на земле. Это понятно — набейте внутренности любой катушки индуктивности землей с активными потерями и посмотрите, как рухнет добротность катушки (поэтому противовес, закопанный в землю, с этой точки зрения еще хуже, чем противовес, лежащий на поверхности земли). Снижение добротности противовеса происходит за счет возрастания потерь или (что одно и то же) протекания части тока со штыря прямо по земле, что приводит к бесполезному обогреву последней. Это R_3 — сопротивление потерь в земле (см. п. 3.1.5). Увеличение числа противовесов снижает R_3 . Для снижения R_3 желательно, чтобы противовесы имели бы электрическую длину в $\lambda/4$. А в данном случае электрическая длина ощутимо больше физической, поскольку противовесы лежат на почве — диэлектрике с большой ϵ (5...30) и поэтому подвергаются сильному (на 20...60% в зависимости от ϵ почвы) укорочению. С точки зрения улучшения этой функции длину противовесов желательно настраивать, добиваясь максимума втекающего в них тока (т. е. добиваясь электрической длины в $\lambda/4$). Хотя и добротность таких противовесов невелика и резонанс тупой (из-за потерь в земле), но лучше такой, чем никакого.

Нерезонансная длина противовесов, лежащих на земле, не дает дополнительной реактивности (как в случае с подняты-

ми противовесами) во входное сопротивление антенны. На поверхности земли нулевой потенциал по определению. Нерезонансная длина противовесов в данном случае приводит лишь к снижению их эффективности как токоприемного устройства и увеличению тока, текущего по земле, т. е. к росту составляющей потерь R_3 .

2. Радиус ближней зоны, как уже не раз упоминалось — $\lambda/2\pi$. Именно такой минимальной физической длины должны быть противовесы для экранирования поля ближней зоны вертикала от реальной земли. Часть ближнего поля просочившегося все же под противовесы, имеет потери на обогрев земли. Это составляющая сопротивления потерь R_0 — тепловые потери в окружающих предметах, лежащих в ближней зоне антенны (см. параграф 3.1.5). Рост числа противовесов снижает R_0 . Что понятно — экран становится более плотный, с меньшими зазорами. Для дальнейшего снижения зазоров иногда соединяют проволочными кольцами концы и середины противовесов. С точки зрения этой функции настройка не требуется, просто экран. И чем плотнее, тем лучше. Идеал — металлический диск с радиусом $0,16\lambda$.

3. Противовес, лежащий на земле, шунтирует собой токи, протекающие по земле, и тем самым повышает суммарную проводимость почвы, т. е. токи, текущие по земле, часть пути проделывают не по самой земле, а по металлу противовесов, что в свою очередь повышает эффективность вертикала. Но, как мы уже видели в п. 3.4.3, на ДН вертикала оказывает влияние качество почвы в очень большом радиусе — до нескольких λ . С этой точки зрения желательно иметь противовесы соответствующей длины, и много. Для выполнения этой функции настройка противовесов не нужна — просто подлиннее и побольше. Идеал — металлический диск с очень большим радиусом (от нескольких λ и больше).

С точки зрения любой из выполняемых противовесами на земле функций, рост их числа желателен. А вот по длине первая и третья функция вступают в противоречие. Но практика показывает, что третья функция (увеличение проводимости почвы) важнее. Поэтому рост длины противовесов тоже полезен.

В зависимости от свойств почвы, высоты самого штыря, длины и числа противовесов возможно множество разных вариантов, рассмотрение которых потребовало бы отдельной книги. Я же ограничусь лишь наиболее употребительными случаями для средней земли.

Первую и вторую причину потерь в земле (т. е. потери R_3 и R_0) MININEC не учитывает (3-я, увеличение проводимости,

почвы от противовесов, учитывается корректно). Учет невозможен и в NEC2 (см. параграф 2.3.1), поскольку моделирование проводов на поверхности земли в нем не предусмотрено. Точный учет противовесов на поверхности земли возможен на базе NEC4. К сожалению, он малодоступен (см. раздел 2.1).

Чтобы иметь представление о потерях в земле (т. е. $R_a + R_o$), в табл. 3.4.1 для случая средней земли дано $R_a + R_o$, Ом (для штыря на поверхности земли).

Чтобы создать корректную модель вертикала на земле в MMANA, необходимо, кроме задания двух радиальных сред (радиус первой должен быть равен желаемой длине противовесов) и количества противовесов окне **Параметры реальной земли**, последовательно с источником включить нагрузку-резистор, имитирующую потери $R_a + R_o$. Величину резистора выбрать из табл. 3.4.1 в соответствии с желаемыми длиной и количеством противовесов. В такой модели получатся корректными и усиление, и ДН, и полоса GP.

Величину сопротивления потерь в земле $R_a + R_o$ можно оценить и экспериментально. Для этого измеряют ВЧ-мостом реальный входной импеданс GP (компенсировав jX_a GP соответствующим последовательно включенным реактивным элементом). И затем сравнить его с рассчитанным в MMANA (без резистора-нагрузки, имитирующего сопротивление потерь в земле). Разница и будет реальным сопротивлением потерь в земле $R_a + R_o$.

На рис. 3.4.10 даны сравнительные ДН $1/4\lambda$ и $5/8\lambda$ GP стоящих на земле при разных системах противовесов. ДН 1 построена для случая 25 противовесов длиной по $0,4\lambda$ (в данном примере все длины — физические). ДН 2 — 25 противовесов по $0,1\lambda$. ДН 3 — четыре противовеса по $0,25\lambda$.

Таблица 3.4.1

СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОТЕРЬ В ЗЕМЛЕ $R_a + R_o$

Физическая длина противовесов, λ	Количество противовесов					
	2	4	12	25	50	100
0,1	38	30	25	20	16	15
0,15	30	20	16	15	12	11
0,2	29	20	15	13	9	9
0,25	28	19	15	12	7	6
0,3	27	18	15	11	6	5
0,35	27	17	14	10	5,5	3
0,4	27	16	13	7	4	1,5

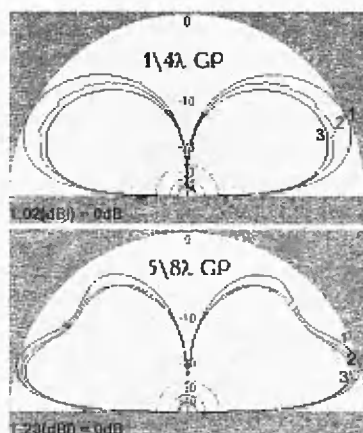


Рис. 3.4.10

Видно, что количество противовесов имеет большее значение, чем их длина. 25 коротких противовесов по $0,1\lambda$ дают лучший эффект, чем 4 по $0,25\lambda$. Хотя увеличение длины дело тоже полезное, ДН 3 (25 радиалов длиной по $0,4\lambda$) выигрывает у ДН 2 (столько же коротких по $0,1\lambda$).

Также видно, что для $5/8\lambda$ GP система противовесов имеет меньшее значение, чем для $\lambda/4$ GP. Так, для последнего улуч-

шение системы противовесов (от простой 3, до сложной 1) дает заметный рост усиления (на 3 дБ). А для $5/8\lambda$ GP та же процедура приносит только чуть более 1 дБ выигрыша. Это, конечно, не означает того, для $5/8\lambda$ GP можно обойтись плохой системой противовесов. Просто улучшение работы $5/8\lambda$ GP при более сложной системе противовесов будет не таким большим как для $1/4\lambda$ вертикала.

Практически же длину противовесов менее $0,15\lambda$ делать нежелательно — меньшая длина не экранирует полностью ближнее поле вертикала от земли. И соответственно растут потери R_0 на нагрев земли ближним полем антенны.

При расположении на поверхности земли симметрии системы противовесов можно уделять меньше внимания, чем при поднятых противовесах — паразитное излучение их асимметрии (с горизонтальной поляризацией, в зенит) полностью поглощается землей. Однако совсем уж асимметричные системы ставить не стоит — хотя паразитного излучения в зенит почти и нет, но на его образование, а затем поглощение землей бесполезно тратится энергия передатчика, т. е. снижается КПД и G_a антенны.

3.4.5.3. Противовесы GP на высоте $0,01...0,15\lambda$

Это по сути переходная зона между случаями, описанными в параграфах 3.4.5.1 и 3.4.5.2. От случая противовесов на земле отличия следующие:

1. Подъем противовесов с земли даже на очень малую высоту снижает потери (R_3 практически исчезает, а R_0 уменьша-

ется) и повышает добротность противовесов. Из-за этого противовесы становятся резонансными и их длина должна быть только $\lambda/4$. Никакая иная длина (скажем, 0,1 или $0,4\lambda$ как в случае на земле) в данном случае нежелательна, поскольку приведет к появлению большой реактивности во входном сопротивлении антенны. Дело в том, что приподнятые противовесы, это уже не земля. И вполне могут иметь ненулевой потенциал в точке питания относительно земли. Чего при небольшой высоте следует избегать.

Причем речь идет об электрической длине в четверть волны. А низко расположенные над землей противовесы имеют из-за сильного влияния земли коэффициент укорочения $K_y = 0,9...0,98$ в зависимости от высоты. Настройка четверть-волновых противовесов в резонанс в данном случае очень желательна. Снижение потерь R_0 повышает G_a антенны. Поэтому подъем противовесов в воздух дело, в общем, хорошее. Однако не будем забывать, что в нашем евклидовом мире всякая палка имеет два конца. И изучим следующий пункт.

2. Приподнятые противовесы уже не могут шунтировать токи, протекающие по земле (металла на земле нет), и не увеличивают проводимость земли. Поэтому никакое увеличение числа приподнятых противовесов не приводит к повышению проводимости земли и связанному с этим улучшению свойств GP (как это происходит при лежащих на земле противовесах). Из-за этого иногда возникает парадоксальная ситуация — подъем противовесов в воздух на небольшую высоту может ухудшить характеристики антенны. То есть возможны (хотя и нечасты) ситуации, когда выигрыш от снижения сопротивления потерь с лихвой перекрывается проигрышем от не улучшения проводимости почвы приподнятыми противовесами. Эта ситуация возможна при плохой земле и большом количестве противовесов. И напротив, подъем противовесов с земли даже на небольшую высоту улучшает характеристики GP на средней и хорошей почве и при относительно небольшом (условно говоря, до десятка) количестве противовесов.

При рассмотрении последней ситуации имелись в виду очень малые ($< 2\%\lambda$) высоты. При дальнейшем увеличении высоты, в соответствии с графиком рис. 3.4.8, идет быстрый прирост G_a , который перекрывает процессы, описанные в предыдущем абзаце.

3. По сопротивлению R_0 от случая вертикала на высоте более $0,15\lambda$ отличие только одно. Ближнее поле вертикала в данном случае достает до земли, поэтому от противовесов требуется экранировка этого поля. Потому как часть ближнего поля

«просочившаяся» под противовесы дойдет до земли, и будет ею частично поглощена — возникнет составляющая сопротивления потерь R_0 (это эффект корректно учитывается утилитой NEC2 for MMANA — см. п. 2.3.1). Поэтому по мере уменьшения высоты подвеса GP с $0,15\lambda$ крайне желательно увеличение числа противовесов, т. е. создание более плотного экрана для ближнего поля вертикала. Степень увеличения числа противовесов (в параграфе 3.4.5.1 мы выяснили, что для вертикала стоящего выше $0,15\lambda$ более 2 противовесов иметь незачем) зависит как от высоты над землей, так и от допустимой величины R_0 .

Например, чтобы над средней землей удержать R_0 в пределах 5 Ом, для $\lambda/4$ штыря при высоте подвеса $0,08\lambda$ достаточно четырех $\lambda/4$ противовесов. А чтобы получить ту же величину R_0 при высоте подвеса $0,01\lambda$, потребуется уже 10 штук $\lambda/4$ противовесов, а при высоте $0,003\lambda$ — более тридцати таких же противовесов. Обратите внимание, в этих случаях будут только равны потери R_0 , но Га штыря с высотой подвеса $0,08\lambda$ все равно будет выше за счет меньшего затухания поверхностной волны — см. рис. 3.4.8.

Противовесы короче $\lambda/4$ (т. е. дающие реактивность в общий входной импеданс антенны), в принципе, при высотах подвеса $0,1...0,15\lambda$ использовать можно. Однако иметь их короче $0,15\lambda$ не рекомендуется. Меньший радиус противовесов будет недостаточен для экранировки ближнего поля вертикала, и поэтому возрастут потери R_0 .

3.4.5.4. Настройка противовесов

Какие противовесы надо настраивать? Практически все. Исключение — лежащие прямо на земле (или неглубоко закопанные) противовесы, электрическая длина которых явно далека от $\lambda/4$. Тут настройки никакой не требуется — числом больше и все.

Приподнятые же противовесы надо настраивать всегда. Разделим два случая:

1. Радиалы не равные по длине $\lambda/4$, т. е. противовесы с реактивностью, которая добавляется во входной импеданс антенны. Значит, антенна спроектирована для работы с противовесами именно такой длины, и резонирует только с ними, с учетом их реактивности. В этом случае отдельная настройка противовесов не требуется. Антенна настраивается вся целиком (размерами вертикала, противовесов или параметрами СУ в точке питания). В этом варианте важно не забыть устройство

подавления синфазного тока оплетки, иначе скорее всего антенну настроить не удастся (см. раздел 3.6).

2. Радиалы с электрической длиной $\lambda/4$, т. е. система противовесов с нулевой реактивностью. При проектировании антенны принималось, что в точке питания — нулевое напряжение по ВЧ и нулевая реактивность (например, в MMANA вертикал прямо на поверхности земли). Тут отдельная настройка противовесов необходима, иначе входной импеданс антенны будет далек от ожидаемого.

Также имеет смысл настроить в резонанс лежащие на земле противовесы, если их электрическая длина около $\lambda/4$ — можно немного уменьшить составляющую сопротивления потерь R_3 . Проблема тут только в том, что степень укорочения противовесов на земле заранее неизвестна, и электрическая длина $\lambda/4$ вполне может соответствовать физической $0,15...0,2\lambda$ (зависит от свойств земли). То есть противовесы лежащие на земле всегда желательно посмотреть на предмет того, не близки ли они к четвертьволновому резонансу, и если да, то подогнать их туда.

Иными словами — $\lambda/4$ радиалы всегда надо отдельно настраивать. Методов настройки есть немало, я приведу только три наиболее простых и употребительных в любительской практике.

1. Известно, что на расстоянии $\lambda/4$ от разомкнутого конца имеется максимум тока. На этом и основан следующий метод. На настраиваемый противовес (он нормальным образом подключен к антенне) у точки соединения всех противовесов надевают небольшое ферритовое кольцо с проницаемостью 20...50. На этом кольце имеется обмотка из 20...50 (некритично) витков через ВЧ диод нагруженная на любой стрелочный прибор. А параллельно обмотке включен резистор 20...75 Ом (также некритично). Это простейший датчик ВЧ тока.

Изменяя длину противовеса, добиваются максимальных показаний прибора. Эту процедуру надо поочередно проделывать со всеми противовесами.

Распространенной ошибкой при использовании этого способа является надевание измерительного кольца не на отдельный противовес, а на провод, идущий от точки питания в точку соединения всех противовесов. В этом случае максимум тока также достигается, но это вполне может быть ток 1...2 противовесов, а остальные останутся ненастроенными!

2. Известно, что на конце резонансной $\lambda/4$ линии имеется максимум напряжения. Его и добиваются в этом методе. В качестве индикатора напряжения используется неоновая лампа,

временно закрепленная одним из выводов (можно и без непосредственного контакта, достаточно связи через емкость изоляции) на конце противовеса. Резонанс противовеса соответствует максимуму свечения. Процедура также выполняется для всех противовесов. Если есть много ламп, то можно закрепить их сразу на всех противовесах — это удобно и очень красиво выглядит. И заодно видно, какие противовесы лучше настроены.

3. Для следующего метода потребуется ВЧ мост (прибор в антенных измерениях и настройке крайне полезный и иметь его очень желательно). От готовой антенны отключаются два диаметрально противоположных противовеса как полуволновой диполь и подключаются к прибору. Изменяя одинаково размеры обеих половинок-противовесов этого диполя, добиваются резонанса на рабочей частоте (заодно можно посмотреть — насколько острый этот резонанс и качественно оценить добротность противовесов). Эту процедуру выполняют для всех пар противовесов. Этот метод имеет некоторые ограничения. Во-первых, он неприменим при нечетном числе противовесов (например, 3 через 120°). Во-вторых, он дает неважные результаты, если половинки диполя находятся в разных условиях. Скажем, один противовес пары целиком лежит на крыше, а второй наполовину выдвинут в воздух за край крыши. В таких условиях настройка одинаковым изменением длины обоих противовесов приводит к ошибке, и более надежные результаты дают первые два метода.

Пример настройки противовесов и влияния земли

Система противовесов вертикала на 7 МГц состояла из 6 радиалов. При расположении противовесов непосредственно на крыше из железобетона, залитой смолой, их резонансная длина составила по 6,5 м (очень большое укорочение — влияние крыши) с тулым, размытым резонансом. Подъем всех противовесов на высоту 15 см над крышей привел к тому, что резонансная длина противовесов возросла до 9 м (уже намного меньшее укорочение, K_u около 0,9), а резонанс стал заметно более острым. При высоте же до 0,4 м над крышей резонансная длина составила 9,5 м, с еще более острым резонансом.

Как показывает практика, при размещении длинных противовесов на крышах зданий следует стремиться выносить радиалы (или, в крайнем случае, их дальнюю половину) за габарит дома, хотя бы на 0,5...1 м (скажем, на деревянных распорках) — это заметно повышает добротность противовесов и снижает потери R_3 .

И в завершении замечу, что противовесы вполне допустимо изгибать и укорачивать, адаптируя их под местные условия.

Форма противовеса может быть самая разная. Посмотрите в разделе 3.7 разнообразные укороченные антенны — любой описанный там вертикал (или половинка диполя) может служить резонансным противовесом. Но не забывайте, что в любом случае система противовесов должна обладать осевой симметрией — для исключения излучения системы противовесов.

3.4.6. Влияние земли на входное сопротивление и полосу пропускания GP

Под воздействием поля «зеркального» вибратора (т. е. поля, отраженного от земли) поле вокруг реального вибратора изменяется. Это приводит к небольшому изменению распределения тока в нем и, как следствие, к изменению входного импеданса.

Как меняется активное входное сопротивление на резонансе $\lambda/4$ GP с 4 резонансными $\lambda/4$ противовесами в зависимости от высоты его основания над землей показано на рис. 3.4.11.

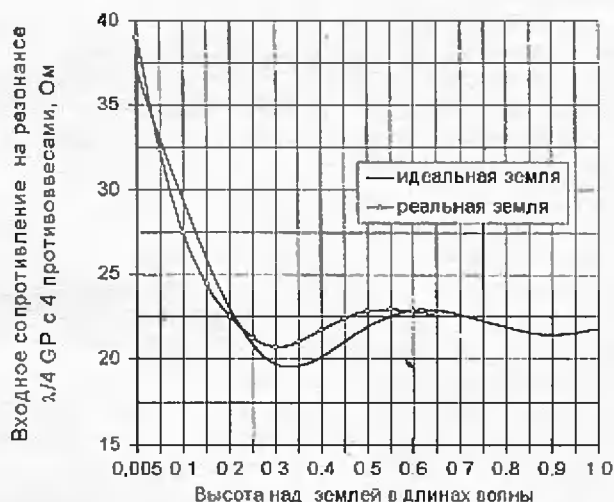


Рис. 3.4.11

Рассмотрим график, соответствующий идеальной земле. Так как «зеркальный» вибратор возбужден синфазно, то при приближении к нему (т. е. к земле) входное сопротивление R_a растет, достигая максимума в 37 Ом у поверхности земли. Мы видим типичный для таких зависимостей колебательный гра-

фик, постепенно затухающий вблизи R_a этого же GP в свободном пространстве (22 Ом). Но в отличие от горизонтального вибратора, максимум достигается у поверхности земли (наиболее сильное влияние синфазного «зеркального» вибратора). Меньшее влияние синфазного вибратора (чем противофазного, для случая горизонтального вибратора) приводит к тому, что уже выше $0,5\lambda$ колебания R_a с высотой становятся почти незаметными.

Обратимся теперь к графику для случая реальной (средней) земли. Пусть вас не обманет его близость к графику идеальной земли. В данном случае для малых высот он описывает иные процессы. Предположим (временно), что сопротивления потерь R_0 ближнего поля в земле нет. Поскольку земля реальная, то амплитуда токов в «зеркальном» вибраторе будет меньше, чем в случае идеальной земли. А это уменьшение амплитуды обязано привести к уменьшению размаха колебаний графика рис. 3.4.11. Это понятно, чем ниже ток в «зеркальном» вибраторе, тем меньше его влияние на входное сопротивление антенны. В случае нулевого тока в «зеркальном» вибраторе (свободное пространство) график вообще не будет иметь колебаний, и будет прямой линией. Это уменьшение размаха (минимумы становятся больше, максимумы — ниже) мы и наблюдаем на графике реальной земли для диапазона высот $0,15...0,6\lambda$. Выше графики практически сливаются — на таких высотах земля влияет мало на входное сопротивление. А почему на участке $0,05...0,15\lambda$ размах не только не уменьшается вниз, но и растёт?

А вот тут вспомним про R_0 . Если бы его не было, то график для реальной земли $0,05...0,15\lambda$ шел бы ниже графика идеальной. И при минимальной высоте составил бы около $25...30$ Ом. Но R_0 (тепловые потери ближнего поля в земле) конечно есть. И быстро растут с уменьшением высоты. R_0 добавляется ко входному сопротивлению и поэтому с уменьшением высоты график упрямо идет вверх. И при высоте около $5\% \lambda$ уходит выше графика для идеальной земли. Поэтому ход графика для реальной земли для высот ниже $0,15\lambda$ зависит не только от качества земли, но и от количества и длины противовесов (они, как мы рассмотрели в параграфе 3.4.5.3, влияют на R_0).

MININEC (и, следовательно, MMANA) при вычислениях входного импеданса полагают землю идеально проводящей. Поэтому график 3.4.11 для случая реальной земли получен при помощи NEC2 for MMANA (см. параграф 2.3.1). Учет противовесов, лежащих на земле, в NEC2 невозможен, поэтому минимальная высота на рис. 3.4.11 ограничена $0,5\% \lambda$. Однако не надо

особых познаний, чтобы сообразить, что при опускании противовесов на землю еще немного возрастет R_0 и прибавится R_3 . Поэтому суммарное $R_{\text{вх}}$ GP станет еще выше. Естественно за счет возрастания потерь ($R_0 + R_3$) и соответствующего снижения G_a и КПД антенны.

Реактивная часть входного импеданса jX_a для $\lambda/4$ GP с 4 резонансными $\lambda/4$ противовесами в зависимости от высоты изменяется так, как показано на рис. 3.4.12. На этом рисунке показано насколько и в какую сторону сдвигается резонансная частота над реальной, средней землей. Мы видим знакомый колебательный график. Заметный сдвиг частоты есть лишь при высотах меньших $0,3\lambda$. И относится он, прежде всего, к увеличению емкости противовесов на землю (и соответственно, понижению их резонансной частоты). Выше же из-за более слабого влияния синфазного «зеркального» вибратора сдвиг очень невелик и не превышает 0,2%. Видно также, что распространенное мнение о том, что резонансная частота антенны линейно возрастает с высотой, неверно. Например, в диапазоне высот $0,15...0,45\lambda$ резонанс антенны сдвигается вниз (хотя и совсем мало — на 0,7%).

Изменение относительной полосы пропускания BW импеданса $\lambda/4$ GP с 4 резонансными $\lambda/4$ противовесами по уровню КСВ < 2 от высоты подвеса показано на рис. 3.4.13. Полоса вычислялась при идеальном согласовании с линией питания на резонансной частоте. Выше $\lambda/2$ колебания графика быстро затухают у отметки 3,17% (относительная BW этой антенны в свободном пространстве). Возрастание BW с уменьшением высоты от $0,25\lambda$ связано как с влиянием «зеркального» вибратора (с приближением к синфазно возбужденной антенне входной импеданс и полоса растут), так и с ростом потерь в земле.



Рис. 3.4.12

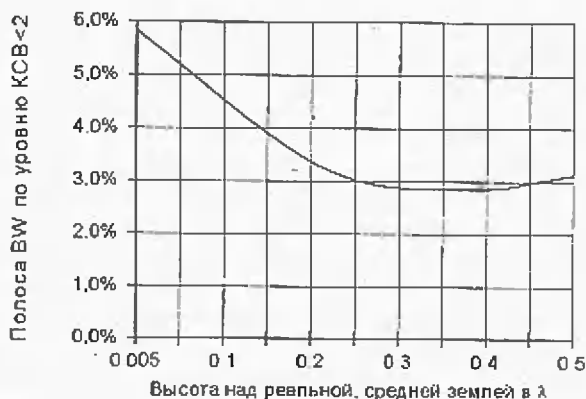


Рис. 3.4.13

Любопытно отметить, что при переходе от идеальной к реальной земле графики 3.4.12 и 3.4.13 практически не меняются. Это следствие тех же самых причин, что делают очень похожими графики $R_{\text{вх}}$ от высоты (рис. 3.4.11) для реальной и идеальной земли.

3.4.7. Сложная земля

В этом параграфе много общего с уже рассмотренным нами влиянием сложной земли на горизонтальный вибратор (см. параграф 3.3.5). Физика процессов, в принципе, та же самая.

На рис. 3.4.14 показаны ДН $\lambda/4$ GP с четырьмя горизонтальными $\lambda/4$ противовесами над сложной (как на рис. 3.3.14) землей при разном расстоении вертикала от границы сред. Первая среда — плохая земля, высотой 0 м. Высота основания GP над первой средой $\lambda/4$. Вторая среда — хорошая земля, лежащая на $0,1\lambda$ ниже первой.

Видно, что влияние сложной земли практически такое же, как и на горизонтальный диполь (см. рис. 3.3.15). Точно также в направлении второй среды имеется угол влияния $\alpha_{\text{вп}}$. Величина этого угла определяется графиком рис. 3.3.16.

Однако есть и отличия. Первое — для GP высота H (для рис. 3.4.14 и 3.3.16 в применении к GP) это не высота подвеса основания вертикала над землей 1, а высота верхнего конца вертикала над землей, т. е. в данном случае H это сумма высоты подвеса и длины вертикала. Отсюда следует важный для практики вывод — *длинные вертикалы чувствительны к более удаленным от антенны участкам земли, чем короткие (при равной высоте противовесов над землей)*. Это означает,

что для более длинного вертикала отражение от земли, формирующее ДН под данным зенитным углом, идет дальше, чем у короткого под тем же углом.

Пример. Основание первого вертикала приподнято над землей на $0,1\lambda$. Вертикаль имеет высоту $0,2\lambda$ (слегка укороченный). Определим, на каком удалении от него идет отражение от земли, определяющее ДН под зенитными углами $20...5^\circ$. То есть мы хотим узнать, где именно располагается та земля, качество которой определяет излучение вертикала под упомянутыми углами.

Из графика рис. 3.3.16 следует, что диапазон L/H , соответствующий углам $20...5^\circ$, это от 2,5 до 12. В данном случае

$$H = 0,1 + 0,2 = 0,3\lambda.$$

Умножая H на найденные значения L/H получим, что L от 0,75 до $3,6\lambda$. Параметры земли на расстояниях от 0,75 до $3,6\lambda$ определяют вид ДН нашего GP в секторе от 20 до 5 зенитных градусов.

Вертикал 2 поднят на такую же высоту, но имеет длину $5,8\lambda$. Проделав те же вычисления видим, что в данном случае для тех же самых зенитных углов $20...5^\circ$ работает земля на расстояниях от 1,8 до $8,7\lambda$.

То есть, хотя у более длинного вертикала земля влияет меньше (см. параграф 3.4.5.2), но зато в значительно большем радиусе.

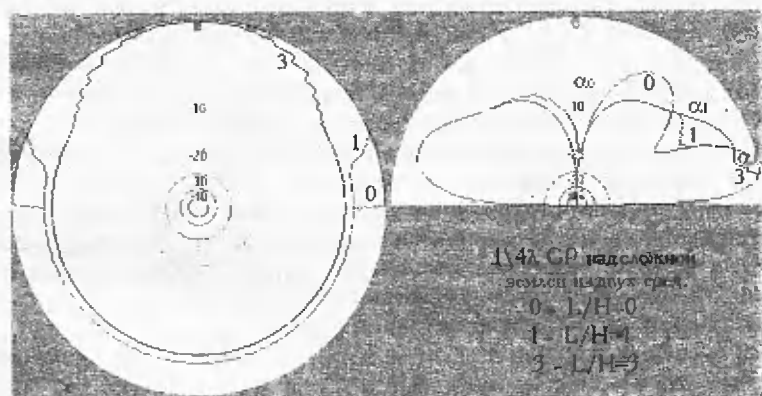


Рис. 3.4.14

Вторым отличием от случая с горизонтальным диполем является то, что ДН вертикала переходит от одной среды к другой не резким скачком, а растянутым переходным сектором (зубцы на рис. 3.4.14).

Третьим отличием является то, что для вертикальной антенны отдаленные участки земли, улучшающие ДН, это участки с хорошим качеством земли (вода, солончаки, влажные почвы,

неглубокая сеть подземных металлоконструкций), а высота их играет меньшую роль, чем для горизонтальной антенны.

Как и в случае горизонтальной антенны, эти участки могут быть как явно видимыми, так и скрытыми от глаз слоем почвы (подпочвенные структуры оказывают влияние, если глубина их залегания меньше глубины проникновения ВЧ данной частоты тока в почву).

Так же как в параграфе 3.3.5, удаленные от антенны участки земли могут как улучшить излучение под низкими углами, если их качество как отражающей земли хорошее, так и ухудшить, если их качество плохое.

Именно качество почвы (как отражающей земли) на весьма значительном (в несколько λ) удалении от GP (точнее — см. рис. 3.3.16) и определяет эффективность излучения вертикала под низкими зенитными углами. Поэтому установить GP непосредственно на почве с плохой проводимостью (например, сухом песке или каменистой почве) — идея негодная. Даже если вы положите сотню радиалов, они ни на йоту не улучшат качество почвы на больших расстояниях от штыря, где и идет отражение от земли, формирующее ДН под низкими зенитными углами. Усиление-то при большом числе радиалов возрастет. Но усиление под высокими зенитными углами (см. верхние ДН на рис. 3.4.6 и 3.4.7). А там, где нам нужно, (под низкими углами) оно останется точно таким же малым, как и было — ведь земля на большом удалении от антенны осталась той же самой. Напротив, на хорошей (в радиусе многих λ) земле GP будет весьма эффективно излучать под низкими углами, даже несмотря на небольшое число радиалов.

Что же делать, если почва в месте установки GP плохая (песок, асфальт, городские районы, мерзлота)?

- Если нет возможности почву в радиусе нескольких λ улучшить (смочить, посыпать минеральной солью), то от установки вертикала прямо на земле следует отказаться — ничего хорошего из этой затеи не выйдет. Под низкими углами антенна будет работать плохо.
- Значительного улучшения работы GP под низкими углами можно добиться, поднимая его над землей (см. графики рис. 3.4.8). Рост высоты подвеса быстро увеличивает излучение под малыми углами даже на очень плохой земле.
- Если не очень далеко от места установки антенны присутствуют участки, способные улучшить ДН (вода, низины, солончаки, обрывы, склоны и т. п.), то имеет смысл поднять GP над землей как минимум настолько, чтобы антенна «увидела» эти участки (см. параграф 3.3.5).

Последнюю рекомендацию имеет смысл выполнять, даже если земля под антенной средняя и хорошая,— возможно получить выигрыш под низкими углами в направлении участков качественной земли.

Осталось ответить на вопрос — почему столько времени и бумаги (полных два раздела) потрачено на изучение, в общем-то, очень несложных антенн — симметричного и несимметричного вибратора? Дело в том, что эти простые антенны являются базой почти всех конструкций более сложных антенн. В большинстве антенн удастся обнаружить хоть какой-нибудь вибратор, родственник одному из рассмотренных разделов 3.3 и в этом. А кроме того, физические процессы, так подробно описанные в этих разделах, имеют самое непосредственное отношение ко всем без исключения антеннам. В дальнейшем нигде (кроме специальных случаев) при рассмотрении конкретных антенн я не буду останавливаться на вопросах влияния земли на параметры антенны, высоты подвеса, коэффициента укорочения, количества противовесов и т. п. Все, написанное в разделах 3.3 и 3.4, так или иначе относится ко всей антенной технике. Не каждый раз непосредственно в цифрах, но как суть физических процессов — всегда.

3.5. Согласование антенн

Согласование изменением размеров антенны. СУ на сосредоточенных LC элементах. Согласование одним отрезком линии. Четвертьволновые трансформаторы. Согласование двумя последовательными отрезками линий. Линия с переменным волновым сопротивлением. Ферритовые трансформаторы. СУ на двух последовательно — параллельно включенных отрезках линии. Согласование последовательным (или параллельным) сосредоточенным элементом. Т-согласование. Гамма-согласование. Омега-согласование. Полоса согласования. Широкополосное согласование. Широкополосное согласование параллельным LC контуром в точке питания. Широкополосное согласование последовательным LC контуром через $\lambda/4$ отрезок линии. Широкополосное согласование вибраторов с гамма- и омега-согласованиями. Широкополосное согласование антенн с параллельным сосредоточенным элементом. Расширение полосы нерезонансных вибраторов с гамма- и омега-согласованиями.

Как было описано в разделе 3.2, весьма желательно, чтобы нагрузка линии передачи (т. е. антенна) имела бы чисто активное входное сопротивление равное волновому Z_0 используемой линии. Цель — получить в линии КСВ = 1. С линиями все более-менее определению — почти исключительно используются стандартные промышленные линии (коаксиальные кабели 50 и 75 Ом, двухпроводные линии 300, 450 и 600 Ом). А вот с антеннами хуже. Антенна — устройство физическое. Ее входной импеданс зависит от множества причин: размеров, формы, конструкции, высоты подвеса, материалов, качеств земли и т. д. — и редко сразу после изготовления совпадает с волновым сопротивлением линии. Приходится принимать специальные меры, чтобы и линия «видела» бы перед собой согласованную нагрузку, и мощность бы целиком передавалась в антенну. Эти меры именуются согласованием антенн и включают в себя целый ряд различных приемов, которые мы сейчас и рассмотрим.

3.5.1. Согласование изменением размеров антенны

Самый простой и распространенный метод — изменение размеров антенны. Как следует из графиков 3.3.4, 3.3.6 и 3.4.3 реактивная часть входного импеданса антенны (jX_a) очень сильно изменяется в обе стороны при весьма небольшом изменении размеров антенны. Поэтому таким изменением легко

компенсировать влияние всех факторов и добиться $jX_a = 0$. Этот процесс именуется настройкой антенны на рабочую частоту. Если активная часть входного импеданса антенны $R_a = Z_0$, то достигается $KCB = 1$ и ничего более не требуется. Кстати, именно поэтому многие антенны изначально проектируются таким образом, чтобы R_a было бы равно или близко к волновому сопротивлению Z_0 линии питания. В некоторых типах антенн (рамочных, например) есть возможность изменением формы подстроить R_a .

Однако возможность подстроить R_a только геометрией антенны есть не всегда. Нередко R_a кардинально отличается от Z_0 и никакими манипуляциями с антенной к нему не сводится. Более того, часто входной импеданс антенны имеет заметную реактивность, устранить которую изменением размеров антенны по каким-то соображениям может быть невозможным (например, использование одного вибратора на нескольких диапазонах).

Тут уместно заметить, что не следует относиться к антенне, имеющей комплексный входной импеданс $Z_a = R_a + jX_a$, отличающийся от Z_0 , как к плохой, компромиссной, «инвалидной». А к антенне, имеющей $Z_a = Z_0$, как к единственно правильной. Эффективность антенны как излучателя ЭМВ зависит от ее размеров, распределения тока, высоты подвеса, усиления, КПД. Но от входного импеданса эффективность антенны **не зависит**. Вернее на Z_a упомянутые причины влияют, конечно. Но обратной зависимости нет — хорошо излучающая, высокоэффективная антенна, в принципе, может иметь **какой угодно** входной импеданс.

Основная функция антенны — излучить-принять ЭМВ. И сделать это с нужными нам ДН и G_a . А то, что некоторые (50, 75, 300, 450, 600 Ом) сопротивления мы считаем «правильными» (причем лишь по той хлипкой причине, что с этими сопротивлениями выпускаются линии передачи) антенна и знать не знает. Для нее «правильным» является комплексно-сопряженное с Z_a комплексное выходное сопротивление генератора (активные и реактивные части равны, а реактивные части противоположны по знаку), которое в строгом соответствии с Z_a тоже может быть каким угодно. То, что генератор у нас внизу и к антенне подключена какая-то линия (или СВ), антенну не заботит. Не это ее основное дело.

Но, конечно, можно постараться нагрузить на антенну еще и дополнительную функцию — иметь $Z_a = Z_0$. Но это уже компромисс — совмещение двух функций. А хорошо известно, что многофункциональные устройства всегда уступают специали-

зированным. Можно, конечно, пассатижами заодно и гвозди забивать, но молоток с этим справится лучше.

При проектировании антенн отсутствие необходимости добиваться $Z_a = Z_0$ дает конструктору дополнительную степень свободы. Позволяет добиваться оптимального распределения токов, нужной ДН, многодиапазонности, оптимальной привязки формы антенны к местным условиям, «выжимать» предельное усиление, и все это не оглядываясь на Z_a .

Итак, оставив антенне антенново (излучение, Ga, ДН, возможность размещения в имеющемся пространстве), согласование Z_a с Z_0 отдадим специально для этого приспособленным согласующим устройствам (СУ), описаниям разных видов которых и посвящены все остальные параграфы этого раздела. Подчеркну — в этом разделе речь идет **только о СУ, включаемых в точку питания антенны** — между линией и антенной. Вопросы же относящиеся к СУ, включенному внизу, между передатчиком и линией питания, рассмотрены в разделе 3.2 (и еще будут рассмотрены в главе о многодиапазонных антеннах, в разделе 5.1).

3.5.2. СУ на сосредоточенных LC элементах

Как правило, нужная относительная полоса антенны (в пределах одного диапазона) относительно мала в сравнении со средней частотой — единицы процентов. Поэтому для трансформации Z_a в Z_0 можно использовать резонансную цепь на сосредоточенных L и C элементах. Радиолюбителями используется большое количество разных схем СУ, что может создать обманчивое впечатление громадного разнообразия и сложности вопроса. На самом же деле все весьма просто — любой произвольный комплексный импеданс Z_a может быть трансформирован в любое необходимое Z_0 при помощи LC цепи всего лишь из двух элементов (больше — *совершенно* незачем).

Откройте **MMANA — Сервис — Сервис и Установки — СУ на LC** (рис. 3.5.1).

Введите частоту, Z_0 (на рисунке обозначено как $R_{\text{ФИДЕРА}}$) и Z_a (на рисунке обозначено как $R_{\text{АНТ}}$ и $jX_{\text{АНТ}}$) и сразу получите рассчитанную схему СУ. Можно даже и не вводить ничего — если вы приходите в это окно после расчета антенны, то нужные величины будут подставлены автоматически.

В окне **Вид** можно выбрать желаемую конфигурацию схемы СУ: конденсатор в параллельной или в последовательной ветви. Это может иметь значение при использовании КПЕ с заземленным ротором. В зависимости от сочетания Z_0 и Z_a схема СУ бывает и чуть иной: параллельный элемент может быть

подключен не к антенне, а к фидеру. Кроме того, это не обязательно будет L и C, возможно, что СУ будет состоять из двух конденсаторов или из двух катушек. Обо всем этом вам не придется заботиться — все будет сделано автоматически.

Если вы не знаете Z_a , то придется его измерить ВЧ-мостом либо непосредственно в точке питания антенны, либо через линию питания (потом пересчитать, как описано в п. 3.5.3).

В крайнем случае, такое СУ можно настроить и экспериментально, пользуясь одним лишь КСВ-метром, включенным между питающей линией и СУ. Правда, для этого должна быть доступна точка питания антенны (или антенна должна быть подключена через полуволновой кабельный повторитель).

Методика следующая:

1. Берется простейшее Г-образное СУ, сделанное специально для настройки: КПЕ с большим перекрытием (обычный, с заземленным ротором и небольшим зазором) и вариометр (или обычная катушка с множеством отводов).

2. Включаем сначала конденсатор СУ на выход — параллельно неизвестной нагрузке. Катушку ставим «на глазок» (первоначальная ее величина не очень важна). Вращаем ротор КПЕ до минимума КСВ (он не будет 1). Запоминаем величину этого минимума.

3. Уменьшаем катушку на виток-полвитка (в зависимости от диапазона) и снова крутим КПЕ до получения нового минимума КСВ. Если это значение меньше минимума, полученного в предыдущем пункте — вы идете верной дорогой, продолжайте понемногу уменьшать катушку (не забывая подстраивать КПЕ) пока КСВ не станет равным 1. Если же нет — катушку надо увеличивать.

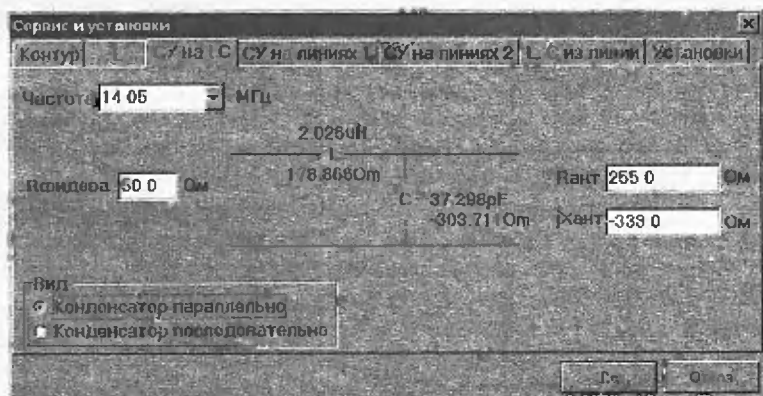


Рис. 3.5.1

4. Если упорно не выходит — переключите КПЕ параллельно входу и повторите пункты 2 и 3. Если и это не поможет — замените катушку вторым КПЕ (а в случае сильно укороченной антенны (с большой емкостной составляющей $-jX_a$) — КПЕ второй катушкой).

Это описывать долго, а реально при некотором навыке это занимает очень немного времени. Потом просто замените вариометр и КПЕ постоянными L и C — и СУ готово. Удобно иметь градуированный вариометр и КПЕ со шкалой (большинство дешевых цифровых тестеров ныне имеет режим измерения емкости и делается градуировка очень быстро).

Реактивная мощность, используемых в таком СУ элементов, должна быть в Q_n раз выше мощности передатчика. Q_n — нагруженная добротность системы. СУ-антенна, которую можно примерно оценить как $Q_n = (X_a + R_a)/Z_0$. В большинстве практических случаев Q_n не превышает нескольких единиц (в наиболее тяжелых доходит до 20...50). К тяжелым случаям относятся — близость точки питания к максимуму напряжения, согласование сильно укороченных антенн, большое отношение X_a/R_a .

Ориентировочно можно считать, что L и C должны выбираться примерно так же, как для П-контура лампового передатчика соответствующей мощности.

КПД такого СУ такой же как и у любого нагруженного LC контура, зависит от холостой добротности Q_{xx} элементов (в первую очередь катушки):

$$\eta_{\text{СУ}} = 1 - \frac{Q_n}{Q_{xx}}. \quad (3.5.1)$$

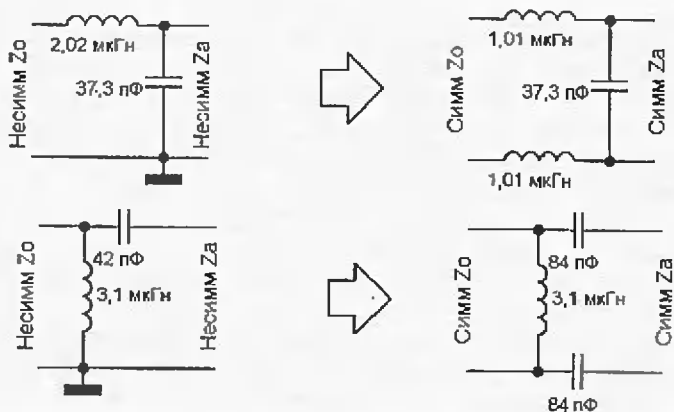


Рис. 3.5.2

Полученная схема СУ справедлива для несимметричной линии передачи (коаксиала, например), подключенной к несимметричной же антенне. В случае же использования симметричных линии и антенны над полученной в MMANA схемой СУ надо проделать небольшую косметическую операцию: элемент, стоящий в последовательной ветви, разделить на два одинаковых (если это L , то на две катушки вдвое меньшей индуктивности, а если C — на два конденсатора вдвое большей емкости) — и включить по одному последовательному элементу в каждый провод линии. Элемент, подключенный параллельно, остается без изменений. Показывает это преобразование рис. 3.5.2, на котором слева даны схемы пары вариантов СУ для несимметричной линии (и антенны), а справа — их аналоги для симметричной. Отмечу, что такое СУ хотя и *симметричное*, но не *симметрирующее*. О симметрировании и устройствах для этого речь впереди — в разделе 3.6.

3.5.3. Согласование одним отрезком линии. Четвертьволновые трансформаторы

Как упоминалось в параграфе 3.2.1, отрезок линии трансформирует импедансы. А это как раз то, что и требуется от СУ. Но не стоит чрезмерно радоваться — линия трансформирует импедансы, так как ей положено по физике ее работы. А не так как нам хочется. Поэтому такое согласование возможно не всегда. Даже прямо скажем — редко возможно. Однако его предельная простота привлекает, и поэтому всегда имеет смысл рассмотреть вопрос — а не получится ли в данном конкретном случае согласовать антенну одним куском кабеля.

Надо отметить, что такое согласование возможно только в том случае, если волновое сопротивление линии Z_0 , используемой для согласующего отрезка, отличается от волнового сопротивления основной линии Z_1 , идущей к передатчику. Если основная линия, например кабель 50 Ом, то согласующий отрезок ни в коем случае не может быть тоже 50 Ом. То есть невозможно согласовать антенну простым изменением длины питающего кабеля.

Если $Z_0 < Z_1$, то:

- При длине согласующего отрезка $0 < L < \lambda/4$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a < Z_1$ и $jX > 0$.
- При длине $\lambda/4 < L < \lambda/2$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a < Z_1$ и $jX < 0$. Например, таким образом можно согласовать укороченную антенну, имеющую $R_a < Z_1$ и емкостную jX_a .

Если $Z_0 > Z_1$, то:

- При длине согласующего отрезка $0 < L < \lambda/4$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a > Z_1$ и $jX < 0$.
- При длине $\lambda/4 < L < \lambda/2$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a > Z_1$ и $jX > 0$.

Каким образом рассчитать такое согласование?

- В MMANA вычисляете $Z_a = R_a + jX_a$ вашей антенны (или узнаете его как-то иначе, скажем, измерьте на реальной антенне ВЧ-мостом).
- **MMANA — Сервис — Сервис и Установки — СУ на линиях 1.** В открывшемся окне нас сейчас интересует верхняя половина — **Согласование и трансформация одним отрезком линии** (см. рис. 3.2.1).
- Ставите птичку в окошке **Фиксировать R_1** , а в полях R_1 и X_1 — волновое сопротивление основной линии Z_1 и ноль соответственно.
- В окне **Линия**, вручную подбирая волновое сопротивление согласующего отрезка Z_0 и его длину, пытаетесь получить в окнах **RL** и **XL** значения равные R_a и X_a соответственно. Приведенные в начале этого параграфа сведения в этом помогут. При изготовлении СУ не забудьте учесть еще и коэффициент укорочения линии — данное окно MMANA работает с электрической длиной линии.

Если вы планируете использовать антенну как многодиапазонную (что возможно иногда при некоторых размерах антенны и согласующего отрезка линии), то непосредственно в MMANA процесс подбора длины линии на разных частотах оказывается чрезмерно трудоемким. Для этого лучше использовать специально для этой цели предназначенную утилиту АРАК-EL (см. параграф 2.3.2), которая использует в качестве исходных, данные по $Z_{вх}$ антенны в разных диапазонах (полученные в MMANA).

Утилита позволяет наглядно наблюдать, как меняется импеданс и КСВ одновременно на нескольких, заранее выбранных частотах (см. п. 5.1.6).

Важным и широко используемым частным случаем такого согласования является $\lambda/4$ трансформатор. Как упоминалось в параграфе 3.2.4, линия длиной $\lambda/4$ трансформирует активное сопротивление R_L в активное же сопротивление R_1 в отношении

$$R_1 = Z_0^2 / R_L.$$

Некоторые типичные случаи применения $\lambda/4$ трансформатора приведены в табл. 3.5.1.

Таблица 3.5.1

Z_0 — волновое сопротивление $\lambda/4$ отрезка, Ом	Примечание	R_i — входное сопротивление, Ом	R_L — выходное сопротивление, Ом	Согласование
37,5	2 кабеля 75 Ом в параллель	50	28	Яги, GP
50	—	75	33	Яги, GP
75	—	50	112	Дельта с периметром λ
100	—	50	200	Переход 1:4
450	—	50	4050	Точка максимума U

Откройте в MMANA файл ...ANT/Feeders/0,25lamda_trans.maa и посмотрите, как работает четвертьволновый трансформатор.

Возможности такого типа согласования невелики, из-за ограниченного набора волновых сопротивлений линий, применяемых для согласования, — это все тот же стандартный ряд 50, 75, 100, 300, 450, 600. Правда, для относительно короткого согласующего отрезка иногда двухпроводную линию с требуемым Z_0 изготавливают самостоятельно.

КПД СУ на одном отрезке кабеля — это КПД рассогласованной линии. И описывается он табл. 3.2.8 и формулой 3.2.10. Необходимая для расчета по этой формуле (или таблице) величина КСВ в согласующем отрезке линии индицируется в окне **Согласование и трансформация одним отрезком линии** (см. рис. 3.2.1). А величина потерь α (в этой же линии, но при КСВ = 1) — это справочный, паспортный параметр линии. Отрезок согласующей линии принципиально работает при КСВ > 1, т. е. как резонансный контур. И, естественно, КПД контура зависит от его добротностей — как холостой (обратно пропорциональной α), так и нагруженной (прямо пропорциональной КСВ), как описывается формулой 3.5.1.

Полоса согласования тем меньше, чем выше нагруженная добротность СУ КСВ в согласующем отрезке (т. е. нагруженная добротность СУ — все как в обычном резонансном контуре). Или (что по сути то же самое, но удобнее для понимания) — чем сильнее трансформирует сопротивления согласующий отрезок кабеля (т. е. чем резче отличаются Z_a и Z_L), тем меньше полоса согласования. Например, $\lambda/4$ трансформатор 75 Ом, преобразующий 50 Ом в 112 Ом, имеет полосу по уровню

$K_{CB} < 1,5$ более 50% от центральной частоты. А $\lambda/4$ трансформатор 550 Ом, преобразующий 50 Ом в 6 кОм (файл ...ANT/Feeders/0,25lamda_trans.maa) имеет полосу по уровню $K_{CB} < 1,5$ лишь в 4% от центральной частоты.

Кроме согласования, рассматриваемое окно MMANA может быть с успехом использовано для определения входного импеданса антенны с недоступной измерению точкой питания. Правда, для этого потребуются ВЧ-мост и знание точной электрической длины питающей линии. Измерив внизу на конце линии ВЧ-мостом импеданс, вводим его в поля Z_1 . Далее (поставив предварительно птичку в окне **Фиксировать R_1**) вводим электрическую длину питающей линии, через которую проводилось измерение. И в окнах **ZL** получаем импеданс, подключенный к другому концу линии (т. е. входной антенны). Для того чтобы эта процедура была возможной, необходимо знать длину кабеля. Поэтому всегда старайтесь до монтажа измерять длины используемых кабелей и их коэффициент укорочения.

3.5.4. Согласование двумя последовательными отрезками линий

Согласование одним отрезком линии имеет тот недостаток, что оно далеко не всегда возможно. Значительно расширить область применения можно, если включить последовательно с антенной не один, а два отрезка линий с разным волновым сопротивлением. Теория этого вида согласования весьма сложна и изобилует многостажными формулами. Верю, что мои читатели простят, если я пропущу ее. И сразу перейду к практике.

Открываем **MMANA — Сервис — Сервис и Установки — СУ на линиях 1**. В открывшемся окне нас интересует нижняя половина — **Согласование двумя последовательными отрезками линий** (см. рис. 3.5.3).

Линия 1		Линия 2		Z1	
Zo	50.0 Ом	Zo	50.0 Ом	R1	80.0 Ом
L	0.1910 лямбда	L	0.0770 лямбда	X1	39.0 Ом
SWR(50) 1.001					
☐ Настроить					

Рис. 3.5.3

В окошки **ZL** вводим активную и реактивную часть Z_a (если вы пришли в это окно после расчета антенны, эти цифры будут подставлены туда автоматически). Выбираем волновые сопротивления Z_{o1} и Z_{o2} первого и второго отрезков согласования.

Z_01 ни при каких условиях не должно быть равно Z_1 . А Z_02 может и совпадать с Z_1 (впрочем, это совершенно не обязательно). И нажав кнопку **Настроить** получаем ответ (длина линий — электрическая).

Возможно, такое согласование хотя и намного чаще, чем одним отрезком линии, но тем не менее тоже не всегда (при этом после нажатия кнопки **Настроить** КСВ получается высоким). Часто удается исправить такую ситуацию, изменяя вручную волновые сопротивления обоих согласующих отрезков линий. Важно отметить, что Z_0 линии 1 ни в коем случае не должно быть равно Z_1 . А волновое сопротивление же линии 2 может (хотя не обязательно) быть равным Z_1 (как в примере рис. 3.5.3). Пример такого согласования с использованием двухпроводных линий приведен в файле ...ANT/Match/600 to 300 Ohm stub trans.maa — переход с 600 на 300 Ом.

Про полосу и КПД такого СУ справедливо все, сказанное в параграфе 3.5.3. С той разницей, что в данном случае получаются меньшие значения КСВ (КСВ и сопротивления для второй линии в данном случае показаны в верхнем окне **Согласование и трансформация одним отрезком линии**). И поэтому выше КПД и шире полоса, чем у СУ на одном отрезке кабеля.

3.5.5. Линия с переменным волновым сопротивлением

Такие линии применяются для трансформации только чисто активных сопротивлений. В основе принципа работы таких линий лежит соображение, что если волновое сопротивление линии менять не скачками (как в п. 3.5.4 — две ступени изменения сопротивления), а плавно и медленно по длине, то бегущая по такой линии волна (имеется в виду согласованная нагрузка) таковой и останется. Эта линия с понемногу уменьшающимся расстоянием между проводами напоминает чрезмерно вытянутую греческую букву Δ и именуется дельта-трансформатором.

Практическая реализация — обычная (но самодельная) двухпроводная линия, расстояние между проводами которой плавно уменьшается (см. файлы ...ANT/Match/650-300 Ohm Delta trans.maa и ...ANT/Match/600-250 Ohm Delta trans.maa). Расстояние между проводами линии со стороны антенны должно быть таким, чтобы волновое сопротивление линии с этого края (см. формулу 3.2.4 и табл. 3.2.2) соответствовало бы входному сопротивлению антенны. А со стороны питающего кабеля расстояние между проводами линии-трансформато-

ра должно соответствовать Z_1 . Часто дельта-трансформатор выполняют как конструктивное продолжение основной питающей двухпроводной линии.

Полоса частот такого СУ очень широка. На нижней рабочей частоте длина линии-трансформатора составляет $0,3...4\lambda$ (зависит от отношения Z_0/Z_1 , т. е. скорости сужения проводов линии). А верхняя частота определяется только потерями линии на излучение и может быть весьма высокой. КПД также очень высок. Во-первых, КСВ в дельта-трансформаторе близок к 1 (по всей длине линии идет только бегущая волна). Во-вторых, воздушная двухпроводная линия в принципе обладает очень низкими потерями (см. параграф 3.2.3).

Область применения дельта-трансформатора — питание широкополосных, многодиапазонных антенн на КВ с входным сопротивлением $500...700$ Ом относительно низкоомными двухпроводными линиями $240...300$ Ом. Дельта-трансформатор работает только с нагрузками близкими к согласованной, имеющими лишь небольшую реактивную составляющую. И, по сути, является широкополосным, апериодическим устройством. Конечно, можно применять его и однодиапазонными антеннами. Например, в файле ...ANT/Match/D-match.maa показано применение дельта-трансформатора для питания $\lambda/2$ диполя двухпроводной линией 600 Ом.

3.5.6. Ферритовые трансформаторы

Трансформаторы на ферритах вещь хорошая. Во всей ВЧ технике, кроме, к сожалению, антенной. Если вас интересует мое мнение (а иначе, зачем вы читаете эту книгу?) то ферритовые трансформаторы не следует применять для согласования антенн при мощности свыше $100...200$ Вт. И даже при мощностях менее $100...200$ Вт их лучше не применять, если КСВ антенны (из-за наличия реактивности jX_a во входном сопротивлении) превышает 3. Это конечно не абсолютные рекомендации — на качественных и больших ферритовых сердечниках пороги эти выше.

Я не буду останавливаться здесь на конкретных конструкциях ферритовых трансформаторов. Это хорошо сделано в [2], соответствующий раздел этой книги я настоятельно рекомендую всем, интересующимся этой темой.

В этом параграфе мы лишь рассмотрим особенности применения ферритовых трансформаторов именно для согласования антенн. А для этого придется разобраться, как же работают эти устройства.

Ферритовые трансформаторы можно разделить на три больших класса.

1. ШПТ — это обычный трансформатор (или автотрансформатор). Большая часть энергии от одной обмотки к другой передается через магнитное поле сердечника (через феррит). Если сердечник может работать на данной частоте, а его размеры таковы, что позволяют без захода в область насыщения выдерживать требуемую реактивную мощность, то все в порядке. Можно получить любой коэффициент трансформации (как квадрат отношения числа витков обмоток). Но требуются хорошие ВЧ ферриты больших размеров.

2. ШПТДЛ — это трансформаторы, намотанные длинными линиями передачи. Их еще называют трансформаторами с электромагнитной связью (в отличие от ШПТ, где связь чисто магнитная). Идею этих трансформаторов проще всего уяснить на примере ШПТДЛ 1:4 (по сопротивлению). Возьмем два достаточно длинных коаксиальных кабеля (линии) с волновым сопротивлением Z_0 по 100 Ом. Начала обоих кабелей соединим параллельно, а концы последовательно. Очевидно, что если кабели согласованы с обеих сторон, то в начале получим сопротивление $Z_{вх} = Z_0/2 = 100/2 = 50$ Ом, а на концах $Z_{вых} = 2Z_0 = 2 \times 100 = 200$ Ом. То есть получаем трансформацию сопротивлений $Z_{вых}/Z_{вх} = 4$. Сверху полоса такого трансформатора ограничена только качеством и степенью согласования линий. А снизу — их длиной (ниже некоторого минимального значения короткие отрезки линий уже не будут работать как длинная линия). А это досадно — полоса вниз по частоте тоже нужна. Для того чтобы ее расширить, линии, образующие ШПТДЛ, наматывают на ферритовый сердечник. Причем таким образом, чтобы наша схема соединения линий (нужная по соображениям, изложенным выше) на низких частотах образовывала бы автотрансформатор с требуемым коэффициентом трансформации [2]. В нашем примере это простой автотрансформатор из двух обмоток, с отводом от середины. В низкочастотной части рабочего диапазона ШПТДЛ работает как обычный, магнитный трансформатор, с передачей энергии через ферритовый сердечник. С ростом частоты большая часть энергии передается уже непосредственно через электромагнитное поле длинных линий (см. параграф 3.2.2). И в высокочастотной области рабочего диапазона на сердечник ничего не остается — вся энергия «перекачивается» только в линии.

В результате полоса ШПТДЛ получается чрезвычайно широкой — до десяти октав. Требования к ферритовому сердечнику по частоте намного ниже, чем у ШПТ — в данном случае

феррит работает только в низкочастотной части рабочего диапазона. По самому принципу работы коэффициент трансформации ШПТДЛ не может быть произвольным, возможен только фиксированный ряд.

В табл. 3.5.2 приведены параметры ШПТДЛ, используемых в антенной технике.

Из таблицы следует, что волновое сопротивление Z_0 линий, которыми намотан ШПТДЛ, также не может быть произвольным и жестко определяется $R_{вх}$ и $R_{вых}$. Найти готовые линии с требуемым Z_0 часто не представляется возможным. Поэтому их приходится изготавливать самостоятельно, в виде двухпроводной линии. Для получения низких Z_0 провода линии плотно скручивают между собой [2].

Таблица 3.5.2

Коэффициент трансформации	$R_{вх}$	$R_{вых}$	Конструкция
1:2,25	$2Z_0/3$	$3Z_0/2$	Три линии. По входу две линии последовательно, третья им параллельно. По выходу две линии параллельно, третья с ними последовательно
1:4	$Z_0/2$	$2Z_0$	Две линии. По входу параллельно, по выходу — последовательно
1:9	$Z_0/3$	$3Z_0$	Три линии. По входу параллельно, по выходу — последовательно

Если же волновое сопротивление линий отличается от требуемого, то это кончается весьма печально. Линии уже не будут согласованными с обеих сторон. А что вытворяет рассогласованная линия описано в параграфах 3.2.4 и 3.5.3. В применении к ШПТДЛ это означает дополнительные реактивности и завал АЧХ трансформатора на ВЧ.

Конечно, все многообразие ШПТДЛ табл. 3.5.2 не исчерпывается. В этой области существует много интересных решений, которые хорошо описаны в [2, 3].

3. Существует и третий тип ферритовых трансформаторов, занимающий промежуточное положение между ШПТ и ШПТДЛ. Это трансформаторы на трубчатых сердечниках («биноклях») ШПТТС. Такие трансформаторы широко используются в выходных каскадах транзисторных передатчиков. Поскольку требуемый для такого трансформатора квадратный сердечник с двумя параллельными отверстиями найти не так просто,

радиолюбители часто используют самодельные сердечники. Для этого несколько ферритовых колец склеиваются в столбик, и два таких столбика располагаются рядом. Одна из обмоток такого трансформатора, как правило, выполняется в виде одного витка трубки (или оплетки от коаксиала), вставленной в оба отверстия сердечника. Вторая же обмотка — несколько витков толстого провода (чаще — множество тонких проводов, включенных параллельно) внутри трубки первой обмотки. В НЧ части рабочего диапазона основная часть энергии передается через магнитное поле сердечника. По мере роста частоты все большая часть энергии передается непосредственно за счет электромагнитной связи между обмотками (провода в трубке имеют с ней сильную, увеличивающуюся с ростом частоты электромагнитную связь). Таким образом, требования к ферриту по частоте у ШПТТС довольно низкие. Такие же, как и у ШПТДЛ.

Полоса ШПТТС несколько ниже, чем у ШПТДЛ (все же обмотки хоть и с электромагнитной связью — это не согласованная линия), но, тем не менее, весьма велика и с запасом перекрывает все КВ. Недаром же именно такие трансформаторы стоят на выходе у большинства КВ трансиверов. Существенным плюсом ШПТТС является возможность получения практически любого коэффициента трансформации (как квадрат отношения числа витков в обмотках). В принципе, необязательно делать первичную обмотку именно из трубки и именно из одного витка. Достаточную электромагнитную связь между обмотками можно получить, используя для обмоток толстые, многожильные провода (или что-то самодельное вроде десятка тонких монтажных проводов свитых друг с другом, или оплеток от коаксиальных кабелей), плотно заполняющие отверстия сердечника. Полоса такого ШПТТС сверху хотя и несколько меньше, чем при использовании трубки, но все же остается весьма высокой. В принципе в ШПТ тоже стараются обеспечить электромагнитную связь между обмотками, наматывая их скрученными проводами. Но в ШПТТС эта связь сильнее, отчетливо на ВЧ получаются лучшие результаты.

Так почему я все же рекомендую в антенной технике при малейшей возможности обходиться без согласующих трансформаторов на феррите? Дело не в трансформаторах, а в антеннах. Входной импеданс антенны сильно зависит от частоты и, как правило, содержит изрядную реактивную составляющую jX_a . В резонансной антенне jX_a (и соответственно КСВ) быстро возрастает к краям диапазона антенны. В широкополосных же антеннах изменение jX_a (и КСВ) тоже достаточно

заметно — хорошим результатом считается КСВ до 2. Наличие же реактивности в нагрузке ферритового трансформатора приводит к необходимости передачи не только активной, но и реактивной мощности. Кроме того, реактивность нагрузки вместе с паразитными L и C обмоток образует колебательные контура, портящие АЧХ трансформатора.

В ШПТ наличие реактивной мощности (дополнительно к активной) приводит к перегрузке сердечника. Вспомним, реактивная мощность в Q (добротность) раз выше. В данном случае Q может быть грубо оценена как X_a/R_a . При большом рассогласовании резко растущая реактивная мощность превышает возможности сердечника, он входит в насыщение и начинает греться (большие активные потери). Чтобы избежать этого, габаритную мощность сердечника следует выбирать в Q раз больше передаваемой активной мощности.

В ШПТДЛ перегрузка сердечника возможна только в низкочастотной области рабочего диапазона, где мощность передается через феррит. В высокочастотной области через феррит передается лишь малая часть мощности. Но зато линии, нагруженные на реактивность, уже не являются согласованными. В них возникает стоячая волна, нарушающая правильность трансформации. Поэтому для ШПТДЛ при наличии сколько-нибудь заметной реактивности в нагрузке АЧХ на ВЧ заваливается.

В ШПТТС в низкочастотной части диапазона также имеется опасность перегрузки феррита реактивной мощностью. На ВЧ же основные проблемы из-за реактивной нагрузки возникают из-за взаимодействия jX_a с паразитной индуктивностью рассеивания обмоток. При всем прочем равном АЧХ ШПТТС меньше искажается из-за реактивности нагрузки, чем у ШПТДЛ.

Если вы все же решитесь применять ферритовые трансформаторы для согласования антенн, то имейте в виду, что:

- ШПТ лучше вообще не применять. Близкий по сложности ШПТТС обеспечивает заметно лучшие параметры.
- ШПТДЛ имеет смысл применять лишь в антеннах с мало изменяющимся от частоты и почти чисто активным импедансом (например, в апериодических, см. раздел 4.4).
- Как правило, наиболее приемлемым вариантом является ШПТТС.
- Сердечник для трансформатора должен быть выбран с запасом мощности. Ориентировочно можно считать, что габаритная мощность сердечника должна быть выше активной мощности передатчика не менее, чем в КСВ антенны (максимальное значение в рабочем диапазоне частот) раз.

- Потери в ферритовом трансформаторе (правильно выполненном, без захода сердечника в область насыщения) редко бывают ниже 0,2 дБ (т. е. 4%), типично 0,3..0,7 дБ (7...15%) [2]. Это справедливо для сопротивлений до 250 Ом и для частот менее 50 МГц [2]. При больших значениях сопротивления и частоты потери возрастают.

3.5.7. СУ на двух последовательно-параллельно включенных отрезках линии

Кроме последовательного включения двух согласующих линий (параграф 3.5.4), классическим видом согласования является СУ на двух линиях, первая из которых включена между источником и антенной, а вторая — параллельно источнику.

Открываем **MMANA — Сервис — Сервис и Установки — СУ на линиях 1**. В открывшемся окне (рис. 3.5.4) и производится расчет такого СУ.

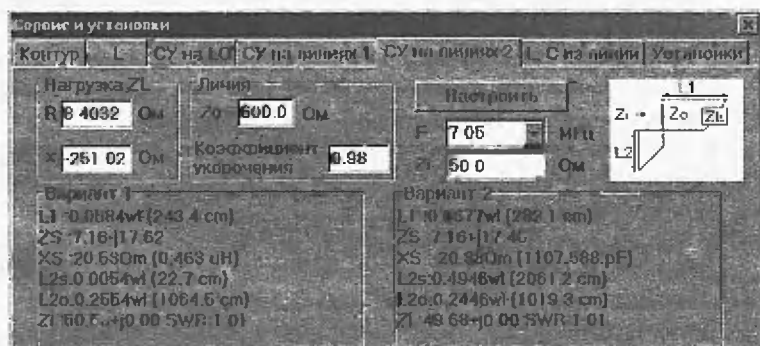


Рис. 3.5.4

Z_L — входной импеданс антенны. Надо записать в соответствующие окна импедансы Z_L , Z_i и частоту (если вы пришли в это окно после расчета антенны в MMANA, эти данные уже подставлены автоматически). В окошке **Линия** введите Z_0 линий, используемых для согласования и их коэффициент укорочения K_y (внимание: в этом окне MMANA работает с **физической** длиной линий). После нажатия кнопки **Настроить** в окошках **Вариант 1** и **Вариант 2** будут выведены результаты. При некоторых сочетаниях Z_L , Z_0 и Z_i возможно два равноправных решения — выбирайте, какое больше понравится (обычно то, где линии короче). Иногда возможно только одно решение (тогда второе окно останется пустым с надписью **none**). А иногда

да и ни одного (**none** в обоих окнах) — значит такой вид согласования при данном сочетании Z_L , Z_0 и Z_i невозможен (обычно помогает изменить Z_0).

Расшифровка результатов:

- 1-я строка: длина линии $L1$ (см. рисунок) — в λ (wl) и в сантиметрах (физическая).
- 2-я строка: ZS — импеданс на выходе линии $L1$ (при отсутствии линии $L2$), т. е. во что трансформирует импеданс нагрузки Z_L линия $L1$.
- 3-я строка: XS — показывает, какое реактивное сопротивление надо подключить параллельно ZS , чтобы достичь согласования (иными словами, какую реактивность должна иметь линия $L2$).
- 4-я строка: $L2s$ — длина линии $L2$ для случая, когда ее дальний конец замкнут в λ (wl) и в сантиметрах (физическая).
- 5-я строка: $L2o$ — аналогично предыдущей строке описание линии $L2$ для случая, когда ее дальний конец разомкнут.
- 6-я строка: какое Z_i получилось после согласования.

Из 4-й и 5-й строк выбираете одну (обычно ту, где линии короче).

На рис. 3.5.4 показан реальный пример — согласование укороченного (высотой 6 м) ГР на 7 МГц. Потребуется два куска воздушной двухпроводной линии — последовательный 243,5 см (по первому варианту) и параллельный в 22,7 см.

Очень часто удобно заменить линию $L2$ на сосредоточенную реактивность — катушку или конденсатор, благо тип реактивности и ее величина сразу и указана в строке XS (в конце). Получается комплексное СУ — последовательная согласующая линия и параллельно L или C (реактивная мощность которых выбирается из тех же соображений, что и в параграфе 3.5.3.)

В любом варианте описанное в этом параграфе СУ является резонансным. Про полосу и КПД такого СУ справедливо все, сказанное в п. 3.5.3.

СУ на двух последовательно-параллельно включенных отрезках линии нередко используется в качестве многодиапазонного. Иногда удастся таким образом подогнать входной импеданс антенны по диапазонам и размеры линий СУ, что достигается удовлетворительное согласование в нескольких диапазонах.

В MMANA работа по подбору длины линий на нескольких диапазонах сразу весьма трудоемка. Для резкого упрощения этого процесса лучше использовать специально для этой цели

предназначенную утилиту АРАК-ЕL (параграфы 2.3.1 и 5.1.6), которая позволяет наглядно наблюдать, как меняется импеданс и КСВ одновременно на нескольких, заранее выбранных частотах.

3.5.8. Согласование одним последовательным (или параллельным) сосредоточенным элементом

До сих пор в этом разделе мы исходили из двух предположений:

- Либо антенна спроектирована так, что она имеет чисто активное сопротивление, равное волновому Z_1 (или кратное) линии передачи, и антенну после изготовления надо лишь немного подстроить размерами, чтобы она «стала на путь истинный» $Z_a = Z_1$, или использовать трансформатор (преобразующий активное сопротивление антенны в Z_1).
- Либо антенна имеет произвольный комплексный (какой уж вышел) импеданс Z_a , а мы, не трогая антенны, при помощи СУ трансформируем Z_a в Z_1 .

Однако есть и третий путь. Если при проектировании антенны нам не удастся добиться $Z_a = Z_1$, то это еще совсем не означает, что на Z_a надо махнуть рукой и не заботиться о том, каким оно выйдет. Напротив, имеет смысл подгонять Z_a (если уж не получилось к Z_1) к удобному для согласования импедансу. Держа в уме то обстоятельство, что при некоторых входных импедансах антенны для согласования достаточно одного конденсатора (или катушки), включенного последовательно (или параллельно) антенне. Само по себе Z_a таким не получится, при проектировании антенны к нему надо специально стремиться.

Если планируется согласование последовательной реактивностью (т. е. образование из антенны и реактивности согласования последовательного колебательного контура), то надо подгонять $R_a = Z_1$ (например, если используется кабель 50 Ом, то следует добиваться $R_a = 50$ Ом). А на jX_a не обращать особого внимания — оно будет компенсировано последовательно включенной настроенной реактивностью (естественно знак этой реактивности должен быть обратен jX_a).

Рассмотрим несколько примеров.

Пример 1.

Обычный $\lambda/4$ ГР имеет на резонансе низкое (20...37 Ом) R_a . Прямое подключение к нему кабеля 50 Ом даст КСВ = 1,5...2,5. Изменим антенну.

Как следует из рис. 3.4.4 при увеличении длины штыря (при неизменной длине $\lambda/4$ противовеса) его R_a растет. И при длине штыря $0,265\lambda$ $Z_a = 50 + j55$ Ом. Достаточно включить последовательно с таким штырем конденсатор с реактивным сопротивлением $jX_c = -j55$ Ом, чтобы он компенсировал индуктивную составляющую jX_a , и суммарное входное сопротивление составило бы $Z = Z_a + jX_c = 50 + j55 - j55 = 50$ Ом. То есть KCB = 1 в кабеле 50 Ом. Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/Vert20s.maa.

Пример 2.

Полуволновой диполь, не слишком низко расположенный, как следует из рис. 3.3.12, имеет R_a около 70 Ом, что неважно согласовывается с кабелем 50 Ом. Но, как следует из рис. 3.3.3 и 3.3.5, при уменьшении размеров диполя его R_a падает. Для диполя на высоте $0,5\lambda$ и отношением $l/d = 10000$ при длине диполя в $0,417\lambda$ входной импеданс составит $Z_a = 49 - j223$ Ом. Последовательно включенная катушка индуктивности с реактивным сопротивлением $jX = 223$ Ом выведет систему в резонанс с $Z = 50$ Ом. Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/Dipole+L match.maa. Обратите внимание на следующий нюанс — катушка, в отличие от конденсатора, имеет более низкую конструктивную добротность. Поэтому к R_a добавляется еще сопротивление потерь катушки. В нашем примере: около 1 Ом ($R_a = 49$ Ом, а после согласования стало 50 Ом).

При настройке такого последовательного согласующего элемента, как правило, нет необходимости подстраивать размеры антенны. Дело в том, что при изменении частоты R_a меняется намного медленнее, чем jX_a . А последнее гарантировано будет компенсировано при настройке последовательной реактивности, и линия «увидит» чисто активное R_a , которое даже в случае относительно больших (в несколько процентов) ошибок в размерах антенны будет отличаться от расчетного совсем немного. Поэтому KCB в любом случае получится низким.

Если согласование последовательной реактивностью применяется для симметричных линии и антенны, то согласующую реактивность надо разделить на две одинаковых (если это L, то на две катушки вдвое меньшей индуктивности, а если C — на два конденсатора вдвое большей емкости) и включить по одному элементу в каждый провод линии.

Обратимся теперь к согласованию одним параллельным сосредоточенным элементом (катушкой или конденсатором). Чтобы понять, как оно работает, вспомним обычный параллельный LC-контур с потерями. На резонансе такой контур трансформирует низкое последовательное сопротивление потерь в контуре в более высокое параллельное. Прозвучало нужное нам слово — трансформирует. Что такое входной импеданс антенны $Z_a = R_a + jX_a$? По сути — готовая одна ветвь

параллельного LC контура (причем ветвь с последовательным сопротивлением R_a). До параллельного LC контура не хватает реактивности с противоположным знаком, подключенной параллельно антенне (и соответственно, кабелю, поскольку в этом варианте он подключен напрямую к антенне). Из этой модели вытекают требования к Z_a .

Во-первых, R_a должно быть меньше Z_i (параллельный LC контур может только повысить сопротивление, но никак не понизить).

Во-вторых, jX_a обязано быть не каким получится, а строго определенной величины, зависящей от Z_i и R_a . Дело в том, что от соотношения R_a и jX_a зависит коэффициент трансформации СУ-контура. Чтобы рассчитать, какое же именно Z_a нам понадобится от антенны, открываем **MMANA — Сервис — Сервис и Установки — Установки**. В открывшемся окне нас интересует окошко **Стандартное Z (КСВ = 1)**. В нем в поле **R** вручную вписываете ориентировочное значение R_a (предполагается, что вы его в состоянии оценить, например, в результате прикидочного просчета антенны). Затем нажимаете кнопку **Автом. Z для hairpin согл.** и в открывшемся окне вводите волновое сопротивление линии питания. После нажатия кнопки **ОК** в окошке **Стандартное Z (КСВ = 1)** будет автоматически заполнено поле **jX**. То есть MMANA рассчитает, какова должна быть jX_a при заданных R_a и Z_i .

Пример 3.

Возьмем все тот же $\lambda/4$ GP, который имеет на резонансе низкое (20...37 Ом) R_a . Для обеспечения возможности согласования его параллельной катушкой необходимо, чтобы jX_a было бы отрицательным (емкостным). Взглянув на рис. 3.4.3 видим, что для этой цели GP надо немного укоротить. R_a при этом (для определенности будем считать вертикал стоящим прямо на земле) будет при этом несколько ниже 37 Ом, т. е. (пока примерно) 30...35 Ом. Прделав описанные абзацем выше процедуры в окошке **Стандартное Z (КСВ = 1)**, получим, что при $R_a = 32$ Ом реактивная часть jX_a должна быть $-j24$ Ом. Запустив процесс оптимизации по высоте штыря (по критерию минимального КСВ на заданном, комплексном $Z_a = 32 - j24$ Ом) определим, что при высоте GP в $0,235\lambda$ $Z_a = 32,6 - j23$ Ом. Теперь достаточно включить параллельно антенне катушку с реактивным сопротивлением $j24$ Ом, чтобы образовавшийся колебательный контур дал чисто активные 50 Ом. Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/Vert20L.maa.

Пример 4.

Антенна Yagi, как правило, имеет $R_a < 50$ Ом. Для рассматриваемого нами согласования это и требуется. То есть достаточно немного укоротить активный элемент, чтобы появилась емкостная составляющая

jX_a , и параллельно включить индуктивность. Эта индуктивность нередко выполняется в виде закороченного отрезка двухпроводной линии, и по форме напоминает букву U. Или дамскую шпильку — отсюда и название: hairpin — в переводе и означает «шпилька для волос». Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/4el20hm.maa. Без согласующей индуктивности $Z_a = 22 - j15$ Ом (чтобы достичь этого пришлось укоротить вибратор до $0,468\lambda$), а при подключении hairpin-а входное сопротивление становится 50 Ом.

Пример 5.

Возьмем GP аналогичный примеру 3, но приподнятый на полволны над землей. И согласуем его по-иному. Для обеспечения возможности согласования его параллельным конденсатором необходимо, чтобы jX_a было бы положительным (индуктивным). Для этого GP надо немного удлинить (однако не перестараться при том, чтобы его R_a осталось бы меньше 50 Ом). Теперь повторяем шаги примера 3 с той лишь разницей, что у рассчитанного MMANA в окошке **Стандартное Z (КСВ = 1)** jX надо вручную сменить знак (мы же не катушкой сейчас, а конденсатором согласовываем). Получаем, что при высоте штыря в $0,26\lambda$ (а противовесы остаются обычными по $\lambda/4$) импеданс антенны $Z_a = 25 + j25$ Ом. Нам достаточно включить параллельно антенне конденсатор с реактивным сопротивлением $-j25$ Ом, чтобы образовавшийся колебательный контур дал чисто активные 50 Ом. Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/GP+C match.maa.

Пример 6.

Антенна Yagi из примера 4. Но сейчас мы хотим согласовать ее параллельным конденсатором. Для этого достаточно немного удлинить активный элемент, чтобы появилась индуктивная составляющая jX_a и параллельно включить конденсатор. Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/4EL20CM.maa. Без согласующего конденсатора $Z_a = 27 + j27$ Ом (чтобы достичь этого пришлось удлинить активный диполь до $0,497\lambda$), а при подключении параллельного конденсатора входное сопротивление становится 50 Ом. Обратите внимание — в данном случае (по сравнению с примером 4) получается несколько выше G_a антенны, а полоса BW увеличивается весьма заметно — на 15%. Тому есть две причины. Первая уже упоминалась — на KB потери в конденсаторах заметно ниже, чем в катушках. Вторая — более длинный активный элемент имеет и повышенное усиление, и расширенную полосу.

В отличие от согласования последовательной реактивностью в данном случае при настройке требуется менять как размеры антенны (в первую очередь, добиваясь нужного jX_a), так и реактивный элемент (L или C) согласования.

Для точного расчета такого согласования можно использовать оптимизацию MMANA по критерию КСВ, задав в таблице **Изменяемые параметры** две строки — изменение размера

антенны (высота, длина или периметр) и изменение нагрузки-реактивности согласования.

КПД и полоса этого вида согласования определяются сутью работы — это резонансный контур. Чем выше холостая добротность этого контура (т. е. чем ниже потери в L или C согласования) тем выше КПД. А чем выше нагруженная добротность Q этого контура (отношение X_a/R_a) тем меньше полоса. Реактивная мощность, используемых для согласования L или C должна быть в Q раз больше мощности передатчика $P_{\text{вых}}$. Рабочее напряжение конденсаторов для параллельного согласования равно $U = \sqrt{P_{\text{вых}} Z_i}$, а для последовательного $U = jX_a \sqrt{P_{\text{вых}}/Z_i}$.

3.5.9. Т-согласование

В этом и в двух последующих параграфах мы рассмотрим шунтовые схемы питания вибратора. Идея шунтового питания заключается в следующем: параллельно какой-то части цельного (неразрезного, без изолятора) вибратора подключается параллельный провод (шунт), в середину которого и идет питание антенны. Одна из множества возможных (диполь приведен только для примера, на его месте может быть и иная антенна) конструкций, показана на рис. 3.5.5.

Шунт длиной около $\lambda/8$ подключается в данном примере параллельно центральной части полуволнового диполя. При шунтовом питании важно различать два разных тока. Первый — I_k контурный по кругу замкнутой цепи шунта. Второй — антенный I_a — от одного края диполя к другому. Поэтому по средней части диполя течет сумма этих токов, а по шунту — их разность. Результат этого и виден на рисунке — в краях диполя, в его средней части и в шунте текут различные по величине токи. $I_k + I_a/2$ и $I_k - I_a/2$ соответственно (половины антенного тока, потому что он раздваивается на провода шунта и вибратора, а если диаметры шунта и вибратора различны, то I_a делится не поровну, а в отношении диаметров). Следствием такого перераспределения токов является то, что входной импеданс (точка питания в шунте) будет иной, чем у обычного диполя.

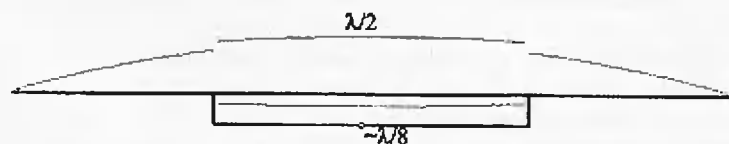


Рис. 3.5.5

Входной импеданс зависит как от размеров исходного вибратора, так и от размеров (геометрии и диаметра) шунта, и в общем случае может меняться в широких пределах. Что собственно и требуется для согласования. Полезным свойством шунтовых схем питания является то, что середина симметричного вибратора (или нижняя точка, если такое согласование применяется для GP) имеет нулевой потенциал и может быть без изолятора соединена с несущей заземленной мачтой (или, для случая GP, с землей).

После этого вступления, относящегося ко всем без исключения шунтовым схемам питания, обратимся к теме этого параграфа — Т-согласованию. Это исторически одна из первых схем шунтового питания. И выглядит она в точности, как показано на рис. 3.5.5 — параллельно в середину $\lambda/2$ диполя (тут уж именно диполя, а никакой другой антенны) подключается шунт. В чистом виде (без дополнительных реактивностей) возможности Т-согласования на одиночном диполе весьма невелики — можно лишь поднять импеданс до 400...700 Ом (файл ...ANT/Match/T-match.maa). Но вот при согласовании вибратора многоэлементной Yagi из-за значительного отличия его импеданса от простого диполя возможности Т-согласования значительно расширяются. И становится возможным получить и 200 Ом, как показано в файлах ...ANT/Match/4el6m-T-match.maa и ...ANT/Match/4el6m-T-match-1.maa (это сопротивление, очень удобно согласуется с 50 Ом симметрирующим U-коленом, см. п. 3.6.5.3) и 50 Ом (файл ...ANT/Match/T-match Yagi.maa).

К сожалению, этот тип согласования чрезвычайно трудоемок в настройке — изменение размеров шунта и его расстояния от вибратора приводит к расстройке последнего, поэтому при любом изменении геометрии шунта приходится подстраивать и размер диполя. В многоэлементной Yagi к этому добавляется и заметная зависимость от настроек пассивных элементов. Попробуйте на указанных моделях настроить Т-согласование на иное сопротивление и вы убедитесь, что это весьма и весьма непросто (может утешить, что на реальной антенне это было бы куда как труднее).

Так зачем же и когда (это при таком-то количестве недостатков) применяется Т-согласование без реактивностей? Тогда, когда наличие любых реактивностей и СУ нежелательно — при чрезвычайно высоких мощностях «вканиваемых» в антенну. То есть когда L и C на соответствующую реактивную мощность выходят очень большими, дорогими и/или ненадежными (это еще отягощено работой в атмосферных условиях), то приходится мириться со всеми трудностями настройки Т-согласования.

Но такие случаи все же редки. И, как правило, наличие конденсаторов в точке питания антенны вещь вполне допустимая. Поэтому значительно больше распространено Т-согласование с дополнительной парой конденсаторов. Они включены в точку питания последовательно с источником, в каждую из половин (устройство-то симметричное) шунта. Такая, казалось бы, малость резко расширяет возможности согласования и намного упрощает настройку.

Теперь при каждой подстройке шунта уже не надо менять размеры вибратора. Достаточно лишь подстраивать конденсаторы (оба одновременно) компенсируя входную реактивность (совершенно также как в предыдущем параграфе — при согласовании последовательной реактивностью). Кроме того, изменяя длину шунта можно достичь любого R_a (от единиц до сотен ом). И более того, можно согласовать вибратор нерезонансных размеров (подробнее об этом в следующем параграфе). Эти преимущества привели к широкому использованию Т-согласования с конденсаторами, особенно на УКВ. Примеры такого согласования показаны в файлах ...ANT/Match/4el6m-T-match-C.maa ($R_a = 200$ Ом) и в ...ANT/Match/4el6m-T-match-C-1.maa (50 Ом).

Рабочее напряжение конденсаторов определяется как $U = (1/\omega C)\sqrt{P_{\text{вых}}/Z_i}$, а их реактивная мощность — $P = (1/\omega C Z_i)P_{\text{вых}}$.

3.5.10. Гамма-согласование

Гамма-согласование это половинка от Т-согласования с дополнительными конденсаторами (остается один конденсатор).

На рис. 3.5.6 показано гамма-согласование симметричного вибратора (оплетка коаксиала подключается к середине диполя, пример показан в файле ...ANT/Match/Gamma.maa). А на рис. 3.5.7 показано такое согласование для GP. Низ вибратора и оплетка кабеля в данном случае подключаются либо к земле (если GP стоит на земле) либо к системе противовесов (если GP приподнят).

Настроечный конденсатор (на рисунках принято обозначение реактивности как в MMANA — крестиком) во всех случаях включен последовательно с трубкой шунта.



Рис. 3.5.6



Рис. 3.5.7

Так можно согласовывать практически любую антенну. Например, в файле ...ANT/Match/Delta-Gamma.maa показано согласование петлевой антенны.

Для качественной оценки полезно знать, что R_a растет с удлинением трубки шунта и с увеличением ее расстояния от основного вибратора и зависит от ее диаметра. Точный же расчет гамма-согласования удобнее всего провести в режиме автоматической оптимизации MMANA.

Методика следующая:

- Сначала проектируется нужная антенна, но без гамма-согласования — с обычным положением источника.
- После достижения требуемых характеристик антенны (ДН, усиление) дорисовывается шунт гамма-согласования, туда переносится источник и добавляется настроечный конденсатор. Длина шунта и емкость конденсатора на этом этапе выбираются произвольно. Конечно, Z_a получается весьма далеким от нужного.
- В окне оптимизации устанавливаем в максимум критерий KCB (все остальные в минимум). В таблице **Изменяемые параметры** надо описать изменение двух величин — длины трубки гамма-согласования и конденсатора настройки. Второе проблем не вызывает — одна строка с указанием нагрузки. А корректно объяснить автомату, что мы хотим менять длину трубки шунта сложнее. Но можно. Если речь идет о GP, то потребуются две строки — изменение Z_1 и Z_2 провода перемычки между трубкой согласования и вибратором. Изменение Z_2 обязательно совместно (в кооперации) с Z_1 . То есть компьютер будет перемещать по высоте перемычку гамма-согласования, что и требуется. Если речь идет о диполе, то вместо Z_1 и Z_2 описываются Y_1 и Y_2 (или X_1 и X_2 — смотря как повернут диполь) провода перемычки. Y_2 (или X_2) в отрицательной кооперации с Y_1 (или X_1).
- После старта оптимизации решение будет найдено — MMANA изменит и емкость конденсатора и длину трубки согласования так, чтобы KCB стал равен 1.

Описанный метод позволил обнаружить, что мнение, о пригодности гамма-согласования только лишь для резонансных антенн — не более чем заблуждение.

На самом деле гамма-согласование применимо для антенн почти любых размеров. Почти, потому что для сильно укороченных антенн длина трубки гамма-согласования достигает длины антенны. А в большую сторону длина антенны может расти не ограничено.

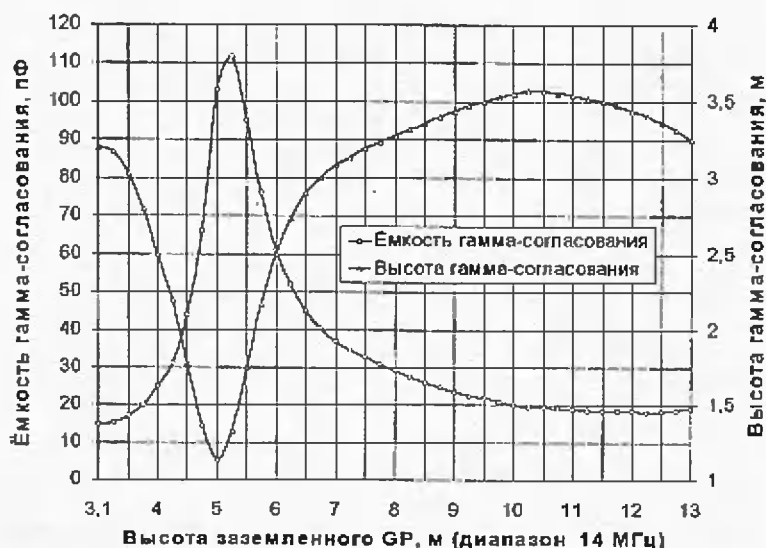


Рис. 3.5.8

На рис. 3.5.8 показано изменение длины трубки гамма-согласования и конденсатора емкости конденсатора настройки для заземленного GP, стоящего на земле, диапазон 14 МГц. Согласование во всех случаях проводилось на 50 Ом. Диаметр вибратора составляет 30 мм, диаметр трубки шлейфа 12 мм.

Из рис. 3.5.8 видно, что согласовать можно любую заземленную трубу с высотой больше $0,15\lambda$. Включая и полуволновые вертикалы и GP высотой $5/8\lambda$. Примеры антенн с такими (и другими) длинами иллюстрируют файлы антенн ...ANT/Match/Gamma-3,2m.maa, ...Gamma-3,5m.maa, ...Gamma-4...10m.maa, ... Gamma-13m.maa. Отмечу, что максимальная полоса BW достигается при высоте вертикала $\lambda/4$ и уменьшается как при укорочении, так и при удлинении его. Причина — в возрастании добротности контура согласования.

Следовательно, можно использовать как вертикал существующую заземленную трубу, мачту, металлический столб, и т. п. Осмотритесь по сторонам, возможно, где-то рядом стоит заземленная труба (некоторые умудряются использовать даже строительные краны) и только ждет, не дожидется, чтобы вы ее «завели» ее как вертикал. Хотя бы временно, на выезд, или на тест. Форма возбуждаемой в качестве антенны конструкции может быть не только вертикальной, но и произвольной. Конкретные характеристики для каждого случая поможет получить MMANA.

Для диполя возможно гамма-согласование начиная от длины диполя в $0,22\lambda$ (файл ...ANT/Match/Short-Gamma-dipole).

Начало шлейфа гамма-согласования абсолютно не обязательно должно быть в центре симметричного вибратора, или в нижней точке несимметричного. Вполне допустимо произвольное смещение шлейфа гамма-согласования по полотну вибратора.

Файлы ...ANT/Match/Gamma offset dipole.maa и ...ANT/Match/Gamma offset dipole-1.maa иллюстрируют смещение точки подключения шлейфа от центра диполя на $0,1\lambda$ и $0,2\lambda$ соответственно. Файл ...ANT/Match/Res GP with asym gamma.maa показывает $\lambda/4$ GP с подключением шлейфа гамма-согласования не у земли, а в середине штыря. А файл ...ANT/Match/Res GP with asym gamma 1.maa иллюстрирует для такого же GP очень удобное конструктивно проволочное гамма-согласование (нечто вроде дельта-трансформатора). Такой вариант очень удобен, если у вас под окнами уже есть заземленная труба или столб, подключение к которому у земли невозможно или нежелательно.

Можно произвольно смешать шлейф гамма-согласования у вибраторов почти любых размеров (в том числе и нерезонансных). Ограничения такие же, как и для рассмотренного выше шлейфа в центре вибратора (рис. 3.5.8). Файлы ...ANT/Match/Gamma offset non-resonance dipole.maa и ...ANT/Match/Gamma offset non-resonance short dipole.maa иллюстрируют такое питание диполей с размерами $0,6\lambda$ и $0,4\lambda$ соответственно. Файлы же ...ANT/Match/Non-res GP with asym gamma.maa и ...ANT/Match/Non-res GP with asym gamma-1.maa показывают такое питание GP с размерами $0,3\lambda$ и $0,2\lambda$ соответственно. А файл ...ANT/Match/Non res GP with asym wire gamma 1.maa иллюстрирует для нерезонансного GP проволочное гамма-согласование. То есть можно использовать как вертикал почти любую существующую металлическую трубу, подключив к ней два провода и приведя их в окно.

Полоса вибратора с гамма-согласованием всегда шире, чем этого же вибратора питаемого обычным образом (в разрыв, в центре или снизу). Степень расширения и причины этого рассмотрены в параграфе 3.5.12.

Рабочее напряжение и ток конденсатора гамма-согласования определяются точно так же, как и для Т-согласования. Нередко конденсатор гамма-согласования выполняются как отрезок коаксиального кабеля, внутри трубки согласования. Емкость образуется между трубкой и оплеткой отрезка кабеля (последняя и является входом антенны).

При использовании гамма-согласования практически всегда надо применять меры для подавления паразитного излучения линии питания (см. раздел 3.6). Исключение — GP с гамма-согласованием, стоящий прямо на земле, у которого трубка гамма-согласования идет до земли.

3.5.11. Омега-согласование

Гамма-согласование при настройке требует изменения длины шлейфа. Это не всегда удобно конструктивно. В таком случае лучше использовать омега-согласование (см. файл ...ANT/Match/Omega dipole.maa).

Идея заключается в следующем: используется короткий (примерно в два-три раза короче, чем при гамма-согласовании) и фиксированный по длине шлейф. Параллельно этому шлейфу подключается конденсатор C1 (рис. 3.5.9), образуя вместе с индуктивностью шлейфа параллельный колебательный контур.

В зависимости от настройки этого контура можно получить любую активную часть входного импеданса, вплоть до очень высоких значений (на резонансе этого контура). Реактивная же часть импеданса контура компенсируется последовательным конденсатором C2.

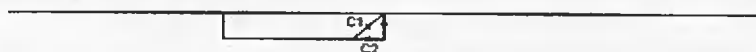


Рис. 3.5.9

Из изложенного ясна методика настройки омега-согласования: подстройкой C1 добиваются нужного активного R_a , а подстройкой C2 убирают реактивную часть входного импеданса. Омега-согласование можно выполнить и для заземленного (без изолятора) GP.

Для полуволнового диполя длина шлейфа омега-согласования может лежать в пределах $10...0,5\lambda$. С укорочением шлейфа растет добротность системы согласования, и соответственно снижается полоса BW. Пример этого иллюстрирует семейство файлов ...ANT/Match/Omega dipole-1.maa....Omega dipole-5.maa.

Точный расчет омега-согласования удобнее всего провести в режиме автоматической оптимизации MMANA.

Методика следующая:

- Сначала проектируется нужная антенна, но без омега-согласования, с обычным питанием источник или в центре (для диполя), или внизу (для GP).

- После достижения нужных характеристик антенны (ДН, усиление) дорисовывается шунт омега-согласования, и туда переносится источник и добавляются настроечные конденсаторы C1, C2. Длина шунта выбирается из конструктивных соображений, емкости конденсаторов на этом этапе устанавливаются произвольно.
- В окне оптимизации устанавливаем в максимум критерий KCB (все остальные в минимум). В таблице **Изменяемые параметры** надо описать изменение обоих конденсаторов, причем в первой строке должен быть описан параллельный конденсатор.
- После старта оптимизации будет найдено решение — MMANA изменит емкости конденсаторов так, чтобы KCB стал равен 1. Иногда, при малых KCB оптимизация останавливается около величин 1,1...1,5 не доводя R_a точно до Z₀. Тогда имеет смысл немного помочь оптимизации вручную подгоняя C1 (ориентируясь на R_a).

Описанный метод позволил обнаружить, что (как и для гамма-согласования) возможности омега-согласования намного шире, чем принято думать. Оно позволяет согласовывать и нерезонансные вибраторы, как укороченные (см. файл ...ANT/Match/Non res omega short dipole.maa), так и удлиненные (см. файл ...ANT/Match/Non res omega long dipole.maa). Совершенно необязательно подключать шлейф омега согласования именно в центре симметричного вибратора, вполне допустимо его асимметричное расположение, как для резонансного $\lambda/2$ вибратора (см. файл ...ANT/Match/Omega asym dipole.maa), так и для вибратора произвольной длины (см. файл ...ANT/Match/Non res asym omega long dipole.maa).

Все то же самое возможно и для заземленного GP. На рис. 3.5.10 показано изменение емкости конденсаторов настройки для заземленного GP, стоящего на земле, диапазон 14 МГц. Согласование во всех случаях проводилось на 50 Ом. Длина шлейфа составляет 1,1 м, диаметр вибратора 30 мм, диаметр трубки шлейфа 12 мм.

Из рис. 3.5.10 вытекает, что согласовать таким способом можно любую заземленную трубу, включая и полуволновые вертикалы, и GP высотой $5/8\lambda$. Примеры вертикалов с такими (и другими) длинами иллюстрирует семейство файлов ...ANT/Match/Omega GP 3m.maa, ...Omega GP 13m.maa. Отмечу, что максимальная полоса BW достигается при высоте вертикала $\lambda/4$ и уменьшается как при укорочении, так и при удлинении его. Причина — в возрастании добротности контура омега-согласования.

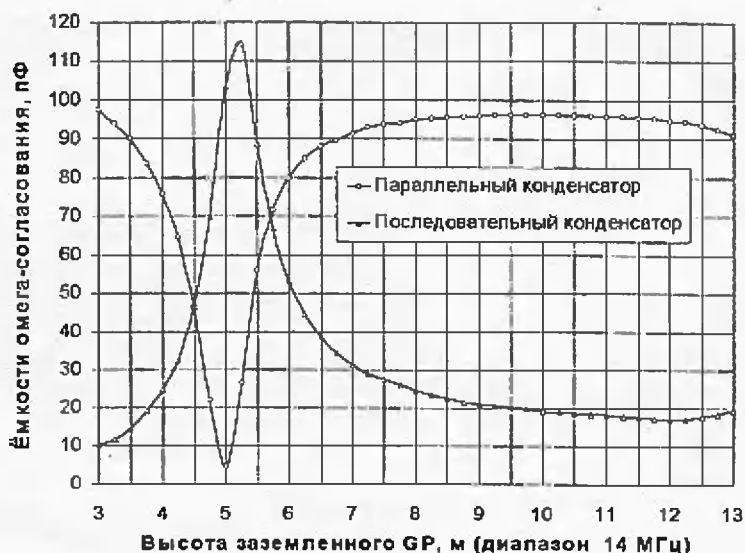


Рис. 3.5.10

Произвольное смещение от земли шлейфа омега-согласования для ГР показано в файлах ...ANT/Match/Asym res Omega GP.maa (для вертикала $\lambda/4$) и ...ANT/Match/Asym non res Omega GP.maa (для нерезонансного вертикала). То есть (как и при γ -согласовании) можно использовать как вертикал практически любую существующую заземленную конструкцию, если удастся подключить к ней хоть какой-то шлейф.

При использовании омега-согласования практически всегда надо применять меры для подавления паразитного излучения линии питания (см. раздел 3.6). Исключение — ГР с омега-согласованием, стоящий прямо на земле, у которого трубка омега-согласования идет до земли.

При использовании омега-согласования для ГР с поднятыми над землей противовесами возникает дополнительная сложность. Шлейф омега-согласования нарушает осевую симметрию вертикала. Ток контура согласования (а он может быть в несколько раз выше антенного тока) создает дополнительную токовую нагрузку на противовесы. Причем нагрузку на разные противовесы разную — максимальную на противовесы лежащие в одной плоскости со шлейфом. В результате, система противовесов, будучи физически симметричной, становится электрически асимметричной; и токи в ней не полностью взаимно компенсируются. Результатом является излучение противовесов в зенит.

Точный расчет добротности Q омега-согласования весьма сложен, качественную же оценку можно произвести в MMANA на закладке Вид по распределению токов — как отношение тока шлейфа к току вибратора. Q может достигать 10...15.

Напряжение и мощность для С2 определяются так же, как и для Т-согласования. Реактивная мощность конденсатора С1 должна быть не менее, чем в Q раз выше мощности передатчика.

3.5.12. Полоса согласования. Широкополосное согласование

Очень часто полоса антенной системы (антенна + СУ) не перекрывает нужную полосу частот с заданным КСВ. Сама антенна имеет свою полосу BW_a (в этом параграфе мы полагаем ее неизменной — какая уж вышла), а СУ — свою BW_{cy} . И казалось бы, при последовательном включении суммарная полоса BW будет меньше. Но не забудем — и антенна и СУ по сути резонансные устройства. Поэтому суммарная полоса может как сузиться, так и расшириться. Все зависит от характера изменения реактивности $jX(f)$ у антенны и СУ. Если, например, у антенны ниже резонансной частоты jX_a отрицательно, а выше — положительно (типично для антенн, питаемых в разрыве вибратора, например диполя, GP), то если у СУ характер изменения jX_{cy} обратный (т. е. ниже резонансной частоты — индуктивный, а выше — емкостной), произойдет взаимная компенсация jX_a и jX_{cy} и суммарная полоса расширится.

Здесь удобнее оперировать понятиями техники полосовых фильтров — двухконтурный фильтр имеет полосу шире, чем одиночный контур. Как известно, правильно сделанный полосовой фильтр содержит чередующиеся последовательные и параллельные колебательные контуры. У нас один из контуров — антенна (с некоторым приближением так можно считать). Следовательно, в зависимости от того, каков характер изменения jX_a от частоты (как у последовательного или как у параллельного LC-контура), надо выбирать характер изменения $jX_{cy}(f)$.

3.5.12.1. Широкополосное согласование параллельным LC контуром в точке питания

Как было упомянуто в параграфе 3.1.5, эквивалентной схемой полуволнового вибратора, питаемого в центре, является обычный последовательный LC-контур. То же самое относится и к $\lambda/4$ GP. Это хорошо видно на рис. 3.3.3 и 3.4.3. Итак, име-

ем: первый контур (антенна) — *последовательный*. Значит, для образования широкополосного двухконтурного фильтра к нему надо подключить *параллельный* LC контур, настроенный на среднюю частоту диапазона. Просто параллельно питающему кабелю (и, соответственно, антенне), как показано в файле ...ANT/Match/dipole-wide.maa. К чему это приводит, показано на рис. 3.5.12.

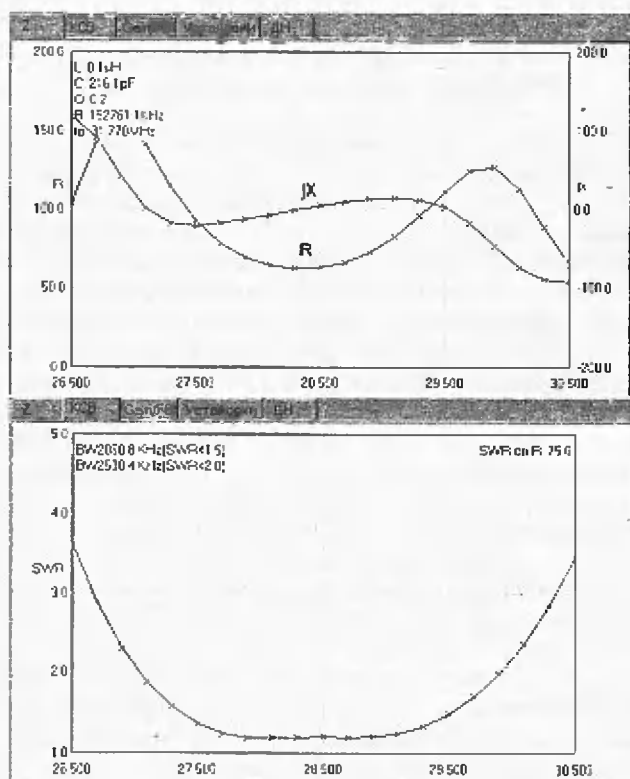


Рис. 3.5.12

Зависимость $jX(f)$ приобретает характерный для широкополосных схем согласования S-образный характер и при правильной настройке пресекает нулевое значение трижды. Это и есть следствие взаимной компенсации реактивностей антенны и СУ (нашего контура). В результате полоса BW по уровню KCB < 2 расширяется более чем в полтора раза по сравнению с обычным полуволновым диполем. Зависимость $R(f)$ имеет непривычный вид — на средней частоте (где LC контур нахо-

дится в резонансе и никак не влияет) R соответствует сопротивлению простого диполя. При расстройке в любую сторону от центральной частоты активная часть входного сопротивления диполя уменьшается, но наличие LC контура приводит к трансформации и повышению суммарного R . В результате, для данного вида согласования, зависимость $R(f)$ приобретает двугорбый характер с двумя максимумами, почти симметрично расположенными относительно центральной частоты.

Реактивное сопротивление контурного конденсатора на рабочей частоте обычно лежит в пределах 5...20 Ом (довольно большая емкость), катушка выбирается исходя из условия получения резонанса.

Практика показала, что несколько лучшие результаты по ширине BW получаются в случае, если резонансная частота LC контура несколько выше (на 10...15% от абсолютной полосы BW) средней частоты диапазона. От величины конденсатора контура зависит расстояние между крайними нулями S -кривой на графике $jX(f)$. Увеличение емкости приводит к сближению крайних нулей, и соответственно — к сужению полосы. Чрезмерное уменьшение этой емкости приводит к расширению S -кривой до тех частот, где уже резко падает R , что также приводит к сужению BW. Оптимальное значение C легко подобрать в MMANA, ориентируясь на вид S -кривой графика $jX(f)$ и ширину полосы BW на графике KCB. Примеры такого согласования диполя для разных частот приведены в файлах ...ANT/Match/dipole-wide1.maa и ...ANT/Match/dipole-wide2.maa.

По сути, согласование параллельным контуром в точке питания на частотах ниже средней ведет себя как разновидность согласования параллельной катушкой (hairpin). В самом деле — на этих частотах антенна имеет низкое значение R_a и отрицательное (емкостное) jX_a , а контур СУ на этих частотах ведет себя как индуктивность (подключенная параллельно). В результате суммарное jX снижается, а R повышается (см. частотный участок 26,5...28 МГц на графиках 3.5.12).

Аналогично выше средней частоты диапазона такое согласование близко к согласованию параллельной емкостью — антенна ведет себя как индуктивность, а контур — как емкость.

Очень хорошие результаты получаются при использовании этого вида согласования для $\lambda/4$ GP, стоящего на земле, при питании кабелем 50 Ом. Возрастание активной части входного сопротивления от 37 Ом в центре до 50...60 Ом на краях диапазона приводит к двум выраженным минимумам KCB на краях диапазона. В файле ...ANT/Match/GP-polosa.maa показан пример согласования $\lambda/4$ GP диапазона 80 м.

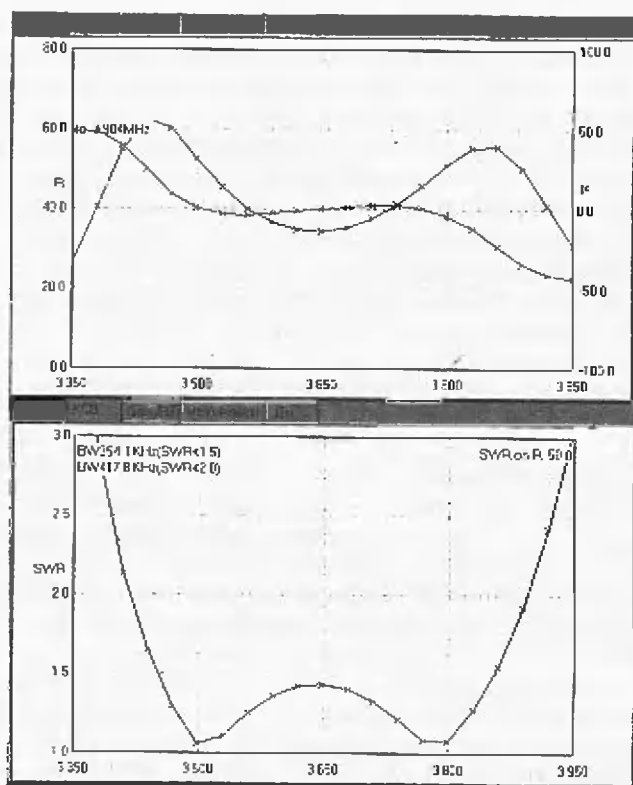


Рис. 3.5.13

На рис. 3.5.13 показаны результаты с контуром, настроенным на 3,67 МГц, и конденсатором контура 7500 пФ.

KCB во всем диапазоне 3,5...38 МГц не превышает 1,4 с двумя минимумами в CW и SSB DX участках. При уменьшении высоты вертикала до физического резонанса на 3,75 МГц, повышении частоты контура СУ до 3,78 МГц и снижении емкости конденсатора до 5000 пФ становится возможным перекрыть полосу более 500 кГц. В файле ...ANT/Match/GP-polosa-1.maa показан пример согласования $\lambda/4$ GP в полосе 26...29,7 МГц (емкость конденсатора контура СУ 300 пФ).

Этим способом можно расширить полосу любой антенны, которая ведет себя на своей резонансной частоте как последовательный контур. Это почти все антенны, питаемые в разрыве пучности тока (т. е. большинство антенн). К примеру, в файле ...ANT/Match/Wide quad LC match.maa показано расширение полосы этим способом для квадрата с периметром в 1λ .

Отмечу, что для получения оптимальных характеристик желательно, чтобы собственное (без контура согласования) входное сопротивление R_a антенны на резонансе было бы несколько ниже волнового сопротивления Z_0 используемой линии передачи. Отношение Z_0/R_a даст величину пикового значения «горба» КСВ в центре диапазона. Достигаемое этим способом расширение полосы — в 1,5...2 раза (по сравнению с полосой этой же антенны без контура).

Напряжение на контуре не превышает выходного напряжения передатчика, реактивная мощность контурного конденсатора должна быть не менее мощности передатчика. Контур СУ должен быть настроен на среднюю частоту диапазона до установки на антенну, и в дальнейшем в настройке обычно не нуждается. Но подстройка в небольших пределах (растягиванием — сжиманием катушки) по максимуму BW не повредит.

3.5.12.2. Широкополосное согласование последовательным LC контуром через $\lambda/4$ отрезок линии

Несмотря на все достоинства, у описанного в предыдущем параграфе согласования есть пара недостатков. Во-первых, величина R_a в середине диапазона определяется антенной и не может быть изменена, во-вторых, при необходимости подстроить LC контур, в точке питания он не всегда доступен (высоко подвешенный диполь, например). Описанный ниже способ лишен этих недостатков. Он основывается на любопытном свойстве $\lambda/4$ отрезка линии: если нагрузить такой отрезок на последовательный LC контур, то на другом конце линии характер зависимости $jX(f)$ будет соответствовать параллельному контуру (выше резонансной частоты jX будет емкостным, а ниже — индуктивным).

Если подключить антенну с характером изменения $jX(f)$ как у последовательного контура через $\lambda/4$ отрезок линии, то на другом конце этого отрезка получим эквивалентный параллельный колебательный контур. Очевидно, что для расширения полосы (т. е. образования двухконтурного фильтра) между параллельным контуром (концом $\lambda/4$ отрезка) и питающей линией надо включить последовательный контур, настроенный на среднюю частоту диапазона. В этом способе также можно трансформировать R_a , если волновое сопротивление $\lambda/4$ отрезка не равно R_a .

Таким способом удачно согласуются с линией 50 Ом $\lambda/4$ ГР, стоящие на земле. При подключении через $\lambda/4$ отрезок кабеля 50 Ом $R_a = 37$ Ом повышается $\lambda/4$ трансформатором на сред-

ней частоте до 68 Ом (обеспечивая «горб» КСВ $68/50 = 1,35$). Добавление последовательного LC контура позволяет получить S-образную кривую $jX(f)$ и соответственно два минимума КСВ на краях диапазона и расширение BW. Пример такого согласования приведен в файле ...ANT/Match/Wide band GP match.maa. Поскольку в MMANA прямое описание линий как нагрузок невозможно, то в данной модели $\lambda/4$ отрезок кабеля 50 Ом симулирован эквивалентным П-контуром. Реально согласование выглядит так — непосредственно к GP подключен питающий кабель 50 Ом. На расстоянии $\lambda/4$ (с учетом K_y используемого кабеля) в разрыв центральной жилы кабеля включен последовательный LC-контур, настроенный на среднюю частоту диапазона. Далее к передатчику идет кабель 50 Ом произвольной длины.

От величины конденсатора контура зависит расстояние между крайними нулями S-кривой на графике $jX(f)$. Уменьшение емкости приводит к сближению крайних нулей, и соответственно — к сужению полосы. Чрезмерное увеличение этой емкости приводит к расширению S-кривой до тех частот, где уже резко падает R, что также приводит к сужению BW. Оптимальное значение C легко подобрать в MMANA, ориентируясь на вид S-кривой графика $jX(f)$ и ширину полосы BW на графике КСВ.

К достоинствам этого метода (кроме возможности трансформации R_a) относится доступность контура при настройке. К недостаткам — довольно большая величина катушки контура (реактивное сопротивление на рабочей частоте 100...300 Ом), что требует высокой конструктивной добротности.

Реактивная мощность конденсатора контура должна быть в несколько (строго говоря, в нагруженную добротность контура) раз выше мощности передатчика. Рабочее напряжение конденсатора — в такое число раз выше напряжения передатчика на согласованной нагрузке.

3.5.12.3. Широкополосное согласование вибраторов с гамма- и омега-согласованиями

Хотя как последовательный контур ведут себя большинство антенн, но не все. Часть антенн вблизи резонанса имеет характер изменения $jX(f)$ такой же, как у параллельного контура. Прежде всего, это антенны, питаемые не в разрыв вибратора, а параллельно ему, через шлейф. Это — рассмотренные выше в параграфах 3.5.9–3.5.11 шлейфовые схемы — гамма- и омега-согласования.

Естественно, для образования двухконтурного фильтра в данном случае необходимо последовательно с антенной включить последовательный же LC контур. В принципе, в антенне с гамма-согласованием он уже имеется — индуктивность трубки гамма-согласования и последовательно с ней включенный настроенный конденсатор как раз и образуют нужный контур. Но нужный по схеме, а отнюдь не по значениям (необходимым для расширения BW), входящих в него элементов. Длина трубки гамма-согласования выбирается из условия получения нужного R_a , а уж ее индуктивность — какая получится, такая и получится. И крайне маловероятно, чтобы она совпала с нужной для обеспечения оптимальной полосы. Поэтому намного проще включить последовательно с трубкой гамма-согласования дополнительную катушку индуктивности, соответственно уменьшив настроенный конденсатор. Такая конструкция была предложена Александром Юрковым, RA9MB и показана в файле ...ANT/Match/RA9MB.maa. Заземленный GP высотой 2,66 м при таком согласовании имеет полосу более 4 МГц и перекрывает диапазоны 12 и 10 м.

Методика проектирования такой антенны следующая:

- Вначале разрабатывается антенна с обычным гамма-согласованием. Длина трубки гамма-согласования выбирается из условия получения R_a несколько превышающего волновое сопротивление линии передачи Z_0 . Отношение R_a/Z_0 даст значение «горба» KCB на средней частоте (какое вы можете допустить).
- Затем последовательно с настроенным конденсатором вставляется последовательный LC-контур, настроенный на среднюю частоту, обеспечивающий расширение полосы. Увеличение индуктивности этого контура приводит к сужению крайних нулей S-кривой (аналогично параграфу 3.5.12.2).
- После достижения нужной полосы два последовательно включенных конденсатора — контура и настроенный гамма-согласования — пересчитываются в один.

Таким способом можно получать очень малый KCB в широкой полосе частот. В файле ...ANT/Match/RA9MB-3.5-3.8.maa показан заземленный GP высотой 19,7 м, который при таком согласовании имеет KCB менее 1,25 во всем диапазоне 3,5...3,8 МГц. А в файле ...ANT/Match/WB gamma-dipole.maa показан $\lambda/2$ диполь, который при таком согласовании имеет KCB менее 1,4 во всем диапазоне 3,5...3,8 МГц.

Такой же эффект (расширение BW) можно получить и на антенне с омега-согласованием. Причем тем же самым спосо-

бом — включением катушки между последовательным настроенным конденсатором и кабелем питания. Методика проектирования такой антенны в точности совпадает с приведенной выше методикой для гамма-согласования (лишь вместо изменения длины шлейфа надо менять емкость параллельного конденсатора). Пример такого согласования заземленного GP высотой 5 м показан в файле ...ANT/Match/wide Omega GP 5m.maa. Полоса антенны превышает 2 МГц.

Параметры контура согласования выбираются точно так же, как и в параграфе 3.5.12.3. Достигаемое этим способом расширение полосы — в 1,5...2 раза (по сравнению с полосой этой же антенны без контура).

3.5.12.4. Широкополосное согласование антенн с параллельным сосредоточенным элементом

Кроме рассмотренных в предыдущем параграфе гамма-и омега согласованных антенн, как параллельный колебательный контур ведет себя антенны с согласованием параллельным конденсатором или индуктивностью (см. вторую часть параграфа 3.5.8). Это понятно — параллельный согласующий элемент образует совместно с реактивностью антенны параллельный контур, настроенный на рабочую частоту. И для расширения полосы достаточно лишь включить между антенной и кабелем последовательный LC контур.

В файле ...ANT/Match/GP with wide C+LC match.maa показан удлинённый, приподнятый GP, согласованный параллельным конденсатором. Полоса антенны расширена последовательным контуром и составляет 2,6 МГц при средней частоте 27,5 МГц.

В файле ...ANT/Match/GP with wide L+LC match.maa приведен слегка укороченный, стоящий на земле вертикал, согласованный параллельной катушкой. Полоса антенны расширена последовательным контуром и составляет 3,4 МГц при средней частоте 27,5 МГц.

Еще один тип антенн, которые на резонансе имеют зависимость $|X(f)|$ как у параллельного контура, это укороченные вибраторы с катушкой в точке пучности тока (подробнее см. раздел 3.7). Линия питания у таких антенн подключается к отводам катушки, чем и обеспечивается согласование. Так, например, выполняют укороченные GP — катушка в основании обеспечивает резонанс на нужной частоте, а отвод — согласование с заданным Z_0 (см. п. 3.7.2).

Последовательный LC-контур между питающей линией и отводом удлиняющей катушки позволяет намного расширить

полосу. Что особенно актуально для укороченных антенн, BW которых принципиально меньше, чем полноразмерных (см. п. 3.7.1.2).

В файле ...ANT/Match/ Wideband_match Sh GP-1.maa показан укороченный (высотой всего 13 м) вертикал на 80 м, с двумя проводами емкостных нагрузок (см. раздел 3.7.3) наверху, согласованный описанным способом. Эта очень простая и удобная конструктивно (емкостные нагрузки выполняются как отрезки верхнего яруса растяжек мачты) антенна, несмотря на свои небольшие размеры, имеет более чем солидную полосу в 370 кГц (рис. 3.5.14). И что очень практично имеет два выраженных минимума KCB по 1,2 как в CW, так и в SSB DX-участках.

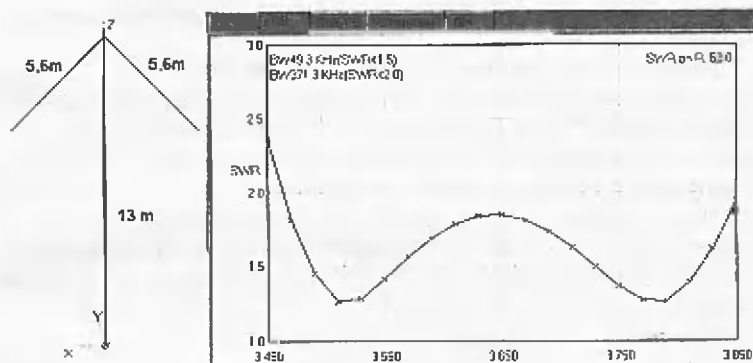


Рис. 3.5.14

«Горб» KCB в центре диапазона, достигающий значения 1,8, соответствует малоиспользуемому участку 3,6...3,7 МГц. Если же для вас важен именно этот участок, то можно увеличить катушку последовательного контура, сдвинуть крайние нули S-кривой, что снизит «горб» KCB в середине (но одновременно несколько увеличит KCB на краях). Либо использовать антенну аналогичную описанной, но с меньшими размерами, как показано в файле ...ANT/Match/Wideband_match Sh GP.maa. Этот GP при высоте всего в 8,2 м имеет полосу более 150 кГц и два выраженных минимума KCB на 3,525 и 3,625 МГц соответственно, что позволяет успешно перекрыть наиболее населенные участки диапазона 3,5...3,65 МГц.

В файлах ...ANT/Match/ Wideband_match1.maa и Wideband_match1.maa описаны два варианта вертикала с физической высотой всего 10 м, но также с двумя резонансами на 3,52

и 3,78 МГц. Платой за его укорочение является заметное возрастание КСВ на 3,65 МГц. Методика настройки всех четырех последних вертикалов описана в **Комментариях** к каждому из файлов.

Параметры последовательного LC-контура выбираются точно так же, как и в параграфе 3.5.12.2.

3.5.12.5. Расширение полосы нерезонансных вибраторов с гамма- и омега-согласованиями

Если длина GP заметно отличается от $\lambda/4$ (а для симметричного диполя — от $\lambda/2$), то при гамма- и омега-согласованиях значительно уменьшается емкость последовательного конденсатора согласования (см. рис. 3.5.8 и 3.5.10). И соответственно растет ее реактивное сопротивление, повышая нагруженную добротность системы согласования и сужая полосу.

Очевидным решением для увеличения последовательного конденсатора является снижение индуктивности трубки шунта согласования. Так как длина ее фиксирована, сделать это можно только заметным увеличением ее диаметра. Непосредственное увеличение диаметра неудобно конструктивно, поэтому поступают так же, как и в диполе Надененко (см. параграф 3.3.2, рис. 3.2.7) — заменяют толстую трубу набором тонких параллельных проводов. Располагают их по кругу около вибратора, как показано на рис. 3.5.15. Такой «толстый» шунт вокруг вибратора (называемый на жаргоне «юбкой») имеет низкую индуктивность, что позволяет увеличить настроенный конденсатор и расширить полосу согласования.

Например, в диапазоне 14 МГц заземленный, укороченный GP высотой 3,5 м и диаметром 30 мм (файл ...ANT/Match/Gamma-3,5m-wide.maa), при обычном гамма-согласовании трубкой диаметром 12 мм имеет полосу < 200 кГц.

Этот же вибратор при замене трубки шунта на «юбку» из 4 проводов диаметром 2 мм и расположенных вокруг вибратора на расстоянии 0,2 м (файл ...ANT/Match/Gamma-3,5m-wide.maa) имеет полосу > 300 кГц.

Применение «юбки» также позволяет снизить минимальную высоту GP, при которой еще возможно гамма-согласование до $0,11\lambda$ (файл ...ANT/Match/Gamma-2,3m-wide.maa).



Рис. 3.5.15

Из приведенных примеров не следует, что применение «юбки» для расширения полосы нужно лишь для укороченных вибраторов. Совсем нет, удлиненные GP высотой более $\lambda/4$ также в 1,5...2 раза расширяют полосу при использовании «юбки».

Практически все антенны средневолновых радиовещательных станций выполняются как заземленные ажурные мачты с «толстым» шунтом-«юбкой», провода которой (несколько с каждой стороны мачты) расположены вокруг мачты. Например, файл `ANT/Match/MW-Broadcasting.maa` показывает реально существующую антенну радиовещательной станции мощностью более мегаватта. Помимо прочего этот файл дает представление о возможностях MMANA по созданию описаний и расчету чрезвычайно сложных антенн. Кстати, если у вас расчет этого файла (с более чем 1,5 тысячами точек сегментации) не стартует, это означает, что либо ОЗУ вашего компьютера менее 20 МБ, либо вы не выполнили рекомендации параграфа 2.2.11 и не увеличили в установках MMANA максимальное число сегментов, соответствующее имеющемуся ОЗУ. Если же расчет стартовал, то запаситесь терпением, даже на компьютере 2,4 ГГц он длится довольно долго.

В завершение раздела о согласовании хочу отметить, что антенная система — это комплексное устройство, состоящее из нескольких узлов: собственно антенна, блок согласования, линия передачи. И нет особого смысла «упираться» в один из этих узлов. Скажем, делать сложную антенну из множества проводов, так чтобы она непосредственно имела 50 Ом входного сопротивления на нужных частотах. Или напротив — использовать простейшую антенну, но очень сложным СУ добиваться ее согласования.

Истина, как водится, посередине — мы ведь делаем антенную систему и разумнее равномерно распределять сложности по отдельным узлам — и антенна может быть непростой, и СУ присутствовать и, когда надо, линия передачи отличаться от стандартной. Принцип лентяя — задача решается с минимальными суммарными затратами и сложностями во всей системе.

3.6. Подавление излучения линии передачи и окружающих металлических предметов

Почему и когда это требуется. Синфазные токи в симметричных линиях передачи. Синфазные токи в коаксиальных линиях передачи. Устройства подавления синфазного тока линии. Трансформатор с малой межвитковой емкостью. Развязывающий дроссель. Фильтры-пробки. Симметрирующие устройства. Одно ли и тоже: симметрирование и подавление синфазного тока? Балансная компенсация синфазного тока. Симметрирующее U-колесо. Наведенные токи. Требования к антеннам по снижению паразитных токов. Использование синфазного тока линии для основного излучения антенны.

3.6.1. Почему и когда это требуется

Хотел было назвать весь этот раздел как-то вроде «Симметрирование антенн и линий передачи». Но передумал. Дело в том, что симметрирование это всего лишь один из частных случаев большой проблемы — подавления излучения всех тех металлических частей, которые антенной не являются.

Любая реальная антенна (если только она не подвешена высоко на полностью диэлектрической несущей конструкции, и не возбуждается передатчиком на батарейках, непосредственно, без линии передачи висящим на антенне) имеет в своем ближайшем окружении изрядное количество металла. Линия питания, мачта, растяжки, другие антенны, громоотводы, силовые и телефонные сети, прочие чужие металлоконструкции и т. п. Но почему-то многие наличием этого металла вокруг антенны пренебрегают. Происходит забавный психологический феномен «в упор не видения». Что-то вроде: «Вот это моя антенна, она будет излучать и принимать. А все окружающие железяки — это не антенна. Чего же на них обращать внимание?» Так то оно так, окружающий металл — это действительно не антенна. Беда только в том, что ВЧ ток не имеет ни малейшего представления о том, что именно из множества металлических проводов и поверхностей причудливо расположенных вблизи друг друга, мы считаем антенной, а что не стоящими внимания железяками. И растекается ВЧ ток по всем проводам, куда только сможет, не делая никаких различий что это за провод: антенна, линия питания, мачта или еще что-то.

Дело осложняется еще и тем, что кроме прямого затекания тока, поле антенны (особенно в ближней зоне) наводит в ме-

таллических предметах вторичные токи. В результате, по окружающему металлу (так далее будем именовать все «железо», включая линию питания, в радиусе до 1λ вокруг антенны) текут ВЧ токи (ну где там току, академиев не кончавшему, разобратся что это: пассивный элемент вашей антенны или растяжка с мачтой, а то и вовсе другая антенна).

И в полном соответствии с механизмами, описанными в разделе 3.1, все токи (и прямо затекшие и наведенные) приводят к излучению ЭМВ (а в режиме RX — к приему). Поля, созданные этими токами, взаимодействуют с основным полем антенны и несколько изменяют его. Соответственно, немного изменится входной импеданс и ДН.

Всегда ли надо бороться с излучением окружающего металла? Когда как, надо рассматривать конкретную ситуацию. Если, например, у вас наклонный асимметричный диполь на одиноко стоящей в чистом поле металлической мачте, а от него по воздуху прямо к передатчику идет линия питания, соседей поблизости нет (один ваш личный дом), то собственно пусть и линия питания и мачта что-то излучают. Никому это не мешает, и дополнительных потерь не внесет. А небольшое изменение ДН для слабонаправленной антенны совершенно несущественно.

А вот если аналогичную антенну вы расположите на мачте коллективной ТВ антенны на крыше многоквартирного дома, то ничего хорошего из этого не выйдет. Во-первых, часть тока антенны потечет вниз по линии питания. И последняя начнет излучать. А проходит линия питания через весь дом с телевизорами, телефонами, вещательными приемниками. И даже если ее излучение невелико, это не спасет — слишком она близко ко всем приемникам помех, которые ее излучение успешно примут, а соседи вам об этом красочно расскажут. Кроме того, излучение линии в данном случае в эфир не уйдет, а будет поглощено домом. То есть часть энергии передатчика уйдет на обогрев дома. На приеме ситуация будет ничем не лучше — линия питания, работая как один из проводов антенны, успешно примет помехи излучаемые импульсными блоками питания, тиристорными регуляторами и прочей бытовой техникой. Даже если эти помехи и малы. Много ведь и не надо — линия-то (а в данном случае это провод антенны) рядом. Расположение антенны на мачте ТВ антенн тоже идея неудачная. Просто за счет излучения антенны в мачте наведется заметный ток. А вибраторы УКВ ТВ антенн часто своей средней частью имеют контакт с несущей конструкцией. И хотя развязка там велика, но она никак не рассчитана на то, что прямо по

мачте будут протекать большие токи помех. Так что будут помехи сразу всем ТВ, подключенным к этой антенне.

Итак, можно не заниматься подавлением излучения окружающего металла, если:

1. Линия питания и все окружающие металлические предметы расположены так, что их излучение не будет бесполезно рассеяно в тепло. То есть они имеют достаточно низкие омические потери (не ржавое железо, например) и расположены не в окружении поглощающих материалов (дома, стены, и т. д.), лучше всего — целиком находятся в воздухе.

2. Линия питания и все окружающие металлические предметы расположены так, что их излучение не будет источником помех для другой аппаратуры. То есть они достаточно удалены от потенциальных приемников помех.

3. Линия питания и все окружающие металлические предметы расположены так, что они, в качестве дополнительных проводов антенны, не будут принимать повышенный уровень помех.

4. Изменение формы ДН основной антенны и входного импеданса допустимо.

5. Радиостанция имеет *отдельное* и качественное *высоко-*частотное заземление (в противном случае, из-за растекания ВЧ тока по корпусам могут «сойти с ума» отдельные устройства на радиостанции).

Если в вашем случае *выполняются сразу все пять условий*, то раздел 3.6 можете с чистой совестью пропустить (хотя в параграф 3.6.8 все же загляните — там есть несколько интересных антенн). Если же хотя бы одно из условий не выполняется, то придется принимать меры для подавления нежелательного излучения.

Изучение подавления не антенных токов начнем с линии передачи. Это логично — линия в любом случае непосредственно соединена с антенной, подходит к ней вплотную и поэтому именно линия передачи, как правило, излучает заметно сильнее всех остальных окружающих металлических предметов.

3.6.2. Синфазные токи в симметричных линиях передачи

По двухпроводной симметричной линии могут протекать два совершенно разных тока.

Первый — дифференциальный ток I_d между проводами линии. Это ток, для передачи которого линия и предназначена —

от источника через первый провод линии в нагрузку и обратно по второму проводу линии к источнику. Дифференциальные токи каждого из проводов линии I_{d1} и I_{d2} в любом сечении линии равны по амплитуде и в точности *противофазны*, т. е. $I_{d1} = -I_{d2}$. С точки зрения внешнего наблюдателя токи I_{d1} и I_{d2} в линии полностью уравниваются друг друга, и линия целиком (в любой точке) имеет нулевой суммарный потенциал относительно земли.

Второй — синфазный ток I_c , протекающий по *обоим проводам линии одновременно* и в одну сторону. То есть синфазные токи каждого из проводов линии I_{c1} и I_{c2} в любом сечении линии равны по амплитуде и имеют *одинаковую фазу*, т. е. $I_{c1} = I_{c2}$. По сути, для синфазного тока линия представляет собой один провод. Вернее два, включенных параллельно — ведь именно в параллельно соединенных проводах текут равные по величине и фазе токи. Но возникает вопрос — а собственно откуда и куда течет I_c ? С I_d все ясно имеется замкнутая цепь: источник — первый провод линии — нагрузка — второй провод линии — снова источник. Но по I_c линия-то включена как *один* провод. От какого же источника и по какой цепи протекает ток по этому проводу?

Разберемся с источником, для чего обратимся к рис. 3.6.1.



Рис. 3.6.1

Симметричная двухпроводная линия с $Z_0 = 200$ Ом, нагруженная асимметричную нагрузку — резисторы с суммарным сопротивлением те же 200 (150 + 50 Ом). То есть КСВ в линии равен 1. Но нагрузка линии несимметрична относительно нулевого потенциала. Если по линии протекает ток в 1А, то $U_1 = +150$ В, а $U_2 = -50$ В (напряжения переменные конечно, знаки указывают не полярность, а фазу). В результате правый конец линии (оба провода сразу) приобретает суммарное синфазное напряжение относительно земли в $150 - 50 = 100$ В. Вот и готов источник для синфазного тока.

Теперь осталось подыскать ему нагрузку. Если симметричный источник U не имеет контакта с землей (например, это катушка связи в передатчике), то нагрузкой является сама линия.

Посмотрите на рис. 3.6.1 с правой стороны, повернув его на 90° — земля есть, а относительно нее на два параллельно включенных провода линии (не забудем, речь идет о синфазной составляющей) подано напряжение 100 В. Дальний конец линии от земли изолирован. Это же чистой воды несимметричный вибратор! Если длина линии близка к резонансной (т. е. кратна нечетному числу $\lambda/4$), то ее входное сопротивление невелико. И синфазный ток успешно излучается линией, которая для него будет являться антенной (паразитным вибратором). Впрочем, излучение линии будет при любой ее длине и достигнет минимума (но не исчезнет совсем) при длине кратной $\lambda/2$, где входной импеданс нашего паразитного вибратора (линии с синфазным током) максимален (см. рис. 3.4.4).

Если же источник U имеет контакт с землей (скажем, середина упомянутой катушки связи заземлена, что часто имеет место), то принципиально ничего не изменится. Лишь поменяются местами длины линии, когда ее излучение максимально (при длинах кратных $\lambda/2$) и минимально (кратность нечетному числу $\lambda/4$). Кроме того, ВЧ ток асимметрии имеет в данном варианте все шансы затечь на общий провод радиостанции (где приведет к множеству проблем с приборами) и возможно в питающую сеть (которая «раздаст» его по всему дому и доставит поближе к каждому потенциальному приемнику помех).

Таким образом, ток I_c — это ток излучения (антенный) линии. Наложение токов I_c и I_d дает любопытный эффект — суммарные токи в каждом из проводов линии I_1 и I_2 становятся *разными*. То есть:

$$I_1 = I_{c1} + I_{d1}; I_2 = I_{c2} - I_{d2}. \quad (3.6.1.)$$

Для реальных асимметричных антенн половины нагрузки представляют собой не чисто активные (как упрощенно показано на рис. 3.6.1), а комплексные импедансы.

К чему приводит попытка питать несимметричную антенну симметричной линией видно из рис. 3.6.2, где показан асимметричный диполь диапазона 14 МГц, питаемый по симметричной двухпроводной линии с $Z_0 = 200 \text{ Ом}$ [3, рис. 5.17] и файл ...ANT/Radiation of feeder/Asymm dipole — simm line.maa.

Контакт с землей снизу у линии отсутствует. Ее длина выбрана $\lambda/4$ (наихудший случай с точки зрения излучения линии). На асимметричном диполе мы видим типичное для волнового диполя синусоидальное распределение токов (хотя и с разными амплитудами в плечах). А вот на линии передачи токи по проводам *разные*. Как было отмечено выше — это следствие протекания синфазного тока по линии.

не озаботиться подавлением излучения (или, что то же самое, тока I_c) линии, то практически наверняка заявленные характеристики (КСВ, многодиапазонность) не получатся. А то, что получится будет зависеть от длины и положения линии. Причина — к антенне подключен «лишний» и неучтенный излучающий провод (линия с синфазным током), и изменение его размеров, конечно, будет менять параметры антенны.

Если по двухпроводной линии питается симметричная (пусть даже и нерезонансная) антенна, то синфазный ток в линии не возникает. Но лишь при том условии, что выход TRX также симметричен (или используется СУ с симметричным выходом). Если же выход передатчика несимметричен, то за счет этого появляется I_c , что иллюстрирует файл ...ANT/Radiation of feeder/Symm line+asymm TRX.maa. Это $\lambda/2$ диполь, запитанный полуволновой двухпроводной линией-повторителем. Если внизу оба провода линии не имеют контакта с землей, то ДН симметрична, токи и входное сопротивление 73 Ом, как и должно быть. При соединении же у TRX одного из проводов линии с землей линия становится не только повторителем, но и излучателем, резко меняется входное сопротивление антенны, и перекашивается ДН.

Величина синфазного тока линии, кроме степени асимметрии антенны, зависит еще и от величины тока в антенне в месте питания. Естественно, чем больше в этой точке антенный ток, тем больше его затечет на линию. Поэтому антенны, питаемые в точке минимума тока (например, антенна Цеппелина — полуволновой диполь с питанием с конца по двухпроводной линии — см. главу 4) имеют минимальное излучение линии. Просто потому, что из точки питания (даже при изрядной асимметрии) особенно нечему затекать — токи там малы.

В завершение этого параграфа отмечу, что дифференциальные токи не могут привести ни к излучению, ни к приему линией ЭМВ. А синфазные, как было показано выше — могут и приводят.

3.6.3. Синфазные токи в коаксиальных линиях передачи

В коаксиальной линии, точно также как и двухпроводной, могут протекать два тока: дифференциальный I_d и синфазный I_c . Но распределение их будет иным. Чтобы упростить рассмотрение ограничимся снизу по частоте диапазоном КВ. Из-за скин-эффекта глубина проникновения ВЧ токов в металл даже на частоте 1,8 МГц не превышает нескольких сотых до-

лей миллиметра (т. е. ток практически течет лишь по поверхности). А толщина оплетки кабеля, как правило, во много раз выше этого значения. Следовательно, мы имеем два пути тока в оплетке — по внутренней поверхности ее поверхности и по внешней. Причем из-за скин-эффекта эти токи протекают *независимо* друг от друга. В середине сечения оплетки тока нет (он туда просто не проникает, что эквивалентно наличию изолятора). Эквивалентная схема (рис. 3.6.4) следующая — коаксиал с двумя очень тонкими оплетками (одна поверх другой) и слоем изоляции между ними. Электрически внешняя и внутренняя оплетки (реально это внутренняя и внешняя поверхности физической оплетки) соединяются только в начале и в конце кабеля.

Коаксиальная линия 50 Ом

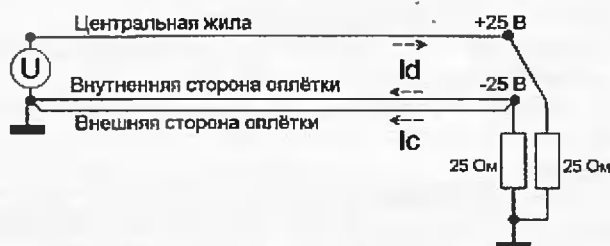


Рис. 3.6.4

Дифференциальный ток I_d (передающий мощность от источника в нагрузку) протекает между центральной жилой и внутренней поверхностью оплетки кабеля. А вот синфазный ток I_c , в отличие от двухпроводной линии, протекает только по одному проводу — по наружной стороне оплетки кабеля.

Снова обратимся к рис. 3.6.4, на котором изображен коаксиальный кабель с $Z_0 = 50$ Ом, подключенный к симметричной нагрузке $25 + 25$ Ом. Общее сопротивление нагрузки 50 Ом, поэтому КСВ в кабеле равен 1. При токе в линии 1 А на оплетке кабеля подключенной к нагрузке в данном случае будет напряжение в 25 В относительно земли. Это напряжение приложится к наружной стороне оплетки кабеля и по ней потечет ток I_c . Причем (как было упомянуто) этот ток из-за скин-эффекта не будет влиять на протекающий по внутренней стороне оплетки ток I_{d2} . То есть фактически наружная сторона оплетки кабеля представляет собой паразитный провод, подключенный к одному из выводов нагрузки (антенны). Как легко видеть, напряжение на этом проводе (и, следовательно, ток I_c) будет от-

существовать только в одном случае — при равенстве нулю левого по схеме резистора на рис. 3.6.4, т. е. — в том случае, когда оплетка кабеля подключена к антенне в точке, имеющей нулевой потенциал относительно земли. Во всех же остальных случаях (причем неважно — симметричная нагрузка, или асимметричная) ток I_c всегда есть.

Очень важный для практики вывод — если оплетка коаксиального кабеля подключена к антенне в точке, где потенциал не равен нулю относительно земли, то наружная сторона оплетки кабеля будет излучать (при отсутствии устройств подавления тока оплетки).

Реально, это практически все случаи, за исключением GP, стоящего прямо на поверхности земли, питающий кабель которого идет под землей.

Влияние длины кабеля и наличия ВЧ заземления радиостанции на степень излучения оплетки будет точно таким же, как и у двухпроводной линии (см. параграф 3.6.2).

Для симуляции оплетки кабеля в MMANA необходимо к антенне дорисовывать дополнительный провод, подключенный к той точке антенны, куда присоединена оплетка. Геометрия провода должна соответствовать положению в пространстве и длине кабеля.

Рассмотрим примеры.

В файле ...ANT/Radiation of feeder/symmetry test -1 RW3FO.maa (в **Комментариях** к этому файлу содержится весьма полезная статья Дмитрия Багно, RW3FO) показан простейший горизонтальный $\lambda/2$ диполь на высоте $0,45\lambda$ над землей. Диполь питается коаксиальным кабелем, идущим наклонно до земли. Внизу у передатчика кабель заземлен. Словом, самая обычная,

распространенная антенна. Но посмотрим на распределение токов (рис. 3.6.5). В половинках диполя токи разные. Это происходит потому, что наружная сторона оплетки фидера, имея резонансную длину (я специально взял худший случай в $\lambda/2$), подключена параллельно одному из плеч диполя и отбирает на себя изрядную часть тока. Этот ток I_c , протекая до земли по внешней стороне оплетки, излучает. В результате суммарная ДН перекашивается (см. в параграфе 3.6.4.2 рис. 3.6.8, ДН 1).

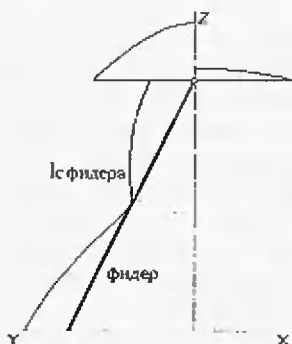


Рис. 3.6.5

В файле ...ANT/Radiation of feeder/symmetry test RW3FO.maa показан аналогичный диполь, но в данном примере заземление на радиостанции отсутствует, а длина питающего кабеля выбрана $\lambda/4$. В распределении токов есть все тот же перегиб и все тот же излучающий ток оплетки I_c . Но в данном случае внизу на незаземленном конце оплетки (и, следовательно, на всех корпусах приборов радиостанции) присутствует изрядное ВЧ напряжение — корпуса при работе передатчика «жгутся».

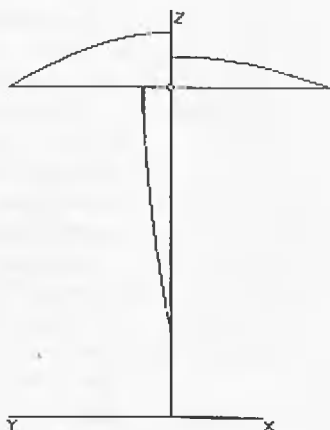


Рис. 3.6.6

Такая помеха приведет к сбоям аппаратуры. Суммарная ДН (см. в параграфе 3.6.4.2 рис. 3.6.9, ДН 1) за счет излучения оплетки отличается от привычной «восьмерки» диполя. Отмечу, что излучение в правую сторону ДН в данном случае носит вертикальную поляризацию и определяется излучением вертикально расположенного кабеля.

Может показаться, что синфазный ток по наружной стороне оплетки коаксиала возникает только при подключении его к симметричным антеннам, а с несимметричными антеннами (вроде GP) все ОК. Но после изучения файла ...ANT/Radiation of feeder/GP-1.maa становится ясно, что это не так. В этом файле показан четвертьволновый вертикал с четырьмя такими же горизонтальными противовесами. Точка питания приподнята на высоту λ над землей. Антенна питается коаксиальным кабелем. Оплетка, естественно, подключена к противовесам. Внизу коаксиальный кабель идет далее к радиостанции в земле (это эквивалентно ВЧ заземлению).

Взглянем на рис. 3.6.7, на котором приведено распределение тока в такой системе. Кроме тока самого вертикала и токов противовесов (как положено — противофазных), по наружной стороне оплетки коаксиала протекает очень большой ток I_c . Распределение этого тока по оплетке чисто антенное — период синусоиды. Причем амплитуда этого тока всего лишь вдвое меньше, чем тока самого вертикала. Излучая, ток I_c изменит как входной импеданс, так и ДН GP (см. в параграфе 3.6.4.2 рис. 3.6.10, ДН 1).



Рис. 3.6.7

Конечно, в примерах рисунков 3.6.5, 3.6.6 и 3.6.7 я намеренно брал самую что ни на есть неудачную (резонансную) длину кабеля с точки зрения его излучения. Если же длина кабеля не резонансна, то синфазные токи заметно слабее. Кажется, что достаточно взять длину кабеля не попадающую в резонанс, и все станет хорошо. Но это именно кажется.

Во-первых, электрическая длина кабеля отличается от физической. Причем не на тот K_u , который указан в паспорте кабеля (он относится только к дифференциальным токам, протекающим внутри кабеля). В данном случае укорочение для тока внешней стороны оплетки обеспечивает тонкий слой внешней

пластиковой изоляции кабеля. И K_u меняется в пределах 0,9...0,97 в зависимости от толщины и типа изоляции. Кроме того, если кабель идет близко к стенам, земле и т. д., то имеется дополнительное укорочение. Как результат — точно узнать электрическую длину наружной стороны оплетки не представляется возможным.

Во-вторых, до сих пор мы рассматривали только токи основной рабочей частоты. А реально, в сигнале всегда присутствуют высшие гармоники. И вполне вероятно, что для одной из них электрическая длина внешней стороны оплетки окажется резонансной. Представьте, что будет, если фидер, идущий по дому набитому телевизорами, окажется эффективным излучателем для, скажем, 2-й гармоники 27 МГц (а первый канал ТВ 48,5...56,5 МГц). Можно, конечно, возразить, что ситуация гипотетическая, однако законы Мерфи так же неумолимы, как и законы электродинамики. И шанс «влететь» с длиной кабеля весьма высок. Хотя это и противоречит теории вероятности, зато в полном соответствии с законом подлости.

3.6.4. Устройства подавления синфазного тока линии

Как мы выяснили в двух предыдущих параграфах, синфазные токи линии приводят ко многим нежелательным проблемам. Поэтому крайне желательно подавить I_c . А как можно разорвать цепь для ВЧ тока? Поставить на его пути либо очень малую емкость, либо очень большую индуктивность (дроссель), либо фильтр-пробку (параллельный LC контур). Все эти три способа и используются, и в такой последовательности мы их рассмотрим.

3.6.4.1. Трансформатор с малой межвитковой емкостью

Если в точке питания антенны между фидером и антенной установить трансформатор, то для тока I_c он будет представлять собой последовательный конденсатор. В самом деле — трансформатор через магнитное поле передает только дифференциальные токи, а синфазный ток видит в трансформаторе препятствие в виде межвитковой емкости. Если последняя мала, то можно сильно ослабить затекание I_c на линию передачи.

В качестве трансформатора может использоваться резонансный контур с катушкой связи (заодно будет обеспечено согласование), или ШПТТС (см. параграф 3.5.6). Отмечу, что нужен именно трансформатор с двумя отдельными обмотками, связанными только по полю. Автотрансформаторы вроде катушки с отводами или ШПТДЛ (которые по самому принципу работы имеют соединения между обмотками) в данном случае совершенно непригодны.

Такие устройства подавления синфазного тока очень хороши в низкочастотной части КВ диапазона, имеют неплохие характеристики на ВЧ КВ диапазонах и неприменимы на УКВ. Причина одна и та же — уменьшение с частотой реактивного сопротивления развязывающей межобмоточной емкости.

3.6.4.2. Развязывающий дроссель

Если сопротивление конденсатора с частотой падает, то у дросселя все наоборот. Чтобы ток I_c «увидел» на своем пути индуктивность, достаточно питающим кабелем намотать катушку (или небольшой моток) перед подключением его к антенне (возможно, на ферритовом сердечнике). Для дифференциального тока эта катушка не окажет никакого влияния. В самом деле, току I_d , протекающему внутри кабеля, решительно все равно как изогнут или свернут кабель снаружи — зигзагом или спиралью, и на что он намотан (это относится лишь к коаксиальным кабелям, замечание же о двухпроводных линиях — см. в конце данного параграфа). Но ток I_c , пытающийся затечь на внешнюю сторону оплетки, «увидит» на своем пути индуктивное сопротивление дросселя.

На рис. 3.6.8 показано, как меняются параметры антенны ...ANT/Radiation of feeder/symmetry test -1 RW3FO.maa (вид антенны см. на рис. 3.6.5) при наличии дросселя. ДН I соответствуют случаю отсутствия дросселя (протекания большого I_c).

Эта ДН изрядно перекошена и повернута относительно оси диполя. ДН2 построены при реактивном сопротивлении дросселя $jX = 200 \text{ Ом}$ (не забудьте в файле включить дроссель постановкой птички в поле **Включить нагрузку**). I_0 при этом ослаблен более чем в 10 раз). ДН3 соответствуют абсолютно симметричному диполю, без паразитных излучающих проводов. ДН2 и ДН3 практически совпадают. Также во 2-й и 3-й строках практически полностью совпадают все основные параметры антенны, что говорит о достаточности величины дросселя. Кстати, обратите внимание, как сильно меняется входной импеданс при отсутствии дросселя (первая строка в таблице на рис. 3.6.8).

На рис. 3.6.9 показаны такие же ДН, но для антенны ...ANT/Radiation of feeder/symmetry test RW3FO.maa (вид антенны см. на рис 3.6.6). ДН2 и 3 немного отличаются, что говорит о том, что 200 Ом реактивного сопротивления дросселя в данном случае недостаточно.

Рисунки 3.6.8 и 3.6.9 завершают споры на тему куда и почему «косит» ДН симметричной антенны, питаемой коаксиальным кабелем непосредственно без устройств подавления тока оплетки. Суммарная ДН, как мы выяснили, определяется тремя токами: два по плечам диполя, третий — по наружной стороне оплетки кабеля. Поэтому (что совершенно естественно) ДН зависит от того, какова длина кабеля, как он располагается относительно диполя и имеется ли заземление внизу у радиостанции.

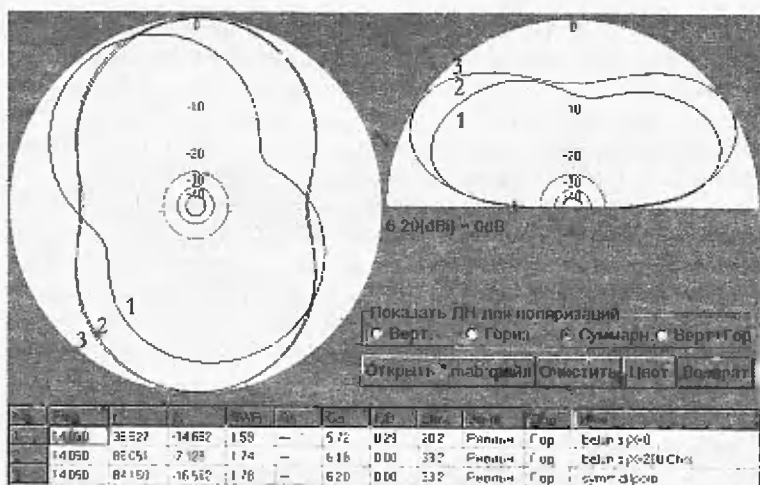


Рис. 3.6.8

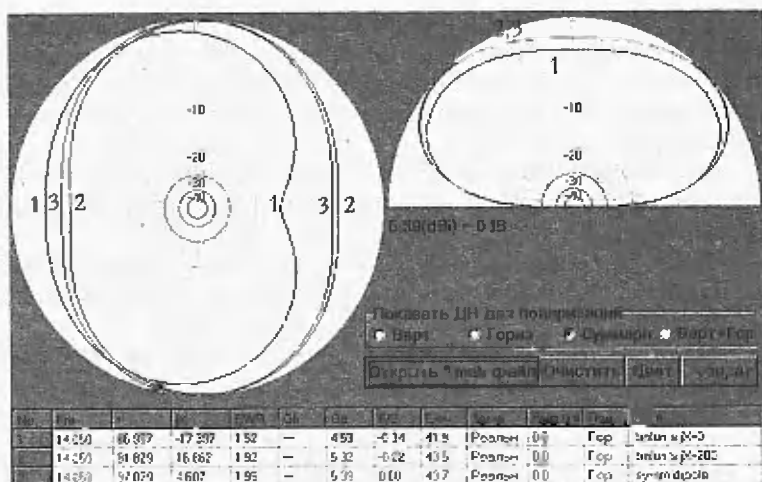


Рис. 3.6.9

Термин «косит», кстати, не передает суть дела. Поизменяйте самостоятельно положение третьего провода в двух упомянутых файлах — при одних положениях кабеля ДН будет перекашиваться, при других — лепестки будут «сдвигаться» друг к другу (типа направленности), при третьих — будет меняться только форма и только одного лепестка ДН. Как влияет синфазный ток на параметры вертикальной антенны (...ANT/Radiation of feeder/GP-1.maa, вид антенны см. на рис. 3.6.7), показано на рис. 3.6.10.

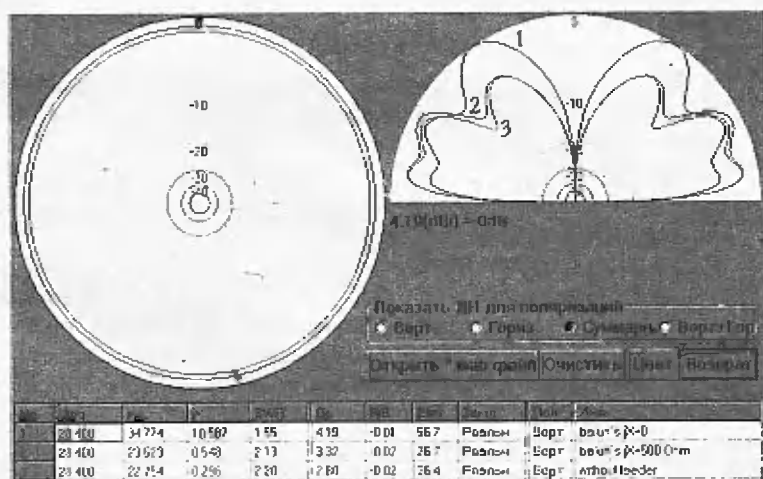


Рис. 3.6.10

ДН1, соответствующая случаю отсутствия дросселя, явно испорчена излучением оплетки кабеля. Установка дросселя с $jX = 500 \text{ Ом}$ (ДН2) сильно ослабляет I_c и делает все параметры антенны почти равными идеальному случаю отсутствия фидера (ДН3).

Необходимая величина jX дросселя (т. е. остаточный ток I_c , проникший все же на линию, который мы можем допустить) определяется многими факторами:

- мощностью передатчика, т. е. величиной полезного тока антенны. Чем выше этот ток, тем больше должно быть jX дросселя;
- модулем комплексного сопротивления *половинки* вибратора. Например, у симметричного полуволнового диполя каждая из половинок (по $0,25\lambda$) имеет чисто активное сопротивление около 37 Ом . Если же мы используем асимметричный $\lambda/2$ диполь с плечами по $0,2\lambda$ и $0,3\lambda$, то входные импедансы половинок соответственно составят $Z1 = 17 - j164 \text{ Ом}$ и $Z2 = 69 + j164 \text{ Ом}$. Для дифференциального тока $Z1$ и $Z2$ включены последовательно, и общий входной импеданс антенн составит $Z_{\text{вх}} = Z1 + Z2 = 17 - j164 + 69 + j164 = 86 \text{ Ом}$. То есть имеется последовательное соединение индуктивной и емкостной ветвей, в результате образуется последовательный LC контур на рабочую частоту. Но для синфазного тока надо рассматривать $Z1$ и $Z2$ по отдельности. В случае с коаксиалом — импеданс только одной половинки (например, $Z1$), к которой подключена оплетка. Модуль $Z1$ составит:

$$|Z1| = \sqrt{R^2 + X^2} = 165 \text{ Ом},$$

что почти впятеро больше, чем для симметричного диполя. При большей асимметрии антенны $|Z1|$ еще более увеличивается. Напряжение на половинке антенны пропорционально $|Z1|$. Соответственно возрастают и требования к индуктивности дросселя. Поэтому асимметричные антенны нуждаются в большем дросселе;

- модулем комплексного сопротивления наружной стороны оплетки кабеля для тока I_c . Зависит от длины и расположения кабеля, а также наличия заземления на радиостанции.

Практика, а также анализ большого числа моделей, показывают, что для симметричной антенны реактивное сопротивление дросселя должно быть минимум в 4...6 раз выше волнового сопротивления используемого коаксиала Z_0 , т. е. $200...300 \text{ Ом}$. Для симметричной линии на симметричной же антенне нет необходимости подавлять ток I_c — он и так будет отсутствовать.

Для антенн, не обладающих симметрией: GP, различные асимметричные диполи (см. например файл ...ANT/Radiation of feeder/asymmetry test.maa) jX дросселя должно быть 500...1000 Ом для коаксиалов, и 1...2 кОм для двухпроводных линий.

По известному jX дросселя, считаем его индуктивность как $L = X/2\pi f$. Затем, по калькулятору MMANA (**Сервис — Сервис и Установки — L**) вычисляем число витков, диаметр и длину намотки. Кажется, что дроссель проще всего намотать по принципу «каши маслом не испортишь», лишнее сопротивление ему не повредит. На самом же деле тут важно не перестараться. Каждая катушка имеет паразитную емкость, которая вместе с индуктивностью образует параллельный LC контур на частоте, именуемой собственной резонансной частотой дросселя. Беда в том, что выше этой частоты дроссель ведет себя уже как емкость, и его реактивное сопротивление с частотой начинает падать. Поэтому при чрезмерно большом дросселе может получиться, что его резонансная частота окажется ниже рабочей. И будет это уже не дроссель, а конденсатор.

Чтобы этого избежать, надо:

- выбирать минимально необходимую индуктивность дросселя;
- добиваться минимальной конструктивной емкости дросселя. Намотка кабеля в моток («бухточку») имеет высокую паразитную емкость, поэтому такие дроссели можно применять только на одном-двух соседних диапазонах. Многодиапазонные дроссели (а также дроссели из двухпроводных линий) наматывают исключительно в ряд, виток к витку, или даже с небольшим шагом. Если используется дроссель на ферритовом кольце, то для того чтобы разнести подальше вход и выход (и соответственно получить минимальную емкость), применяется способ намотки, показанный на рис. 3.6.11;
- скреплять витки бескаркасного дросселя, и крепить его следует только пластиком, металлическая проволока тут недопустима.

В принципе, развязывающий дроссель это ближайший родственник ВЧ дросселя в коллекторной (анодной) цепи в усилителе мощности (там тоже — с одной стороны есть ВЧ, а с другой быть его не должно). И с такими конструктивными мерками к нему и стоит подходить. Желательно обойтись без феррито-

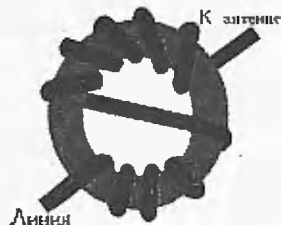


Рис. 3.6.11

вых сердечников (хотя в этом случае требования к ним заметно ниже, чем для трансформаторов), тем более что требуемая индуктивность на диапазонах от 10 МГц и выше достигается буквально несколькими витками. Для диапазонов же 160...40 м дроссели без сердечника получаются довольно большими (10...30 витков на диаметре 15...30 см) и тяжелыми, что не всегда приемлемо. Поэтому на этих диапазонах лучше использовать дроссели на ферритовых кольцах. Требования к ферриту невысоки, допускаются даже потери (задача дросселя лишь не пускать ток). Поэтому с успехом используются даже низкочастотные ферриты 2000...400НН. Например, сердечники импульсных трансформаторов, кольца от отклоняющих систем ТВ и т. п.

Разновидностью ферритового развязывающего дросселя является столбик из трубчатых ферритовых сердечников, надетых на кабель в точке подключения к антенне. Необходимая длина столбика h вычисляется по формуле:

$$h = \frac{159X(D+d)}{F\mu(D-d)}, \quad (3.6.1)$$

где h — в сантиметрах; X — требуемое реактивное сопротивление, Ом; F — рабочая частота, МГц; μ — проницаемость сердечника; D и d — внешний и внутренний диаметры феррита, размерность не важна.

Достаточно часто в качестве таких сердечников используются распадающиеся на половинки ферриты с защелкой. Их удобно надевать на существующие кабели без разрыва и деформации последних.

Для двухпроводных линий передачи применение ферритов недопустимо, потому что передаваемая энергия сосредоточена не только между проводами, но и вокруг линии в радиусе до нескольких расстояний между проводами линии (см. параграф 3.2.2). Поэтому применение феррита внесет потери в поле вокруг линии, т. е. — в полезный (дифференциальный) сигнал двухпроводной линии. Развязывающие дроссели для двухпроводных линий выполняют в виде однослойной цилиндрической катушки без сердечника, намотанной двухпроводной линией с шагом намотки более трех расстояний между проводами линии.

Развязывающие дроссели между антенной и линией питания позволяют получить подавление I_c на 20...35 дБ. Они широко применяются как в КВ, так и в УКВ диапазонах. В последнем случае используются только дроссели, намотанные в ряд или с шагом, без ферритовых сердечников.

Развязывающий дроссель также очень желательно всегда устанавливать и на сетевом проводе радиостанции (несколько витков сетевым шнуром на большом ферритовом кольце). Как следует из параграфов 3.6.2 и 3.6.3 весьма вероятно, что синфазный ток линии (хоть и ослабленный) все же дотечет до корпуса радиостанции. Там он не остановится, а попытается за течь и дальше — в питающую сеть. Если сетевой фильтр блока питания выполнен правильно, то у I_c ничего не получится. Увы, приходится с сожалением констатировать, что большинство фильтров в блоках питания с точки зрения подавления I_c выполнены плохо.

Дело в том, что обычно фильтр по питанию бытовых устройств проектируется на подавление дифференциальных помех, т. е. помех между проводами сети (от импульсных преобразователей, например). В радиостанции же, к которой подключена линия питания с током I_c , фильтр питания должен подавлять и синфазные помехи. Реально же в большинстве фильтров питания прямо с проводов сети на корпус прибора установлены два конденсатора по 0,01...0,047 мкФ. Это правильно с точки зрения подавления дифференциальных помех, но для I_c это разделительные конденсаторы, обеспечивающие прямую дорогу для I_c в сеть. Синфазный ток линии питания, достигнув корпуса радиостанции, через эти конденсаторы уходит в провода сети. И распределяется по ней, создавая помехи всем приборам в доме.

Для того чтобы избежать этого и нужен в общем, сетевом шнуре радиостанции развязывающий дроссель, который преградит путь I_c в сеть. Также ни в коем случае не следует использовать для ВЧ заземления корпуса TRX нулевой или земляной провода сети. Это неизбежно приведет к растеканию ВЧ токов с корпуса TRX по всей сети.

В тяжелых случаях с помехами другим приборам может потребоваться установка развязывающих дросселей и на сетевые шнуры устройств, подверженных помехам. У них ведь тоже есть свои конденсаторы фильтра с проводов сети на корпус, пропускающие I_c из сети на их корпус. Впрочем, борьба с помехами — тема совсем не этого параграфа...

3.6.4.3. Фильтры-пробки

В случаях, когда требуется очень высокое (более 40 дБ) подавление I_c , используются фильтры-пробки, включенные вместо развязывающего дросселя. Это всего лишь параллельные LC контура, настроенные в резонанс на рабочую частоту,

поэтому их входное сопротивление (и, соответственно, подавление I_c) очень велико. Принципиальным недостатком такого рода устройств является их узкополосность (BW несколько % от центральной частоты). Используются такие устройства только с коаксиальными линиями.

Такой фильтр на сосредоточенных элементах выполняют так: катушка из нескольких витков кабеля (точно также как и развязывающий дроссель без сердечника, только в 2...3 раза меньше витков) и параллельно ей подключают подстроечный конденсатор. Последний обоими своими выводами подключен к оплетке — у антенны и после катушки (придется нарушать внешнюю изоляцию кабеля).

Разновидность фильтра-пробки (предложенная UB5UG), не требующая нарушения изоляции кабеля, делается следующим образом. Кабелем без повреждения изоляции мотают 1...2 витка на большом ферритовом ВЧ кольце. Затем отдельным проводом мотают контурную катушку (число витков в 2...3 раза больше, чем у кабеля). И параллельно контурной катушке L подключают конденсатор, образующий вместе с ней режекторный контур. Эту же конструкцию можно сделать и без ферритового сердечника. Контурная катушка при этом делается в виде круглой рамки из двух-четырех плотно сжатых витков хорошо изолированного провода (подойдет оплетка тонкого коаксиала). Фидер в нужном месте свертывают в виток такого же диаметра, как и контурная катушка. Виток и контурную катушку прикладывают друг к другу вплотную и скрепляют липкой лентой. В обоих вариантах на конденсаторе развивается высокое напряжение (при передатчике в 100 Вт — 400...500 В).

Такие устройства ослабляет I_c на 40...60 дБ как в симметричных, так и в асимметричных антеннах (см. файлы ...ANT/Radiation of feeder/symmetry test — LC trap.maa и ...ANT/Radiation of feeder/asym test — LC trap.maa) и позволяет получить очень хорошие результаты как в КВ, так и в УКВ диапазонах.

Как упоминалось в параграфе 3.2.4, замкнутый на конце $\lambda/4$ отрезок линии ведет себя по входному импедансу как параллельный LC контур. И возникает естественное желание это использовать. То есть сделать так, чтобы синфазный ток при попытке затечь на оплетку коаксиала «видел» бы перед собой именно такой отрезок линии.

На рис. 3.6.12 показана реализация этой идеи — параллельно оплетке кабеля располагается замкнутый на нее внизу $\lambda/4$ дополнительный провод (его еще выполняют в виде цилиндра, вокруг оплетки кабеля).

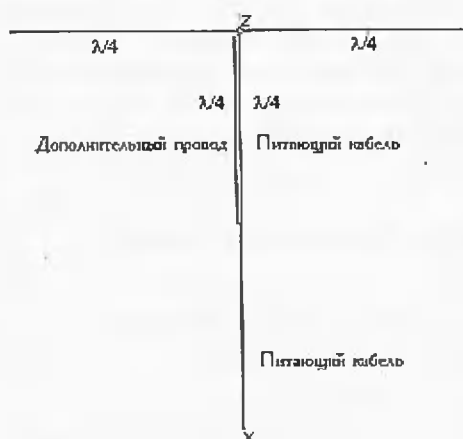


Рис. 3.6.12

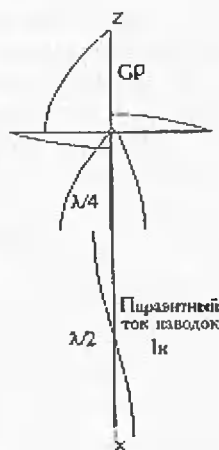


Рис. 3.6.13

Называется такое устройство «запирающий (или четверть-волновый) стакан». Ток I_c «увидит» перед собой четвертьволновую линию, замкнутую на конце, — это высокий импеданс и он туда не потечет.

Изучение моделей (см. файлы ...ANT/Radiation of feeder/ 0.25lambda balun.maa и ...ANT/Radiation of feeder/ 0.25lambda balun asym.maa) подтверждает, что ниже запирающего стакана ток I_c мал (подавление 30...40 dB) как для симметричного, так и для асимметричного диполей.

Однако не стоит обольщаться. Все устройства подавления синфазного тока, описанные выше, отнюдь не панацея. Нет, синфазный ток I_c , пытающийся *затечь* с антенны на линию питания, они подавляют как им положено. Но беда в том, что дело не исчерпывается одним лишь этим током. На линию питания, также *наводится* ток (обозначим его I_k) от излучения антенны, особенно от ближней зоны (подробно об этом см. параграф 3.6.6). И в ряде случаев (при неудачном расположении кабеля в поле антенны) эти наводки могут быть весьма значительными.

Рисунок 3.6.13, выполненный на базе файла ...ANT/Radiation of feeder/GP-2.maa, иллюстрирует сказанное. Четвертьволновый стакан преграждает путь току, затекающему с радиалов на оплетку питающего кабеля. Но он совершенно бессилен против тока, вызываемого *наводками* от излучения антенны. В примере рис. 3.6.13 по оплетке протекает весьма значительный *наведенный* ток (см. параграф 3.6.6) со всеми излучаемыми последствиями.

В завершении п. 3.6.4 отмечу, что иногда устройства подавления синфазного тока устанавливают не прямо у антенны, а на некотором расстоянии, отступив вниз по линии питания. При этом часть линии от антенны до места установки устройства подавления будет излучать, и должна учитываться как составная часть антенны.

3.6.5. Симметрирующие устройства

3.6.5.1. Одно ли и тоже: симметрирование и подавление синфазного тока?

Вот лишь куда, только в середину раздела попал параграф о симметрирующих устройствах. Причина тому есть существенная: симметрирующие устройства предназначены для решения всего лишь одной частной задачи. Они применяются **только** для перехода от симметричного устройства к единственной разновидности асимметричных устройств — таких, у которых один из проводов имеет нулевой, земляной потенциал. В практическом применении это переход от симметричной антенны к коаксиальному кабелю и переход от симметричной линии передачи к несимметричному выходу нормальным образом заземленной по ВЧ радиостанции.

Особо отмечу, что *симметрирующие устройства совершенно непригодны для перехода от произвольной асимметричной антенны, у которой оба вывода имеют ненулевой потенциал (скажем, асимметричного диполя) к коаксиальному кабелю, или к симметричной двухпроводной линии.*

Иными словами, симметрирующие устройства подавляют синфазный ток линии лишь при стыковке симметричной антенны с коаксиалом, или двухпроводной линии с заземленным трансивером. Очевидно, что эту же задачу решают и описанные в параграфе 3.6.4 устройства подавления синфазного тока линии. То есть любое из описанных в параграфе 3.6.4 устройств в силу их универсальности всегда может быть с успехом использовано во всех случаях, в том числе и для симметрирования. Напротив, описанные в этом параграфе симметрирующие устройства совершенно непригодны для работы на асимметричную нагрузку, у которой ни один из выводов не заземлен (почти любая асимметричная антенна, за исключением GP, стоящего прямо на земле).

Применительно к коаксиальному кабелю подавление паразитного, синфазного тока оплетки это то же самое, что и сим-

метрирование **только в единственном, частном случае** — когда антенна симметрична. Поэтому к симметрирующим устройствам можно подключать только симметричную нагрузку. А к устройствам подавления синфазного тока линии (из параграфа 3.6.4) — какую угодно.

А теперь перейдем собственно к симметрирующим устройствам. В основе их работы лежит то обстоятельство, что с одной стороны такое устройство «видит» симметричный относительно земли импеданс. То есть напряжения на обоих концах такого импеданса в точности равны по амплитуде и противофазны.

3.6.5.2. Балансная компенсация синфазного тока

Пусть к обычному симметричному полуволновому диполю подключен коаксиальный кабель. Как было показано в параграфе 3.6.3, по наружной поверхности оплетки будет протекать синфазный ток. И если уж мы не в силах разорвать его путь, тогда пустим по той же поверхности еще один ток — I_k , по амплитуде в точности равный I_c , но противофазный. Легко понять, что эти токи взаимно компенсируют друг друга и в сумме дадут ноль, т. е. отсутствие тока, что нам и требуется. Практическая реализация этой идеи показана на рис. 3.6.14. По наружной стороне оплетки кабеля на участке В–А синфазный ток течет. Чтобы его подавить, подведем к точке А противофазный ток I_k . Где взять противофазный ток? Правильно, с другой половинки диполя (точка С) — ток там как раз в противофазе. Дополнительный провод С–В (точно такой же длиной, как и участок В–А) доставит ток компенсации I_k в точку А, где и произойдет взаимное вычитание I_k и I_c .

В результате на всем питающем кабеле от точки А и ниже синфазного тока не будет. Необходимость в дополнительном проводе С–В возникает потому, что компенсация прямо на конце кабеля у антенны невозможна (прямым соединением оплетки со второй половинкой диполя мы просто закоротим кабель). Поэтому приходится компенсировать ток на чем-то, где есть напряжение. В данном случае на $\lambda/4$ отрезке внешней поверхности оплетки В–А.

Конструктивные особенности устройства на рис. 3.6.14 следующие:

- На отрезке С–В используется *одиночный* провод. Как правило (но не обязательно), это отрезок коаксиального кабеля (такого же как питающий) с неподключенной центральной жилой (используется только его оплетка).

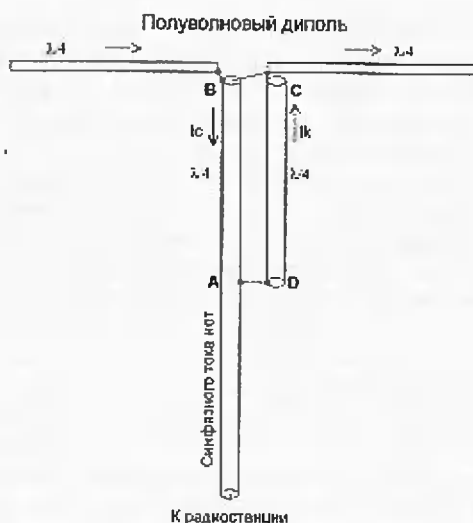


Рис. 3.6.14

- Длина отрезков В–А и С–D в $\lambda/4$ — электрическая. Причем K_y не внутренний (тот, что в паспорте кабеля), а **внешний** — по синфазному току (см. окончание параграфа 3.6.3). Он зависит от толщины кабелей, типа и толщины материала внешней изоляции и расстояния между отрезками В–А и С–D. Обычно этот K_y лежит в пределах 0,9...0,97.
- На участках В–А и С–D по **наружной** поверхности оплеток текут токи I_c и I_k . Поэтому отрезки В–А и С–D должны быть расположены так, чтобы исключить потери (не обмотаны вокруг мачты, не внутри мачты, и т. п.). Грязь, влага, копыть на оплетках кабелей на этих участках заметно увеличивает потери (попробуйте измазать сажей катушку с ВЧ током, и посмотрите, что из этого выйдет).

Модель такого устройства представлена в файле ...ANT/Radiation of feeder/0.25lambda symm balun.maa. Глубина подавления I_c зависит лишь от точности балансировки и легко достигает 50...60 дБ и более. Высокое подавление синфазного тока сохраняется в пяти-десятикратной полосе (это не полоса антенны, а лишь диапазон частот, в котором обеспечивается заданное подавление I_c). Столь широкая полоса причина того, что такое симметрирующее устройство часто применяют на ТВ антеннах. Шлейф симметрирования, конечно, влияет на входной импеданс антенны (на всех частотах, где его длина отличается от $\lambda/4$). При определенном волновом сопротивлении шлейфа

$Z_{ш}$ можно получить расширение полосы дипольной антенны (тут уже по КСВ). Установлено, что оптимум получается при $Z_{ш}$ отрезка двухпроводной линии В-А/С-Д около 70...100 Ом.

На УКВ устройство, показанное на рис. 3.6.14, нередко выполняют как часть антенны. Две полуволновые трубки выгибаются под прямым углом и затем располагаются рядом. Одна трубка — это участок А-В и левое плечо диполя (см. рис. 3.6.14), вторая — это участок Д-С и правое плечо диполя. Трубки перемкнуты в точках А и Д. Питающий кабель входит внутрь правой трубки в точке А (и в ней же соединяется оплеткой), затем он поднимается до точки В и через небольшое отверстие его центральная жила подключается к точке С. Получается жесткая и удобная конструкция.

На КВ длина $\lambda/4$ получается немалой, что приводит к очевидным неудобствам. Поэтому на КВ используют широкополосную модификацию устройства, показанного на рис. 3.6.14. Для этого коаксиальный кабель симметрирующего устройства сматывают в цилиндрическую катушку (ее индуктивность и обеспечивает широкую полосу снизу). Катушка начинается мотаться от точки А, продолжается до точки В, затем переходит (не меняя направления намотки) в точку С и заканчивается в точке Д. Конструктивно точки А и Д находятся на противоположных сторонах катушки, нужное по схеме их соединение осуществляется выводами катушки. Выглядит такое устройство (называемое двойным коаксиальным дросселем) как цилиндрическая катушка из кабеля, конец которой замкнут на начало (только оплетки!), а посередине к ней подключаются плечи антенны. Схема соединений в точности соответствует рис. 3.6.14. Практически, для обеспечения работы в диапазоне 1,8...30 МГц в катушку двойного коаксиального дросселя сматывается 4...10 м кабеля. Диаметр катушки — 100...200 мм, число витков $2 \times 5 \dots 2 \times 12$ (два — потому что катушка из двух половинок). Достигается ослабление I_c во всем диапазоне на 40...55 дБ. Особенности использования двойного коаксиального дросселя:

- Как и для его прототипа (рис. 3.6.14), необходимо защищать внешнюю поверхность витков дросселя от влаги и грязи, иначе возрастают потери.
- Межвитковая емкость дросселя вносится (параллельно) в импеданс антенны. Обычно она невелика (зависит от частоты) и составляет несколько пикофарад на 28 МГц, и несколько десятков пикофарад на 3,5 МГц. Это надо учитывать при использовании резонансных антенн — соответствующим изменением их размеров.

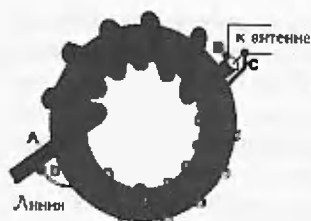


Рис. 3.6.15

Нередко на КВ используется широкополосный аналог устройства рис. 3.6.14 на ферритовом сердечнике (рис. 3.6.15). Здесь участок А-В мотается непосредственно питающим кабелем на ферритовом сердечнике, а отрезок С-Д — простым проводом (выглядит очень похоже на двойной коаксиальный дроссель, только

но на феррите намотанный). Как видно, это устройство отличается от развязывающего дросселя только наличием дополнительной, компенсирующей обмотки С-Д. Это позволяет получить значительное ослабление тока I_c во всем КВ диапазоне (типично более 40 дБ) и заметно снизить (по сравнению с дросселем) число витков кабелем.

Недостатки такого устройства точно такие же, как и у ферритовых трансформаторов — плохая работа на реактивное сопротивление и проблемы при большой мощности передатчика.

Здесь же уместно отметить (хотя это и не полностью относится к теме данного параграфа), что многие широкополосные трансформаторы на феррите имеют, кроме трансформации сопротивлений, еще и функцию ослабления синфазного тока. У некоторых ШПТ это именно балансное подавление I_c компенсирующей обмоткой, т. е. симметрирование. Но все же большинство ШПТ в точном значении этого термина симметрирующими не являются (хотя на жаргоне их так и называют). Такие ШПТ не имеют противофазно-компенсирующей обмотки (это участок С-Д на рис. 3.6.15) и ослабляют I_c только за счет индуктивности своих обмоток, как развязывающие дроссели. Много интересных трансформаторов на феррите — симметрирующих, и не очень — описано в [2], куда я всячески советую заглянуть читателю, интересующемуся этой темой.

3.6.5.3. Симметрирующее U-колени

Это устройство является, пожалуй, самым распространенным на УКВ. Причина — простая конструкция и при этом очень хорошие результаты.

Если входное сопротивление симметричной антенны чисто активно, то его можно представить в виде двух последовательно соединенных резисторов (с величиной в половину R_a), средняя точка которых заземлена (см. рис. 3.6.4). Реально, конечно, середина антенны может и не иметь контакта с землей.

Но и в этом случае при равенстве по величине и точной противофазности напряжений на выводах антенны (читай — на верхних по схеме концах наших резисторов) на средней точке резисторов они взаимно компенсируются, и потенциал там будет нулевым. Если мысленно соединить среднюю точку резисторов с землей, то ничего не изменится — по причине отсутствия разности потенциалов. Это эквивалентно контакту с землей, даже если физически его и нет. Итак, на выводах антенны нам надо получить противофазные сигналы. А что сдвигает фазу на 180° ? Правильно, отрезок линии, длиной в $\lambda/2$. Вот и соединим выводы антенны таким отрезком (рис. 3.6.16).

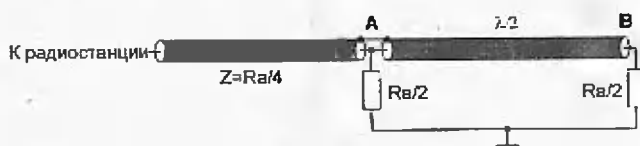


Рис. 3.6.16

Такая схема обеспечивает точно противофазное возбуждение симметричной антенны. А ток I_0 в данном случае вообще отсутствует! Ему просто нет пути на оплетку — обратите внимание (это не ошибка и не опечатка) — оплетка кабеля с антенной вообще **не соединена**. Поэтому ничего с антенны на оплетку затечь не может. Достаточно очевидно, что если волновое сопротивление питающего кабеля Z_0 , то сопротивление антенны должно быть $R_a = 4Z$. В самом деле, в точке «А» параллельно включены левая половина антенны $R_a/2$ и входное сопротивление полуволнового симметрирующего отрезка кабеля. А последнее составляет тоже $R_a/2$ (правая половина антенны после полуволнового повторителя). Итого, в точке «А» выходит два параллельно включенных $R_a/2$, т. е. $R_a/4$. Таким образом, U-колени, кроме симметрирования, еще и трансформируют сопротивление. Волновое сопротивление $\lambda/2$ симметрирующего отрезка по идее должно быть равным $R_a/2$ (т. е. $2Z_0$). Но обычно для этого отрезка применяют такой кабель, как и основной. При этом в $\lambda/2$ отрезке $K_{CB} = 2$ и потери в коротком симметрирующем куске очень малы.

Почему же называется так — U-колени? Потому что в реальности точки питания антенны «А» и «В» находятся рядом, и $\lambda/2$ отрезок кабеля приходится изгибать пополам в виде буквы U (рис. 3.6.17). Важным преимуществом U-колена является то, что по наружной поверхности оплеток всех кабелей ток отсутствует, что позволяет не заботиться об их защите от влаги и грязи.

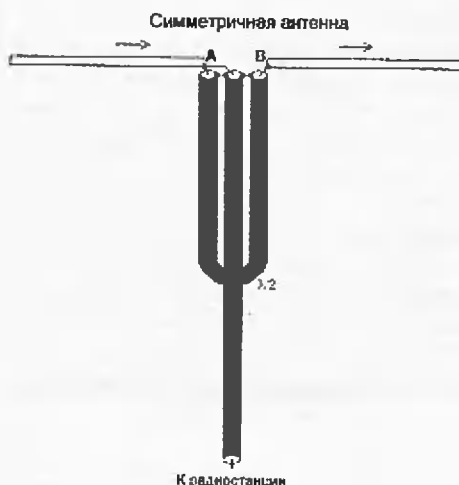


Рис. 3.6.17

Используется U-колено почти исключительно с петлевыми вибраторами, имеющими вчетверо большее R_a , чем обычный $\lambda/2$ диполь. Полоса симметрирования довольно велика для резонансного устройства — до 10...15% от центральной частоты.

Отмечу часто допускаемую ошибку при использовании U-колена с петлевым УКВ диполем. Середину такого диполя (противоположную точке питания) непосредственно заземляют на траверсу, которая, в свою очередь, соединена с мачтой. Это можно сделать — в этой точке напряжение близко к нулю. На рабочей частоте УКВ диапазона все нормально. Но для КВ помехи длина и вибратора и U-колена очень мала. И получается, что непосредственно (через половинки антенны) к центральной жиле кабеля подключена траверса с мачтой! Подключите к центральной жиле кусок провода размером с мачту коллективной ТВ антенны. Что выйдет? Правильно — паразитная приемная антенна. Размер этой антенны велик и она вполне может принять очень большие уровни помех от КВ. Что часто и случается с ТВ антеннами, увы.

Чтобы при заземленном на траверсу петлевым вибраторе этого не было, надо обязательно кратчайшим путем соединить оплетку кабеля (между точками А и В на рис. 3.6.17) с заземленной серединой петлевого вибратора (и соответственно — траверсой), т. е. замкнуть вход кабеля по низкой частоте половинками антенны. Нередко именно эта мера на коллективных ТВ антеннах помогает значительно снизить помехи от близко расположенного КВ передатчика.

Распространенность и удобства U-колена столь велики, что многие симметричные УКВ антенны изначально проектируются именно под такое симметрирование-согласование. То есть под $R_a = 200 \text{ Ом}$, при использовании кабеля с $Z = 50 \text{ Ом}$, и $R_a = 300 \text{ Ом}$ — для кабеля с $Z = 75 \text{ Ом}$.

3.6.6. Наведенные токи

И вот, проделав все (или хотя бы часть) вышеописанных мер мы, наконец, подавили ток, пытающийся затечь на линию с антенны. Полностью, до нуля (никогда этому не верю, но предположим). И что же, все стало хорошо? Увы, далеко не всегда. Мы ведь о радио речь ведем. О передаче энергии через пространство. Это, конечно, замечательно, что ЭМВ, излученная вашей антенной, пройдя десятки, а то и десятки тысяч километров, наведет в другом проводе (именуемом приемной антенной) ток. Но, скорее всего, намного ближе (в радиусе 1λ) от вашей антенны имеется немало проводов. Линия питания, мачта, оттяжки, другие антенны, силовые и телефонные сети т. д. и т. п. И поле антенны (особенно в ближней зоне) точно также наведет токи и в них.

Поэтому каждую металлическую часть в радиусе до 1λ от надо рассматривать как потенциальный пассивный элемент (т. е. часть) вашей антенны, и/или как паразитную приемную антенну. Радиус в 1λ в значительной мере условен и зависит как от количества и размеров окружающего металла, так и от мощности в антенне (в режиме приема — от токов величины токов помех в этом металле). Максимальные токи наводок I_n протекают, если паразитный провод попадает в резонанс. Это, напомним, электрическая длина кратная нечетному числу $\lambda/4$, если провод заземлен с одного из краев, и кратная $\lambda/2$ — если нет. Также величина I_n зависит от положения паразитного провода, относительно ДН антенны — если провод расположен со стороны минимума ДН, это одно, а если в направлении максимума, то, естественно, другое. И, кроме того, имеет значение взаимная поляризация антенны и паразитного провода — если на металлической мачте (паразитный провод, вертикальная поляризация) расположен диполь (горизонтальная поляризация), то за счет поляризационной развязки I_n в мачте будут существенно ослаблены.

С этой меркой и следует внимательно осмотреть окрестности антенны (особенно ближнюю зону) — нет ли чего в направлении излучения по размерам резонансного, да по поляризации не развязанного? Посмотрите на рис. 3.6.13, что может наделать ток I_n даже при полностью подавленном I_c .

сделать проводом несколько витков. Впрочем, можно обойтись и без этого, только тогда придется достаточно длинный столбик ферритов надевать. По ВЧ это будет дроссель (аналогичный по виду и параметрам, описанному в параграфе 3.6.4.2), разрывающий ВЧ ток. Так, провод, будучи целым физически, по ВЧ окажется разорван на части. Мера эта весьма действенная и универсальная. В сложных случаях приходится для исключения помех увешивать ферритами все близлежащие ТВ, телефонные и даже силовые сети. Несколько упрощает задачу то, что в этом случае от дросселей требуется затухание, поэтому вполне подходят недорогие НЧ ферриты любых форм (сердечники от импульсных трансформаторов, Ш-образные и т. п.). На полезные сигналы этих сетей внешние ферритовые дроссели никакого влияния не окажут, потому что полезные сигналы — дифференциальные (т. е. между проводами).

Также практически всегда имеет смысл распределить такие дроссели (витки на кольце или ферритовые столбики) по питающему кабелю через $\lambda/6 \dots \lambda/8$. Дело вот в чем. Пусть мы имеем антенну с идеальным устройством подавления синфазного тока, пытающегося затечь с антенны на линию. Тока оплетки I_c нет, но зато есть наводки на линию питания — ток I_n (с этой точки зрения она обычный одиночный провод, как и все остальные). Для разрыва наружной стороны оплетки на куски столь короткие, чтобы на них не мог навестись сколько-нибудь заметный I_n (т. е. на короткие, далекие от резонанса провода), и требуются распределенные по кабелю развязывающие дроссели.

Для двухпроводных линий передачи применение ферритов недопустимо, потому что передаваемая энергия сосредоточена не только между проводами, но и вокруг линии в радиусе до нескольких расстояний между проводами линии (см. параграф 3.2.2). Поэтому такие дроссели для двухпроводных линий выполняют в виде однослойной цилиндрической катушки без сердечника, намотанной двухпроводной линией с шагом.

Для того чтобы антенна не наводила в линии I_n , линия должна проходить по всей длине перпендикулярно силовым линиям электрического поля антенны (кривая нулевого потенциала). В общем случае это достаточно сложная кривая. Но для симметричного $\lambda/2$ диполя она превращается в прямую, перпендикулярную середине диполя, т. е. желательно отводить линию перпендикулярно симметричному диполю на расстоянии как минимум полуволны. Практически же эта рекомендация на КВ выполняется очень редко. В результате ток I_n , конечно, присутствует.

Если же антенна асимметрична, то при любом положении кабеля попасть целиком на требуемую кривую он не может. Просто потому, что точка питания антенны находится вне этой кривой. И, как минимум, часть кабеля (от точки питания антенны до точки, где он попадает все же на «путь истинный») всегда лежит вне требуемой кривой.

Поэтому дроссели, распределенные по линии питания, очень желательны при симметричной антенне и совершенно необходимы — при асимметричной для исключения I_n и связанных с ним проблем (точно такие же, как и от I_c — прием и излучение помех, искажение ДН). Место расположения дросселей на линии — от точки питания антенны на длине $0,5...1\lambda$ или до того места, где кабель уходит либо под землю, либо в заземленную металлическую трубу (ток I_n дальше не потечет).

В принципе, существует возможность заметно ослабить наведенный ток в линии питания, скомпенсировав его равным и противофазным I_c , затекающим на линию с антенны. Для этого устройство подавления затекающего тока должно устранять его не полностью, а оставлять I_c , равный по величине I_n . Требуемой противофазности I_c и I_n можно добиться, выбирая к какой из половинок антенны подключена оплетка коаксиального кабеля. Посмотрите файл ...ANT/Radiation of feeder/Opt_drossel.maa. Это $\lambda/2$ асимметричный диполь на 14 МГц, точка запитки смещена от центра на 2 м. Развязывающий дроссель 31,2 мкГн. Эта величина в данном случае оптимальна (получена с помощью оптимизации по критерию минимума тока в проводе, имитирующем линию питания). По линии питания течет сумма токов I_n и I_c . В данном случае эти токи равны по величине и противофазны, т. е. $I_n - I_c = 0$. Если мы теперь увеличим дроссель (желая лучше подавить I_c), то I_c станет меньше, но суммарный ток линии уже не будет равен 0, т. е. возрастет. Балансная компенсация I_n с помощью не до конца подавленного I_n требует оптимизации индуктивности развязывающего дросселя по критерию минимального суммарного тока в линии при проектировании и установке точной индуктивности дросселя при изготовлении.

Еще одним методом борьбы с I_n является внесение активных потерь в провода с этим током. Это натирание графитом, покрытие краской с ВЧ потерями. Посмотрите файл ...ANT/Radiation of feeder/Parasitic currents.maa, включив в нем нагрузки и установив их величину 20...30 Ом. Метод менее эффективен, чем дроссели, и приводит к дополнительным потерям (хотя, как правило, очень небольшим). Но в ряде случаев это единственное, что можно сделать.

Для определения наличия I_H в «подозрительных» проводах удобно пользоваться простейшим ВЧ датчиком тока. Исследуемый провод пропускается через кольцо с небольшой проницаемостью 20...400 (НЧ ферриты с проницаемостью в тысячи тут не годятся). Удобно для этой цели использовать защелкивающиеся ферриты. На кольцо имеется вторичная обмотка (10...30 витков провода), нагруженная на германиевый диод и стрелочный индикатор. Последний отреагирует на наличие тока I_H или I_C .

Ну и конечно, при окончательной проработке модели антенны в MMANA не ленитесь прорисовывать и мачту, и траверсу, и растяжки, и весь прочий металл поблизости, а потом, после расчета, в закладке **Вид** смотреть, какие токи там будут.

3.6.7. Требования к антеннам по снижению паразитных токов

В этом параграфе мы рассмотрим, какие требования к антеннам вытекают из условия получения минимальных паразитных токов I_H и I_C .

В смысле тока I_H к конструкции антенны требований минимум. Лишь убрать антенну подальше и повыше от окружающего металла. И если антенна направленная и фиксированная, то попытаться сориентировать ее ДН так, чтобы в сторону наибольшего скопления металла (не забыть — к нему относится и линия питания!) был бы направлен минимум ДН. К устройству же самой антенны, с точки зрения подавления I_H , требований почти нет (кроме того, что в асимметричной антенне линия питания в принципе не может попасть на кривую нулевого потенциала — см. окончание предыдущего параграфа). Действительно, антенна нужна, чтобы излучить ЭМВ. И она (если правильно сделана) ее излучает. То, что под излученную волну попадает какой-то там металл, антенна не виновата. Она свою функцию выполнила — перевела энергию передатчика в излучение. А уж то, что это излучение «утыкается» во множество окружающих антенну проволок, это вопрос не к антенне, а к конструктору, расположившему ее в столь неудачном месте. Если место расположения совсем плохое и окружающий металл имеется в радиусе $0,16\lambda$ (вспомним — это радиус ближней зоны), то возникает требование уже к самой антенне. Иметь минимальную напряженность поля в ближней зоне. Поэтому антенны, имеющие повышенную реактивную энергию, связанную с излучателем (см. параграф 3.1.1) чрезвычайно жела-

тельно удалять от окружающего металла далее $0,16\lambda$ (это желательно и с точки зрения уменьшения потерь, и роста КПД). К таким антеннам относятся узкополосные резонансные антенны и все укороченные антенны (причем, чем короче, тем больше поле ближней зоны — см. разделы 3.1 и 3.7).

А вот с точки зрения синфазного тока I_c в линии разницы, в зависимости от типа антенны и способа питания, имеется значительная.

I_c не возникает при:

- симметричной антенне, питаемой по симметричной же линии передачи. При условии, что выход передатчика тоже симметричен. А если нет — то между передатчиком и линией имеется симметрирующее устройство.
- GP, стоящем прямо на земле и питаемым по коаксиальному кабелю, зарытому в землю.

Во всех же остальных случаях возникновение I_c , увы, неизбежно.

Величина I_c определяется:

- величиной антенного тока в точке питания (чем он ниже, тем меньше I_c).
- модулями комплексного сопротивления $|Z1|$ и $|Z2|$ каждой половинки антенны. Не общим входным $Z_a = Z1 + Z2$, а именно отдельных половинок. Половины антенны могут иметь большую реактивность, но разного знака. В результате для дифференциального тока Z_a будет чисто активным при комплексных импедансах половинок (см. пример в параграфе 3.6.4.2). Но не так для I_c — он «видит» лишь одну половинку антенны. Асимметричные и питаемые не в пучности тока антенны имеют высокие $|Z1|$ и $|Z2|$. Это значительно увеличивает I_c .

Последнее можно пояснить так — ток, вытекая из оплетки кабеля, «смотрит», куда бы ему проще затечь — на половинку подключенной к оплетке антенны или вниз — на внешнюю сторону оплетки. Если $|Z1|$ половинки антенны низко, то большая часть тока уйдет в антенну. А если $|Z1|$ велико, то ток найдет для себя более легкий путь в виде внешней стороны оплетки.

Замечу, что не надо относиться к антеннам, плохо вписывающимся в эти требования, как к «неправильным». Это всего лишь показатель, что потребуется устройство подавления I_c с более глубоким ослаблением.

Расставим по «ранжиру» разные антенны с точки зрения получения минимума I_c (в данном списке только с этой точки зрения).

- Оптимумом тут являются симметричные антенны, питаемые в точке пучности тока симметричной линией и подключенные к симметричному же выходу передатчика. Здесь току I_c просто неоткуда взяться. Поэтому и устройство подавления тока I_c не требуется.
- Несколько худшие результаты имеют симметричные резонансные ($jX_a = 0$) антенны, питаемые в пучности тока коаксиалом с симметрирующим устройством вверху или по двухпроводной линии с симметрирующим устройством внизу, для перехода на несимметричный выход передатчика). Как правило, в данном случае достаточно 20 дБ ослабления.
- Симметричные, но не резонансные антенны (jX_a не равно 0), питаемые коаксиальным кабелем с симметрирующим устройством. Отличие от предыдущего пункта лишь в том, что модули комплексного сопротивления $|Z_1|$ и $|Z_2|$ каждой половинки антенны заметно выше (за счет наличия реактивности), чем в предыдущем случае. Поэтому току I_c легче затечь на линию.

...Отвлекаясь. Именно это и является причиной того, что антенна, настроенная в резонанс, как правило, создает и принимает меньше помех, чем нерезонансная. У настроенной антенны при всем прочем равном на линию затекает заметно меньший I_c ...

Поэтому в случае нерезонансной антенны требуется устройство подавления I_c с более высоким, чем в предыдущем пункте ослаблением. При наличии такого устройства (т. е. подавлении I_c до пренебрежимо малых величин) в части излучения/приема помех никакой разницы между резонансной и нерезонансной антенной нет.

- Далее идут резонансные несимметричные антенны, но питаемые (неважно какой линией) в пучности тока. Например, GP или волновой диполь с точкой запитки в $\lambda/4$ от края. Асимметрия тут, конечно, имеется. Но модули комплексного сопротивления $|Z_1|$ и $|Z_2|$ каждой половинки антенны малы (импедансы каждой из половинок чисто активны). Поэтому I_c относительно невелик, и требуется подавление I_c лишь несколько выше, чем в предыдущем пункте. Но наличие устройства подавления тока I_c необходимо, как и наличие распределенных через $\lambda/6 \dots \lambda/8$ по линии питания ферритов.
- Резонансные антенны, питаемые в пучности напряжения. Токи в точке питания очень малы, и поэтому большому I_c просто неоткуда взяться. Такие антенны питают только по

двухпроводной линии (при коаксиале получается недопустимо высокий КСВ). Подавление I_c требуется или очень небольшое (при асимметричной антенне), или не требуется вовсе (в случае питания вибратора с конца).

- Асимметричные антенны, питаемые не в пучности тока или напряжения (с любой линией передачи). Импедансы каждой из половин антенн комплексные. Поэтому модули комплексного сопротивления $|Z1|$ и $|Z2|$ каждой половинки антенны весьма велики и ток I_c максимален. Требуемое его подавление, как правило, не менее 30 дБ. Более того, если антенны из предыдущих пунктов хоть и неважно, но как-то будут работать и без устройств подавления синфазного тока, то антенны из этого пункта без таких устройств в большинстве случаев работать вообще откажутся. По крайней мере, так, как это задумано. Наличие дросселей, распределенных через $\lambda/6 \dots \lambda/8$ по коаксиалу, необходимо.

Может показаться, что антенны из последнего пункта совсем плохи. Однако это не так — среди асимметричных и нерезонансных антенн масса интересных и полезных разновидностей. Позволяющих «выжать» многие важные параметры: многодиапазонность, удобное значение входного сопротивления и т. д. Не отказываться же от всего этого, лишь потому, что требуется сильнее ослаблять I_c . Тем более, что это (как показано в параграфах 3.6.4 и 3.6.5) совсем несложно делается. И не так страшен черт, как его малюют — немало асимметричных антенн, успешно выпускаются серийно многие годы. Например, диполь FD4, вертикалы R7, R8, GAP TITAN и т. п.

Иногда встречающееся в любительской литературе указание, что минимума тока оплетки I_c надо добиваться именно антенной (скажем, настраивать противовесы по минимуму наружного тока оплетки) на мой взгляд, неоправданно. Антенна предназначена, чтобы излучать с нужными Ga и ДН. А уж подавления тока I_c следует добиваться специально обученными этому делу устройствами (см. параграфы 3.6.4. и 3.6.5). А взваливать на антенну, кроме ее основной функции, еще и дополнительную (причем выполняемую часто в ущерб основной) функцию подавления тока оплетки — это неразумно. То есть можно (в некоторых случаях и неплохо выходит, но далеко не всегда), но ясно же, что с каждым делом лучше справляется специализированное, а не многоцелевое устройство. Из законов Мэрфи: «Отмеряйте метром, отрезайте ножницами». К нашему случаю это будет так: от антенны добивайтесь излучения и нужной ДН, а I_c убирайте устройствами подавления этого тока.

Тут же надо заметить, что согласующие устройства (см. раздел 3.5) в большинстве своем не ослабляют ток I_c , и поэтому не годятся для его подавления. Исключение составляют:

- Широкополосные трансформаторы с трубчатым сердечником (ШПТТС), с двумя *отдельными* обмотками и малой межвитковой емкостью и некоторые (не все!) из широкополосных трансформаторов на длинных линиях (ШПТДЛ).
- Согласование LC-контуром с отдельной катушкой связи.
- U-колени (см. параграф 3.6.5).

Во всех же остальных случаях применение согласующего устройства (СУ) не исключает применения *отдельного* устройства подавления тока I_c . Иногда минимальная доработка СУ позволяет получить еще и функцию подавления синфазного тока. Так, любое СУ из линий (одной или нескольких — см. раздел 3.5) можно с успехом свернуть в развязывающий дроссель.

Кроме подавления затекания ВЧ тока с антенны на линию питания, надо исключить возможность непосредственного стекания его с проводов антенны на элементы конструкции, т. е. не должно быть электрического контакта проводов антенны с траверсой, мачтой и т. д. (если только иное прямо не предписано в конструкции антенны).

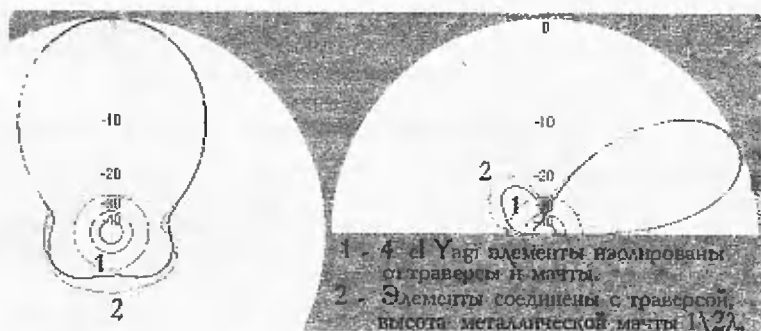


Рис. 3.6.19

Дело в том, что нередко допускается соединение точки пучности тока вибратора с заземленными элементами конструкции. Напряжение в этой точке близко к нулевому, и на работу антенны это влияет мало. Но влияет — см. рис. 3.6.19, на котором показаны ДН одной и той же 4-элементной Яги.

На ДН1 элементы антенны изолированы от траверсы. А на ДН2 элементы антенны в середине (в пучности тока) электрически соединены с траверсой, а последняя — с металлической мачтой. Токи, затекающие с элементов антенны на траверсу

и далее на мачту, хоть и невелики, но вполне достаточны, чтобы заметно (на несколько децибелл) ухудшить подавление излучения назад.

Если же суммарная электрическая длина элементов несущей конструкции окажется резонансной (в примере рис. 3.6.19 она нерезонансна), то искажение ДН основной антенны будет весьма значительным.

Поэтому при всей конструктивной привлекательности все же желательно избегать электрического контакта проводов антенны с любыми не антенными проводниками.

3.6.8. Использование синфазного тока линии для основного излучения антенны

До сих пор мы говорили только о вредном влиянии синфазного тока линии питания. Но от него иногда бывает и польза. Что от антенны требуется в первую очередь? Излучение. А синфазный ток линии как раз излучает. Значит всего-то надо: сконструировать антенну с учетом излучения синфазного тока линии, и расположить линию так, чтобы она могла эффективно излучать (не по земле, не вдоль стены и т.п.).

Классическим примером таких антенн является *end fire dipole*, показанный на рис. 3.6.20.

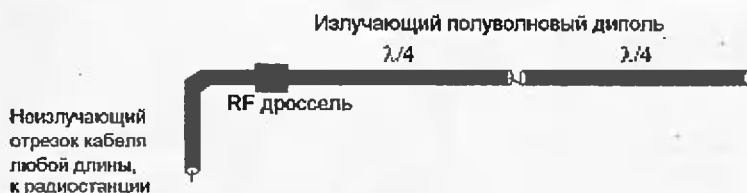


Рис. 3.6.20

Этот полуволновой диполь может быть целиком выполнен из коаксиального кабеля. На расстоянии $\lambda/4$ волны от свободного конца кабель разрезается. Длина здесь имеется в виду электрическая, физическая же будет меньше в $0,9...0,97$ раз — из-за укорачивающего влияния внешней пластиковой изоляции кабеля (не путать с другим K_v — кабеля по внутренней изоляции, который приводится в паспортных данных). Центральная жила питающего кабеля соединяется с оплеткой отрезанного конца. Собственно антенна почти готова. Осталось, отступив $\lambda/4$ от точки питания, намотать кабелем развязывающий дроссель. И привыкнуть, что в месте разреза оплетка слева ни с чем не соединяется.

Чтобы понять, как работает эта антенна, рассмотрим этапы трансформации обычного полуволнового диполя в end fire dipole.

1. В качестве исходного возьмем обычный $\lambda/2$ диполь из полых трубок с питанием в центре кабелем, отходящим перпендикулярно вниз.

2. Заменим правое плечо диполя $\lambda/4$ отрезком кабеля. Вернее, только оплеткой этого отрезка с учетом K_y . Ничего не изменится.

3. Пропустим питающий кабель внутри левой трубки. Это можно сделать, поскольку ВЧ-ток течет лишь по поверхности трубки, не затекая внутрь (скин-эффект). Поэтому внутри трубки поля нет (экранированное пространство). Но вот чтобы без проблем вывести кабель с левого торца трубки, на нем придется поставить развязывающий дроссель (см. параграф 3.6.4.2). В самом деле — ВЧ-напряжение на конце трубки диполя максимально, а на наружной стороне оплетки спускающегося к радиостанции кабеля должен быть ноль. А разделены эти две точки всего лишь тонким слоем изоляции кабеля.

4. Заменим правую трубку диполя наружной стороной оплетки кабеля (не забыв о K_y). Помните, в параграфе 3.6.3 мы говорили, что из-за скин-эффекта токи, протекающие по внутренней и по наружной поверхностям оплетки, становятся разными. То есть для токов имеются как бы две оплетки, разделенные слоем, в котором тока нет (потому слой этот эквивалентен изолятору). Чтобы и теперь ничего не изменилось, дроссель придется изрядно увеличить. Потому что теперь точки с максимум напряжения (конец диполя) и нулем (внешняя поверхность оплетки кабеля снижения левее дросселя) ничем, кроме дросселя, не разделены.

То есть часть правее дросселя на рис. 3.6.20 — это обычный диполь, который надо соответственно располагать, имея в виду его излучение. Полезный антенный ток по левой половине этого диполя есть не что иное, как синфазный ток внешней стороны кабеля. Именно поэтому слева от места разреза оплетка не соединяется ни с чем — ток с внутренней стороны оплетки вытекает на излучающую внешнюю сторону.

Часть левее ВЧ-дросселя — обычный кабель снижения (с почти нулевым синфазным током), который может быть расположен где и как угодно.

Таким образом, в данном случае дроссель выполняет функции ВЧ-изолятора конца диполя (преграждая дальнейший путь синфазному току внешней стороны оплетки) конца диполя. Поэтому он должен обладать высоким реактивным сопротив-

лением минимум в несколько килоом и минимальной конструктивной емкостью. От одного дросселя это получить непросто, поэтому часто на конце end fire dipole устанавливают два последовательных дросселя. По конструкции дроссель в такой антенне — ближайший родственник дросселя лампового усилителя мощности на данные частоту и мощность. В обоих случаях требуется отсечь ВЧ напряжение с высокоомной (до нескольких килоом) нагрузки.

Чтобы избежать проблем с изготовлением дросселя, можно сделать левую часть диполя длиной в $\lambda/2$ (или кратной). Тогда вместо дросселя потребуется хорошее заземление (или система $\lambda/4$ противовесов — т. е. ВЧ-заземление), поскольку на конце такой части диполя будет уже не максимум напряжения, а ноль. Пример такой антенны показан в файле ...ANT/Radiation of feeder/end fire.maa. Поскольку в плече диполя длиной $\lambda/2$ текут противофазные токи, то ДН такой антенны отличается от привычной «восьмерки». При разумных высотах подвеса (и горизонтальном расположении излучающей части) ДН имеет непривычный почти квадратный вид. Если же излучающая часть кабеля идет до земли наклонно или вертикально, то такая антенна приближается по свойствам к обыкновенному вертикалу.

Стоит отметить, что при любом выполнении левого плеча диполя ($\lambda/4$ с дросселем, или $\lambda/2$ с заземлением) правое плечо диполя вовсе не обязательно должно быть выполнено именно из коаксиала. Вполне допустимо выполнить его из обычного провода длиной $\lambda/4$. И даже в виде очень короткого и толстого провода, с удлиняющей катушкой (подробнее о такой антенне пойдет речь в параграфе 3.7.8.3).

Другой известной антенной, в которой полезное излучение создается синфазным током линии питания, является перевернутый коаксиальный GP.

К сожалению, мы еще не рассматривали обычные перевернутые GP, нужные для понимания работы такой антенны. О них подробно речь пойдет только в главе 4. Пока же достаточно знать, что если взять обыкновенный GP с парой $\lambda/4$ противовесов и перевернуть его вверх ногами (вернее противовесами), то никаких особых изменений в работе антенны это не повлечет (особенно это очевидно в свободном пространстве, где ни верха, ни низа нет).

Взяв в качестве исходной точки такой GP, трансформируем его в перевернутый коаксиальный GP.

Выполним штырь из полый трубки, а пару верхних противовесов — из обычного провода. Центральную жилу кабеля под-

ключим к противовесам, а оплетку — к вертикалу. Поскольку точка питания высоко над землей, такое подключение возможно. Кабель отведем горизонтально, перпендикулярно противовесам. Словом — обычный перевернутый GP.

Теперь пропустим кабель вниз внутри трубы вертикала. Будет все то же самое, что и в п. 3 преобразования диполя в end fire dipole. Потребуется дроссель на выходе кабеля снизу из трубы вертикала.

А теперь заменим трубу вертикала наружной стороной оплетки кабеля (см. п. 4 преобразования диполя). Получилась конструкция, показанная на рис. 3.6.21.

По сути работы — это обычный (хотя и перевернутый) GP. К оплетке коаксиального кабеля на верхнем конце ничего не подключено — она сама по себе является излучающим проводом (вернее ее внешняя сторона). Излучает $\lambda/4$ часть (не забыть про K_u по внешней пластиковой изоляции кабеля!) от противовесов до точки установки дросселя. Оплетка же после дросселя не излучает (конечно, если дроссель хороший).

Точно также как и в случае диполя, длина излучающей части может быть $\lambda/2$. При этом вместо дросселя потребуется заземление (или еще одна система $\lambda/4$ противовесов).

Кстати говоря, существуют очень близкие по принципу работы антенны-мачты (еще их называют антеннами верхнего питания, или АВП). Они состоят из заземленной полой трубы, внутри которой проходит питающий кабель. Наверху оплетка кабеля соединяется с верхним краем трубы, а центральная жила с расположенными горизонтально противовесами или диском. Но это не тема данного раздела, о АВП речь впереди — в разделах 3.7.3 и 3.7.8, а также в главе 4.



Рис. 3.6.21



Рис. 3.6.22

Возвращаясь к антенне, показанной на рис. 3.6.21, отмечу, что противовесы совсем не обязательно располагать горизонтально — вполне допустимо и наклонное их расположение (но поскольку это противовесы, то обязательна их осевая симметрия относительно излучающей части кабеля). Кроме того, ничто не мешает использовать антенну рис. 3.6.21 повернутой горизонтально или перевернутой (в виде обычного GP с противовесами внизу). Такой вариант может очень пригодиться, например, при запитке антенны свисающей с балкона или дерева вниз. Кстати, точно также можно свесить вертикально вниз и end fire dipole.

Последняя антенна этого параграфа — коаксиальная рамка. Увы, опять приходится забежать вперед, потому что обычную рамку мы еще не рассматривали. Но, надеюсь, что большинство читателей знакомы с обычной рамочной антенной, с периметром 1λ . Входное сопротивление простой квадратной рамки со стороной в $\lambda/4$ составляет около 120 Ом (в свободном пространстве) и уменьшается по мере вытягивания квадрата в прямоугольник.

В качестве рамки с периметром 1λ можно использовать наружную сторону оплетки коаксиального кабеля, как показано на рис. 3.6.22. По принципу работы эта антенна аналогична ранее рассмотренным в этом разделе конструкциям. ВЧ-ток, вытекая из жилы конца кабеля (оплетка нигде не подсоединена!) на наружную поверхность оплетки, продвигается по ней путь длиной в 1λ , попутно обеспечивая излучение антенны. Поскольку в данном случае дроссель расположен в точке питания рамки, где сопротивление низкое (50...120 Ом), то его реактивное сопротивление может быть относительно низким (200...500 Ом).

Коаксиальная рамка часто используется в качестве «антенны быстрого изготовления» на УКВ, привлекая предельной простотой выполнения. Нужен лишь запас в 1λ по длине питающего кабеля, который можно свернуть в рамку. На дальнем конце кабеля центральная жила зачищается (оплетка остается

свободной). Отступив примерно $0,9\lambda$ от конца кабеля (мы помним про K_y !) с него аккуратно (без повреждения оплетки) снимается внешняя изоляция на длине примерно в $0,1\lambda$. В середине оголенного участка оплетки на передвижном зажиме подключается центральная жила конца кабеля. Левее ее надевается ферритовое кольцо (или делается дроссель без сердечника). Передвигая зажим (т. е. меняя периметр рамки) добиваемся резонанса, а изменяя форму рамки — $KCB = 1$. Это рассказывать долго, а при некотором навыке изготовление коаксиальной рамки на 144 МГц или на пару соседних каналов ТВ занимает времени меньше, чем чтение этого абзаца. Единственным недостатком такой антенны является необходимость нарушать внешнюю изоляцию коаксиала (требуется последующая герметизация).

Все три антенны, описанные в этом разделе, хотя и имеют R_a близкое к волновому кабелю Z_0 , но тем не менее может потребоваться подстройка размером и формой антенны с целью $R_a = Z_0$. Если это не удастся, то придется разорвать кабель перед дросселем (левее — для рис. 3.6.20 и 3.6.22 и ниже — для рис. 3.6.21) и включить в этом месте любое подходящее СУ.

Для всех антенн, использующих излучение внешней стороны оплетки коаксиала, важно, чтобы излучающий участок кабеля не был бы покрыт сажей, водой, грязью (это увеличивает потери, поскольку там протекает ВЧ-ток) и располагался бы именно как антенна — подальше от поглощающих предметов, земли, металла. А в той части кабеля, где оплетка кабеля не излучает (перед дросселем) можно допустить и загрязнение поверхности и произвольное положение кабеля (там на поверхности внешней поверхности оплетки тока уже нет).

Кроме приведенных в этом разделе антенн с излучением синфазного тока в коаксиале, бывают антенны с полезным излучением синфазного тока двухпроводной линии (например, J-антенна). Но о них в главе 4.

3.7. Укороченные антенны

Укорочение — за и против. Причины потери усиления. Причины сужения полосы. Укорочение индуктивностью. Укорочение концевой емкостью. Изогнутые антенны. Изломанные антенны. Магнитные рамки. Комбинация методов укорочения. Укорочение индуктивностью и концевой емкостью. Укорочение концевой емкостью и изгибом (или изломом). Укорочение концевой емкостью и гамма-(омега)-согласованием. Антенны DRRR. Вера в чудеса, или лжеантенны. Миф, как технология рынка. Super C. Микровертикал. CFA. EH-антенна.

3.7.1. Укорочение — за и против

Один из законов Мэрфи в применении к радио звучит так: «На имеющемся пространстве никогда не умещается полно-размерная антенна». Шутки — шутками, но действительно рано или поздно практически у каждого возникает вопрос об укороченной антенне. Про большие, вращающиеся антенны говорить не будем, но всякий ли может позволить себе $\lambda/4$ GP на 1,8 МГц? А бывает, что все антенное поле ограничено собственным балконом. Что ж теперь, без антенны остаться?

В этом разделе мы рассмотрим принципы укорочения антенн. А также вопрос об их эффективности. Ну и конечно, способы укорочения (несмотря на все кажущееся многообразие их всего 4 основных).

Добравшись до конца раздела, вы сможете понять *любую* укороченную антенну и спроектировать свою. С четким пониманием, что от нее стоит ждать.

В этом разделе мы рассмотрим укорочение только $\lambda/2$ диполи и $\lambda/4$ GP (иногда припоминая еще и рамку с периметром в λ). Остальные же антенны, так или иначе, сводятся к этим основным случаям.

Усвоим с самого начала: чудес не бывает — **укороченные антенны всегда хуже полноразмерных** (конечно при прочих равных условиях: мощности TX, высоте и положении антенны). Несмотря на звонкие рекламные заверения материально заинтересованных производителей. Всегда хуже. И чем короче, тем хуже. Квадратичная зависимость. Очень обижаются энтузиасты коротеньких антенн на меня. Дескать, упрямец. Сам не можешь, а веру других в коротенькие чудеса разрушаешь, не признаешь. А вот профессор из Египта с успехом заменил стометровую мачту трехметровым сетчатым цилиндром. А ра-

диолюбитель N на паре пивных банок связь с Москвой установил. А третий на блюдце ртути... А фирма такая-то продает ЕН «антенн» на тысячи долларов в месяц.

Да признаю я, признаю. Последнее особенно (число людей, отвыкших думать своей головой и перепоручивших эту неприятную работу рекламным отделам фирм, неуклонно множится, увы...). Только дозвоьте иметь насчет признаваемого собственное мнение. А оно таково — рассказы о чудесах маленьких антенн есть рекламная лапша на уши. Или более мягко — мифы и сказки для взрослых

Согласитесь, при всех декларируемых чудесах, что-то все же не сходится. Иначе давно бы исчезли большие и неудобные полноразмерные антенны. Но зачем-то по всему миру профессионалы строят устрашающих размеров антенные поля. С внушающими уважение высотой мачтами. И соответствующими антеннами на них. Вкладывая в их сооружение большие силы и средства. Выходит, что кто-то не прав. Или же все профессионалы с тысячами антенных полей по всему миру (и все те, кто вкладывает в них огромные деньги). Или те, кто громко кричит о невероятных достоинствах очередного маленького «чуда», и что оно «по меньшей мере, не уступает...» (см. параграф 3.7.8).

Сказанное, конечно, не означает, что укороченные антенны никуда не годятся. Гораздо лучше иметь укороченную антенну и работать на ней в эфире (хотя и менее эффективно, чем на полноразмерной), чем убедившись, что полноразмерная антенна не помещается, ничего не делать и не работать вовсе.

Итак, что же мы теряем с укорочением антенны?

- Усиление. Величина потери зависит от степени укорочения (коэффициент укорочения $K_{ук}$ это отношения физических размеров укороченной антенны к исходной, полноразмерной), сопротивления потерь (а следовательно материала антенны) и способа укорочения.
- Полосу антенны BW. Она всегда меньше, чем у полноразмерной. Величина сужения полосы зависит от коэффициента укорочения $K_{ук}$, способа укорочения и толщины вибратора.

3.7.1.1. Причины потери усиления

С первого взгляда (особенно теоретического) Га у короткой антенны падать вроде не должно. Даже бесконечно малый идеальный диполь (так называемый диполь Герца) имеет усиление 1,78 dBi. Бесконечно малая идеальная магнитная рамка

имеет такое же усиление. Всего лишь на 0,36 dB меньше, чем у полноразмерной антенны! И что же — действительно все так хорошо? Увы, упомянутые антеннки предполагаются:

- идеальными (из материала без потерь);
- на значительном удалении от поглощающих предметов;
- с идеальным (опять же без потерь) согласующим устройством.

Реально же не выполняется ни один из трех пунктов. Даже казалось бы вполне реализуемый второй. Подумаем — если можно удалить антенну от поглощающих предметов (домов, земли) — значит, место у нас имеется. А в таком случае, зачем весь сыр-бор с укорочением?

Вспомним параграф 3.1.5. КПД любой антенны определяется формулой 3.1.8:

$$\eta_A = \frac{R_{изл}}{R_{изл} + R_{\Pi}}.$$

$R_{изл}$ в зависимости от длины дипольной антенны показано на рис. 3.1.2 и 3.1.3.

Для GP, стоящего на земле, $R_{изл}$ определяется по тем же графикам, только значения и длины антенны и сопротивления надо уменьшать вдвое. Например, для диполя $\lambda/2$ $R_{изл}$ по этим графикам 73 Ом. Уменьшая вдвое получаем для GP высотой $\lambda/4$ $R_{изл} = 37$ Ом.

С достаточной для практики точностью можно считать, что для дипольной антенны короче $\lambda/2$ (для вертикала — соответственно — короче $\lambda/4$) $R_{изл}$ падает пропорционально квадрату коэффициента укорочения.

А что происходит по мере укорочения с сопротивлением потерь? Рассмотрим отдельные составляющие $R_{изл}$ (см. параграф 3.1.5).

R_s — омические потери (MMANA учитывает эти потери при установке реального материала) в проводах антенны линейно уменьшаются вместе с размерами этих проводов. Но даже линейное снижение R_s не спасает. Ведь $R_{изл}$ падает еще быстрее — квадратично. В результате, даже если R_s единственная составляющая сопротивления потерь (антенна из реального провода в свободном пространстве и с идеальным СУ), то η_A все равно падает (в соответствии с формулой 3.1.8) с укорочением антенны.

Пример.

Полноразмерный полуволновой диполь с $R_{изл} = 73$ Ом и $R_s = 10$ Ом (очень плохой, тонкий провод) имеет КПД (по формуле 3.1.8) 88%.

Укоротив диполь в 10 раз, получим $R_{\text{изл}} = 0,7 \text{ Ом}$ и $R_{\text{в}} = 1 \text{ Ом}$. КПД составит лишь 41%.

Заменяем материал провода антенны так, чтобы омические потери в нем стали бы в 10 раз ниже. Скажем, вместо тонкого провода используем толстый посеребренный.

При этом КПД нашего укороченного диполя возрастет с 41% до 87,5% — более, чем вдвое. Та же процедура для полноразмерного диполя даст прирост в 88% до 98,6% — всего в 1,12 раз.

То есть качество материала антенны (омическое сопротивление ВЧ току) для укороченных антенн имеет намного большее значение, чем для полноразмерных. Поэтому крайне желательно для укороченных антенн использовать толстые проводники (или набор проводов) с минимально возможным $R_{\text{с}}$.

Но реально $R_{\text{с}}$ не единственная составляющая $R_{\text{п}}$. Как минимум всегда есть еще и $R_{\text{в}}$, которое растет с укорочением угрожающе быстро (причем, для одного и того же местоположения антенны). Причина в том, что чем короче антенна, тем выше связанная с ней реактивная энергия (т. е. добротность антенны Q). И поэтому при одинаковой мощности передатчика выше реактивная энергия, связанная с излучателем (см. параграф 3.1.1 и 3.7.9).

Пример.

Для полуволнового диполя Q лежит в пределах 5...10 (в зависимости от отношения его длины к эффективному диаметру l/d). Это означает, что при подведенной к диполю активной мощности $P_{\text{тх}} = 100 \text{ Вт}$ в пространстве ближней зоны (напомним, ее радиус примерно $0,16\lambda$) будет «плескаться» реактивная энергия $P_{\text{ре}} = P_{\text{тх}} Q$, т. е. 500...1000 Вт. Предположим, что ближняя зона почти «чистая», посторонних предметов очень мало и активные потери $P_{\text{ре}}$ составляют в ней всего 1% (это хороший случай антенны, достаточно удаленной от поглощающих предметов). Но это потери, переводящие реактивную энергию в тепло. Потери активные. В нашем примере 1% от 500...1000 Вт это всего 5...10 Вт, что составит лишь 5...10% от $P_{\text{тх}} = 100 \text{ Вт}$. Пренебрегая (в этом примере) остальными потерями, получим, что КПД антенны составляет 90...95%, что есть очень хороший результат.

А теперь возьмем диполь, укороченный в 2,5 раза, с плечами по $0,1\lambda$. Q такого диполя составит уже 40...50. Тогда при той же входной мощности $P_{\text{ре}} = 4000...5000 \text{ Вт}$. Пусть укороченный диполь расположен точно так же, как и полноразмерный. И потери $P_{\text{ре}}$ составляют по-прежнему 1%. Но это уже 1% от 4...5 кВт! То есть 40...50 Вт (из всего-то ста) рассеются в тепло! Соответственно, КПД антенны упадет почти вдвое и составит лишь 50...60%!

Приведенный в этом примере математический аппарат упрощен донельзя и пригоден лишь для качественного анализа,

реально рост R_0 описывается намного сложнее. Однако и при точных методах анализа вывод столь же неутешителен — при укорочении антенны резко растет связанная с ней реактивная энергия, а даже небольшие потери этой энергии в ближней зоне очень сильно снижают КПД антенны. Это означает, что при том же самом расположении антенны R_0 для полноразмерной антенны будет заметно ниже, чем для укороченной. То есть место в окружении предметов с потерями, в котором полноразмерная антенна еще имеет удовлетворительный КПД, может оказаться полностью непригодным для размещения укороченной антенны из-за резко возрастающего R_0 . Поэтому пространство в радиусе $0,16\lambda$ (ближняя зона) от укороченной антенны крайне желательно иметь свободным. Намного более желательно, чем для полноразмерной.

Ситуация с КПД становится совсем катастрофической в случае, если в ближней зоне антенны полным-полно поглощающих предметов (например, антенна в комнате, или прямо у стены, или совсем низко над землей). Надо ли говорить, что в этом случае львиная доля энергии передатчика уйдет на обогрев поглощающих предметов ближней зоны, а на излучение в эфир почти ничего не останется?

Особо следует обратить внимание, чтобы этими «поглощающими предметами» не были люди. Их нахождение в магнитном или электрическом (зависит от типа антенны) реактивном поле с высокой энергией ближней зоны антенны **недопустимо и опасно для здоровья!** Даже при малой мощности передатчика реактивная энергия поля ближней зоны P_{PE} может достигать очень высоких значений. Абсолютно безответственные рекомендации использовать очень короткие антенны (типа магнитной рамки) прямо в жилых помещениях. Считаем — Q такой антенны может достигать нескольких сотен (нюанс — если поглощающих предметов много, то, естественно, Q будет ниже — потери же). Значит, даже при 100 Вт мощности передатчика P_{PE} составит **несколько десятков киловатт!** Нахождение в поле с такой напряженностью весьма вредно. К счастью, подобные рекомендации последнее время мне не попадались. Вероятно, их авторы, последовав тем рекомендациям, вымерли как мамонты...

Чрезвычайно высокие значения напряженности поля в ближней зоне укороченных антенн служат постоянным источником «открытий».

Измерив напряженность поля на расстоянии $0,05...0,1\lambda$ от антенны, гордый автор ее сообщает миру, что его короткое детische создает поле не меньше (а даже и больше), чем полнораз-

мерная антенна. Из чего делается вывод об эффективности, магических свойствах, новых принципах и прочая, и прочая... На самом же деле изменялось не излучение антенны в эфир, а реактивное поле ближней зоны. О реальном излучении мало что говорящее. Даже наоборот, при малой мощности очень высокие значения напряженности ближнего поля должны настояжить — значит очень большая R_{pe} , а это плохо. И потери лишние, и полоса сужается (впрочем, последнее это уже тема следующего параграфа). Все становится на свои места, если проводить измерения на расстояниях более $0,2\lambda$ от антенны. Там уже никаких чудес не обнаруживается. Ближнее поле на такие расстояния не достает.

Итак, с укорочением антенны резко растет R_0 и, соответственно, сопротивление потерь. Это приводит (согласно формуле 3.1.8) к быстрому падению КПД. Наличие поглощающих предметов в «светящемся коконе» ближней зоны с высокой реактивной энергией приводит к росту потерь R_0 .

Особо отмечу, что во всех последующих выкладках и во всех моделях антенн эффект роста R_0 (и связанного с этим падения КПД) не учитывается. При всех следующих вычислениях G_a антенна предполагается расположенной так, что в ее ближней зоне поглощающих предметов *нет* (т. е. $R_0 = 0$). Если же в вашем случае они есть (что, скорее всего и будет), то реальное G_a будет заметно ниже.

При моделировании в MMANA R_s учитывается (при выборе в закладке **Вычисления** реального материала антенны), а R_0 — нет. Соответственно, вычисляемые в MMANA значения G_a , достижимы лишь при «очищенной» от поглощающих предметов ближней зоны.

Еще одна составляющая сопротивления потерь (только для антенн, в которых по их принципу часть пути тока лежит через землю, например, GP непосредственно на земле) R_3 (см. параграф 3.1.5). R_3 исчисляется единицами (в тяжелых случаях и десятками ом) и не зависит от размеров антенны. Поэтому КПД укороченных GP, стоящих на земле, падет очень резко.

Пример.

На поверхности средней земли уложены 12 $\lambda/4$ радиалов. Согласно табл. 3.4.1 $R_3 = 15$ Ом.

Пусть R_3 единственная составляющая $R_{пл}$. Тогда для штыря $\lambda/4$ $R_{пл} = 37$ Ом, а $KПД = 37/(37 + 15) = 70\%$. А для укороченного GP высотой $\lambda/4$ $R_{изл} = 9$ Ом, а $KПД = 9/(9 + 15) = 37,5\%$.

Вообще, со всех точек зрения крайне желательно удалять укороченные антенны от земли на радиус ближней зоны.

Существует и третья причина роста потерь — согласующее устройство. Вот те раз, скажет читатель. Целый раздел 3.5 нас убеждали, что СУ это хорошо, и потери там невелики, а тут вдруг обратное. Помню. Но КПД СУ, помимо прочего, зависит от входного импеданса антенны. Взглянем еще раз на графики рис. 3.3.3, 3.3.5, 3.4.3, 3.4.4. Активная часть входного сопротивления коротких антенн R_a измеряется единицами ом. А реактивная jX_a — многими десятками...несколькими сотнями ом (на совсем коротких и тонких до тысяч ом доходит). Следовательно, необходимая нагруженная добротность СУ $Q_H = X_a/R_a$ может достигать многих десятков, а то и сотен. А КПД нагруженного контура η (см. формулу 3.5.1) равен

$$\eta_{\text{СУ}} = 1 - \frac{Q_H}{Q_{\text{ХХ}}}.$$

Если СУ состоит только из конденсаторов (хороших, вакуумных, например), то $Q_{\text{ХХ}}$ может достигать нескольких тысяч. Если же в состав СУ входят и катушки, то практически предельно достижимые значения $Q_{\text{ХХ}}$ в КВ диапазоне не превышают 300...500.

Пусть мы имеем $Q_{\text{ХХ}} = 300$ (это хорошее СУ с качественной катушкой). Пусть Z_a таково, что требуется $Q_H = 10$ (совсем немного укороченная антенна). Тогда (из формулы 3.5.1) $\eta = 96,7\%$. Что весьма неплохо. Подключим к этому же СУ сильно укороченную антенну, которая требует $Q_H = 150$. И КПД того же самого СУ составит лишь 50%. Так что дело не в СУ, а в очень неудобном для согласования Z_a укороченных антенн.

При моделировании в MMANA необходимое СУ можно изобразить вместе с антенной. Указав в таблице **Load** (закладка **Геометрия**) реальные холостые добротности элементов СУ, можно учесть КПД СУ в усилении антенны G_a .

Реактивность jX_a уменьшается с увеличением диаметра антенны (т. е. с уменьшением отношения длины вибратора к его диаметру l/d). Сравните графики jX_a на рис. 3.3.3 и 3.3.5 и 3.4.3 при разных l/d . Снижение отношения l/d с 10000 до 100 снижает jX_a втрое. Соответственно снижается и Q_H и растет КПД СУ. Также при этом понижается (пропорционально Q_H) реактивная энергия ближней зоны $P_{\text{РЕ}}$, что снижает R_0 .

Отсюда следует важный для практики вывод — укороченную антенну крайне желательно выполнять максимально «толстой», с минимальным l/d (из толстых трубок, из набора параллельных проводов, как на рис. 3.3.7). Это снижает jX_a , вследствие чего повышается КПД СУ, уменьшаются потери R_0 , что приводит к росту усиления антенны G_a .

3.7.1.2. Причины сужения полосы

Другой бедой укороченных антенн является быстрое сужение полосы по мере укорочения. BW падает очень резко. На рис. 3.7.1 показаны BW диполя в зависимости от $K_{ук}$.

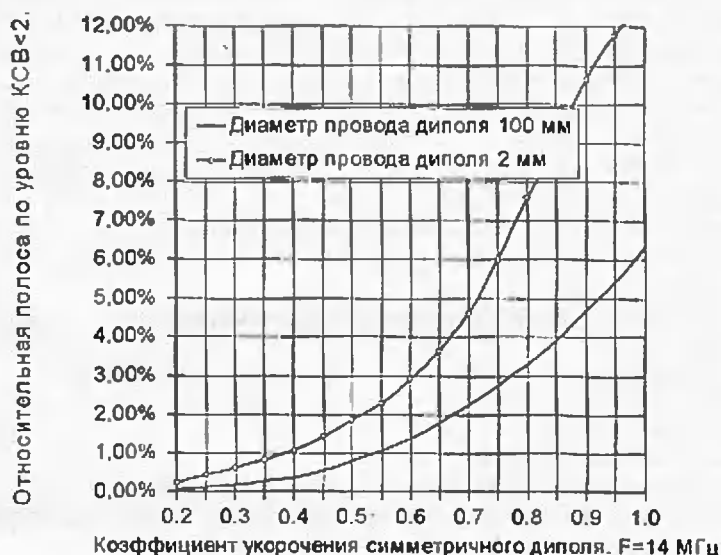


Рис. 3.7.1

Причины столь резкого сужения полосы: падение R_a и быстрый рост jX_a . Добротность антенны быстро растет с укорочением, а полоса, соответственно, падает. Поскольку у антенны из более толстого провода jX_a намного ниже (см. например рис. 3.3.5 и 3.3.6), то и полоса получается выше. Поэтому и с точки зрения получения сколько-нибудь приемлемой BW укороченную антенну весьма желательно делать толстой.

Графики рис. 3.7.1 построены в предположении идеального СУ без потерь и антенны в свободном пространстве. Реально же потери в СУ и на нагрев ближним полем окружающих предметов расширяют полосу антенны выше значений, показанных на рис. 3.7.1. Радоваться этому я бы не стал — происходит это за счет снижения КПД, и соответственно G_a .

Полоса укороченной антенны, как правило, не перекрывает требуемую полосу частот. Поэтому часто при применении укороченной антенны необходимо использовать оперативно перестраиваемое по диапазону СУ. Если СУ недоступно ручной

подстройке, то нередко используют СУ с переменными L и C, дистанционно перестраиваемых электромоторами. Весьма неудобная процедура перестройки радиостанции по диапазону (перестроили приемник — надо перестроить и антенну) является неизбежной платой за укорочение антенны.

При всех минусах узкая полоса антенны имеет и преимущества. Высокодобротная антенна — это узкополосный контур, который дополнительно ослабляет отстоящие по частоте помехи, что повышает реальную селективность приемника. Особенно это полезно на приемниках с невысоким динамическим диапазоном. Но даже и при хороших приемниках дополнительное ослабление помех на входе идет на пользу. Поэтому на «шумных» НЧ диапазонах нередко применяют в качестве отдельной приемной антенны сильно укороченную, например, магнитную рамку (см. параграф 3.7.6).

3.7.2. Укорочение индуктивностью

Существующее множество конструкций укороченных антенн может создать ложное впечатление о невероятном разнообразии способов укорочения. На самом же деле их всего 4 основных. Отведем на каждый способ по параграфу. В этом рассмотрим укорочение индуктивностью.

Если мы просто укоротим диполь или GP, то jX_a будет носить емкостной характер (см., например, рис. 3.3.3, 3.3.5, 3.4.3). Для компенсации jX_a в точку питания включается катушка индуктивности (называемая еще удлиняющей). Это укорочение антенны индуктивностью.

Распределение тока в такой антенне отличается от синусоидального (рис. 3.7.2). Вернее, от краев вибратора синусоида начинается. Но поскольку вибратор короче $\lambda/2$, то полные полпериода у синусоиды не получаются. Просто не хватает длины вибратора. Поэтому в центре встречаются два «обрубка» синусоиды и возникает скачок тока. Распределение тока при этом приближается к треугольному (см. рис. 3.7.2).

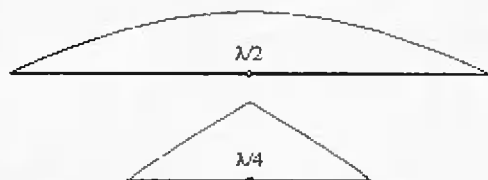


Рис. 3.7.2

Удлиняющая катушка может быть включена как последовательно (...ANT\Short\L\Short L dip 160.maa), так и параллельно антенне. В последнем случае это вариант согласования параллельной L (см. параграф 3.5.8). Поскольку jX_a часто не позволяет (после компенсации его параллельной катушкой) получить требуемое Z_0 , то очень часто используется вариант с отводом от катушки. Тут и компенсацию реактивности можно получить полную (общей индуктивностью катушки), и нужное Z_0 (подбором отвода от катушки). Такой способ очень часто применяется для укороченных GP (см., например, файлANT\Short\L\Vert80CW.maa) и изредка для симметричных вибраторов (...ANT\Short\L\Short L dip 160 -1.maa).

Приближенно можно считать, что часть исходного полноразмерного вибратора сворачивается в катушку. Правда аналогия эта весьма неточна — влияние катушки зависит от места ее расположения. Наибольшее удлиняющее действие катушка оказывает в точке максимального тока вибратора. При расположении же L в точке с меньшим током для получения той же резонансной частоты приходится увеличивать индуктивность. Причем, чем меньше ток, тем больше степень увеличения. На краю же вибратора (в максимуме напряжения) L не оказывает удлиняющего действия.

В рамочных антеннах (квадратах, дельтах) с электрическим периметром λ для укорочения индуктивностью приходится ставить две одинаковые катушки. Одну — в точке питания, другую — в диаметрально противоположной точке рамки. Дело в том, что (опять приходится забежать вперед в главу 4) такие рамочные антенны по сути представляют собой два параллельно включенных изогнутых $\lambda/2$ вибратора. И в середине каждого из обоих вибраторов имеется максимум тока. Поэтому в рамочной антенне максимумов тока два, и в каждый приходится ставить по катушке. Пример в файле (...ANT\Short\L\short L quad .maa).

Так зачем же и когда устанавливают удлиняющие катушки не в максимуме тока (для симметричного вибратора — не в центре)? Дело в том, что такое включение катушек изменяет распределение тока по вибратору, и для такой антенны графики рис. 3.1.2 и 3.1.3 уже несправедливы (они построены для тонкой антенны с минимальной концевой емкостью и синусоидальным или частично синусоидальным как на рис. 3.7.2 распределением тока). В случае же включения катушек не в центре распределение тока по диполю приобретает вид, показанный на рис. 3.7.3.



Рис. 3.7.3

В центральной части диполя распределение такое же, как и в центральной части полноразмерного (пик синусоиды), а после катушек ток резко убывает.

Площадь под трапециидальным распределением тока на рис. 3.7.3 больше, чем под треугольным на рис. 3.7.2 при одинаковой физической длине антенны. Поэтому $R_{изл}$ получается выше, соответственно выше и R_a (легче согласовывать) и КПД (а значит и G_a) антенны.

К сожалению, на практике выигрыш в G_a и КПД получается в лучшем случае небольшим. А в худшем — отрицательным. Дело в том, что как было упомянуто, при смещении катушки от максимума тока приходится увеличивать ее индуктивность для получения резонанса антенны. Причем по мере продвижения к краям вибратора — весьма резко. При заданной максимальной холостой добротности столь же резко растут омические потери в катушках, сводя на нет выигрыш от получения большей площади под током.

Сравните файлы ...ANT\Short\L\Vdp40b.maa, VDP40d.maa и Vdp40.maa. Это укороченный вдвое вертикальный диполь на 7 МГц. В первом случае удлиняющие катушки расположены в точке питания, во втором — в середине плеч, в третьем — на расстоянии $2/3$ от середины вибратора. При добротности катушек 200 R_a составляет 16, 30 и 50 Ом соответственно, а G_a -1,27, -1,31 и -1,81 dBi соответственно, т. е. усиление, несмотря на рост площади под током падает — даже при $Q = 200$ потери в катушках велики. В данном случае лишь при $Q = 500$ G_a не падает с перемещением катушки по полотну вибратора (конечно с соответствующим ростом ее индуктивности до получения резонанса). А выигрыш G_a за счет увеличения площади под током начинается лишь при еще более высоких Q . Поэтому иногда встречающиеся рекомендации, что раз удлинительная катушка не в точке максимального тока, то можно мотать ее тонким проводом, совершенно неверны.

Смещение удлиняющих катушек из максимума тока также может дать выигрыш (до 1,5 раз) по полосе пропускания антенны (...ANT\Short\L\ShortGP75 with L_1.maa, ...ANT\Short\L\DP160LD.maa). Величина этого выигрыша (а также выигрыш ли это, или полоса, наоборот, сузилась) зависит от $K_{\text{ук}}$, потерь в ма-

териале антенны, добротности и места расположения катушек и может быть легко определена при моделировании антенны.

Для того чтобы в дальнейшем корректно сравнивать различные виды укорочения, введем стандартные условия, при которых в дальнейшем и будет происходить сравнение. Даже две разновидности стандартных условий (назовем их условно СТ1 и СТ2):

СТ1.

$K_{\text{ж}} = 0,5$, материал антенны — медная проволока диаметром 1,6 мм, частота 14,05 МГц. Катушки (если имеются) имеют холостую добротность 300, конденсаторы (также, если есть) $Q = 1000$ (типичные цифры для качественных компонентов). Согласующее устройство — без потерь. Для симметричного вибратора и рамки — свободное пространство, для GP — идеальная земля. GP стоит непосредственно на идеальной земле.

СТ2.

То же самое, что и СТ1, но при $K_{\text{ж}} = 0,1$.

Подчеркну, что СТ1 и СТ2 не являются стандартными условиями в антенной технике. Это всего лишь произвольно принятые мною точки отсчета, в которых мы в разделе 3.7 будем сравнивать эффективность различных способов укорочения.

Симметричный диполь с катушкой в точке питания при СТ1 имеет: $G_a = 1,0 \text{ dBi}$, $R_a = 16 \text{ Ом}$, $BW = 134 \text{ кГц}$. Он же при СТ2 имеет $G_a = -13 \text{ dBi}$, $R_a = 14 \text{ Ом}$, $BW = 30 \text{ кГц}$.

Такой же диполь, но с двумя катушками в середине каждого из плеч, при СТ1 имеет: $G_a = -1,0 \text{ dBi}$, $R_a = 33 \text{ Ом}$, $BW = 175 \text{ кГц}$, а при СТ2 $G_a = -12,7 \text{ dBi}$, $R_a = 39 \text{ Ом}$, $BW = 55 \text{ кГц}$.

GP с удлиняющей катушкой в точке питания при СТ: $G_a = 4,02 \text{ dBi}$, $R_a = 7,8 \text{ Ом}$, $BW = 121 \text{ кГц}$. Он же при СТ2 имеет $G_a = -10,2 \text{ dBi}$, $R_a = 7,1 \text{ Ом}$, $BW = 30 \text{ кГц}$.

GP с удлиняющей катушкой в середине вибратора при СТ1: $G_a = 4,11 \text{ dBi}$, $R_a = 15,6 \text{ Ом}$, $BW = 160 \text{ кГц}$. Он же при СТ2 имеет $G_a = -9,6 \text{ dBi}$, $R_a = 16,5 \text{ Ом}$, $BW = 32 \text{ кГц}$.

Рамка с двумя катушками в максимумах тока питания при СТ1 имеет: $G_a = 0,98 \text{ dBi}$, $R_a = 31 \text{ Ом}$, $BW = 128 \text{ кГц}$. Она же при СТ2 имеет $G_a = -22 \text{ dBi}$ (т. е. КПД менее 1%), $R_a = 53 \text{ Ом}$, $BW = 29 \text{ кГц}$.

При моделировании УКВ антенн уже нельзя считать размер катушки пренебрежимо малым. Катушка, имея ощутимую в длинах волн длину, уже частично излучает. Поэтому в модели придется нарисовать катушку как спиральный набор проводов. Например, как в файлеANT\Short\Л\Vert+L145&435.maa. Тогда излучение катушки будет корректно учтено.

Дальнейшим развитием идеи излучающей катушки является спиральная антенна, известная многим по переносным УКВ станциям под жаргонным названием «резинка». Достаточно большая катушка (и по индуктивности, и по длине) совмещает в себе функции излучения и укорочения. Как правило, используют спиральные GP с электрической длиной $\lambda/4$ и $K_{\text{жк}} = 0,05 \dots 0,5$. Пример трехвитковой спиральной антенны на 435 МГц показан в файлеANT\Short\L\Helix435.maa.

Спиральный GP при CT1 и двух витках имеет: $G_a = 4,52 \text{ dBi}$, $R_a = 9,2 \text{ Ом}$, $BW = 230 \text{ кГц}$. Он же при CT2 и шести витках имеет $G_a = -1,44 \text{ dBi}$, $R_a = 3,1 \text{ Ом}$, $BW = 48 \text{ кГц}$.

Как видим, и G_a и BW заметно лучше, чем у обычного GP, с сосредоточенной катушкой индуктивности. Особенно при сильном укорочении.

Благодаря хорошим параметрам спиральные GP находят применение и на KB (см. например файлыANT\Short\L\Helix80.maa и ...Helix20.maa). Бытующее мнение, что общая длина провода в спирали должна составлять $\lambda/4$, неверно. На самом деле длина провода должна быть в 1,1...1,5 раза больше (чем короче антенна и чем меньше диаметр намотки, тем длиннее).

Индуктивностью может укорачиваться и лишь одна часть антенны. Например, в файлеANT\Short\L\Gp40short rad.maa показан полноразмерный GP на 7 МГц, но с укороченными вдвое противовесами. Система противовесов настроена в резонанс последовательной катушкой. Поскольку в GP противовесы не излучают, то G_a такой антенны такое же как и у полноразмерной (если основание выше $0,16\lambda$ над землей — см. раздел 3.4). Платой за укорочение противовесов является лишь сужение полосы антенны.

Очень интересным способом является использование вместо удлинительной катушки шлейфа гамма-согласования. Как показано в разделе 3.5, контурный ток I_k шлейфа согласования может вносить дополнительную реактивность в антенну. А для рассматриваемого укорочения как раз и нужна дополнительная реактивность. Индуктивная. Всего-то требуется — выбрать нужный размер и место подключения шлейфа. Пример такого диполя на 10 МГц с $K_{\text{жк}} = 0,75$ показан в файле ...ANT\Short\L\Strange dipole.maa. Полоса невелика (около 60 кГц), но зато из-за отсутствия катушек с потерями довольно высокое $G_a = 1,7 \text{ dBi}$.

Таким же способом можно укорачивать и рамочные (...ANT\Short\L\Short Delta-Gamma.maa), и вертикальные (...ANT\Short\

L\Strange GP.maa) антенны. В последнем случае это уже аналог того, что было описано в параграфе 3.5.10 — возможность гамма-согласования короткого GP.

И еще два нюанса, о которых стоит упомянуть в этом параграфе, хотя это и не относится напрямую к его теме.

1. Укорочение вибратора, покрытого диэлектриком. Об этом эффекте уже упоминалось в п. 3.2.2 — вибратор из провода покрытого пластиковой изоляцией имеет $K_{\text{ук}} = 0,94...0,99$ (зависит от ϵ диэлектрика и его толщины). Причина — слой диэлектрика эквивалентен увеличению погонной (удельной) индуктивности провода, что снижает резонансную частоту антенны. Точное значение $K_{\text{ук}}$ для антенны, выполненной из провода в изоляции можно определить, используя утилиту NEC2 for MMANA (параграф 2.3.1).

2. При использовании скрученных (или многожильных) проводов за счет скрутки возникает дополнительная погонная индуктивность провода. Поэтому вибратор, выполненный из такого провода, имеет $K_{\text{ук}} = 0,97...0,995$ (зависит от шага скрутки, количества жил и толщины провода). Точно рассчитать $K_{\text{ук}}$ в этом случае невозможно, поэтому приходится определять его экспериментально.

Обратите особое внимание на эти два пункта: изготовление антенны из провода в изоляции или скрученного, или многожильного (без учета $K_{\text{у}}$ этих проводов) — это очень частая причина того, что реальная резонансная частота антенны оказывается на несколько процентов (из-за влияния вышеупомянутых $K_{\text{ук}}$) ниже расчетной.

3.7.3. Укорочение концевой емкостью

Другим базовым способом укорочения вибраторов является укорочение концевой емкостью. До сих пор мы исходили из предположения, что оба конца симметричного вибратора очень тонкие, поэтому ток на концах близок к нулю. Но никто не мешает нам установить на концах вибратора металлические диски (или квадраты) большого диаметра или несколько радиалов (...ANT\Short\C\DP40C.maa). Называются эти диски (или радиалы) емкостной нагрузкой (ЕН).

В ЕН токи будут течь от центра к краям, т. е. в разные стороны (как в системе противовесов GP). Поэтому излучение отдельных проводов ЕН взаимно компенсируется и вклад в излучение вибратора ЕН практически не вносят (точно также, как и радиалы обычного GP).

При наличии ЕН ток на концах вибратора будет уже равен не нулю, а величине, которая втекает в емкостную нагрузку (рис. 3.7.4). Распределение тока в вибраторе при этом — центральная часть синусоиды с отрезанными краями.

Очевидно, что площадь под током на рис. 3.7.4 больше, чем при треугольном распределении на рис. 3.7.2. Поэтому при укорочении концевой емкостью $R_{изл}$ и G_a выше, чем при укорочении индуктивностью. Дополнительный (и тем более заметный, чем сильнее укорочение) выигрыш дает отсутствие катушек с потерями.

Обычно размер ЕН выбирают так, чтобы входное сопротивление антенны было бы чисто активным.

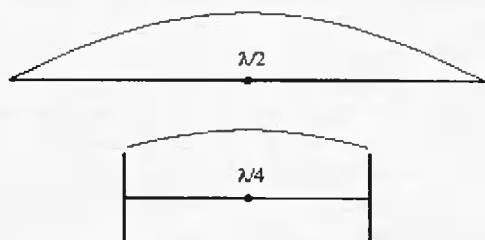


Рис. 3.7.4

Симметричный диполь с с ЕН при СТ1 имеет: $G_a = 1,78 \text{ dBi}$, $R_a = 39 \text{ Ом}$, $BW = 605 \text{ кГц}$. Он же при СТ2 имеет $G_a = 0,96 \text{ dBi}$, $R_a = 2,25 \text{ Ом}$, $BW = 80 \text{ кГц}$.

GP с ЕН в точке питания при СТ1: $G_a = 4,8 \text{ dBi}$, $R_a = 19,5 \text{ Ом}$, $BW = 600 \text{ кГц}$. Он же при СТ2 имеет $G_a = 3,97 \text{ dBi}$, $R_a = 1,13 \text{ Ом}$, $BW = 105 \text{ кГц}$.

Как видим, параметры намного лучше, чем при укорочении индуктивностью. Поэтому при возможности всегда стоит стремиться именно к варианту укорочения концевой емкостью. Приведенные цифры относятся с ЕН из 4 проводов, перпендикулярных основному вибратору.

В отличие от катушки (которую с переменным успехом можно включать почти в любую точку вибратора (кроме его концов), ЕН включаются только на концах вибратора, либо в точках максимума напряжения (если они не совпадают с концом вибратора).

Для того чтобы ЕН не излучали, они (как и система радиалов GP) должны обладать осевой симметрией относительно вибратора. В этом случае (а также при перпендикулярности ЕН и вибратора) параметры укороченной антенны практически

не зависят от конкретной конструкции ЕН (кроме BW). В самом деле — излучение осесимметричной ЕН отсутствует, а требуемая емкость (на землю для GP, или на другую ЕН — для симметричного вибратора) достигается при настройке размерами ЕН.

В некоторых случаях намеренно устанавливаются несимметричные ЕН (например, Г-образные антенны), чтобы получить их небольшое излучение. Особенно часто это делают в GP. Там небольшое излучение несимметричных (и горизонтальных) ЕН идет под высокими зенитными углами. Что позволяет устранить недостаток обычного GP — плохую работу на коротких трассах, где требуются именно высокие углы. Это позволяет уверенно занимать частоту, не опасаясь вытеснения станциями своего континента (на обычный GP они вас будут плохо слышать).

Конструкция ЕН может быть самой разнообразной: диски, несколько радиальных проводов (вариант — соединенные на дальнем конце по кругу, см. файлANT\ Short\C\ShortGP with Top hat load.maa), различные проволочные конструкции в виде петли (в той же папке VDP40C.maa), лопасти (eu1tt 160 short inv V.maa), куба (SuperC.maa), и т. п.

ЕН можно приспособить и к петлевому диполю (файл TRIHAT.maa в той же папке) — получается очень необычно выглядящая, компактная конструкция (на 28 МГц два параллельных провода высотой всего 1,75 м, и треугольники ЕН со стороны также 1,75 м на концах), с весьма хорошими характеристиками — усиление всего лишь на 0,4 dB ниже полноразмерного диполя, а полоса 1,4 МГц (лучше, чем у многих полноразмерных антенн).

Достаточно интересным является вопрос о нужном количестве и длине проводов ЕН (имея в виду достижение резонанса антенны при заданной длине вибратора). В табл. 3.7.1 приведена необходимая для получения резонанса длина ЕН (GP, частота 14,05 МГц, $K_{\text{ух}} = 0,5$) для разных конструкций ЕН.

Таблица 3.7.1

Вид ЕН	Радиус ЕН
2 провода	1,75 м
4 провода с открытыми дальними концами	1,1 м
4 провода с замкнутыми кольцом дальними концами	0,6 м
8 проводов с открытыми дальними концами	0,72 м
8 проводов с замкнутыми кольцом дальними концами	0,5 м

Видно, что при увеличении числа проводов ЕН их необходимая длина падает сначала быстро, но потом замедляется. Из табл. 3.7.1 также следует, что по возможности стоит стремиться замкнуть проводочным кольцом дальние от вибратора концы проводов ЕН. Это дает очень заметное снижение радиуса ЕН. Обычно число проводов ЕН выбирают в пределах 4–8. Увеличивать число проводов ЕН свыше 8 нет необходимости — незначительное снижение длины уже не окупает затраты. Если же проводов ЕН меньше 4, то приходится довольно заметно увеличивать их длину.

Анализ показывает, что и при неравномерном расположении проводов ЕН (например, двумя узкими секторами) увеличение числа проводов снижает длину ЕН.

На практике у вертикальной антенны довольно редко выполняют ЕН строго перпендикулярно вибратору. Причина очевидна — это не просто сделать конструктивно. Особенно на НЧ диапазонах. Поэтому часто ЕН располагают наклонно, как отрезки верхнего яруса растяжек (....ANT\Short\C\hat.maa). Конечно, конструктивно это несравненно проще, но что мы в этом случае теряем в параметрах антенны?

Чтобы разобраться, разложим ток в наклонном проводе ЕН на горизонтальную и вертикальную составляющие (точно так же как в параграфе 3.4.5.1). Горизонтальные составляющие токов всех проводов ЕН текут от центра разные стороны и взаимно компенсируются точно также, как и в случае чисто горизонтальной ЕН. А вот токи вертикальной составляющей всех проводов текут в одну сторону. Вниз. То есть они противофазны основному (полезному) току GP, текущему вверх, и, следовательно, частично компенсируют его, снижая общую эффективность. Компенсация эта лишь частична (и невелика), потому что вертикальная составляющая тока ЕН это лишь часть ее тока, а также потому, что ток в вибраторе уменьшается к краям (подробнее об этом в параграфе об изломанных антеннах 3.7.5, разновидностью которых, по сути, является вертикал с наклонными ЕН). Поэтому, если вы используете наклонные ЕН, надо стремиться к как можно меньшей вертикальной проекции ЕН на GP. То есть максимально удалять точки крепления растяжек, частью которых являются ЕН и предельно снижать длину проводов ЕН.

При наличии места, конечно, лучше расположить провода ЕН равномерно по кругу вокруг вертикала (....ANT\Short\C\TopCap.maa). Однако часто это легче сказать, чем выполнить — с местом-то у нас проблема (потому и укороченными антен-

нами занимаемся). Поэтому очень часто делают только две ЕН в линию (файлы ShortGP75 with wire Top load.maa и ShortGP75 with wire Top load.maa в той же папке). При $K_{\text{ук}} = 0,5...0,7$ на узких крышах многоэтажных домов так делаются очень хорошо работающие вертикалы на 3,5 и 7 МГц.

Однако на той же крыше можно сделать лучше. Исследования показали, что количество ЕН играет заметно большую роль, чем их расположение. Расположив 6...8 ЕН в два относительно узких пучка-веера (там же файл 80s vert.maa), можно значительно повысить эффективность ЕН по сравнению со случаем двух проводов ЕН. Становится реальным получить $K_{\text{ук}} = 0,35...0,4$. Так, в упомянутом файле показан GP на 3,5 МГц физической высотой всего 8 м, причем его ЕН (вместе с оттяжками) размещаются на крыше типовой пятиэтажки.

Для упрощения согласования можно рекомендовать сделать ЕН длиннее, чем это необходимо для резонанса GP. При этом антенна, будучи физически укороченной, электрически становится удлиненной (вот так странно выходит). Это дает то, что R_a повышается до 50 Ом, а получившаяся индуктивная составляющая jX_a убирается последовательным конденсатором (как описано в п. 3.5.8). Преимущества такого согласования — практически полное отсутствие потерь в СУ. Пример такой антенны дан в файле Short GP 7.maa (та же папка, что и ранее). Это GP на 7 МГц при физической высоте 7,6 м (т. е. $0,18\lambda$), за счет 4 растяжек-ЕН длиной по 5,2 м имеет электрическую длину $0,3\lambda$. Входной импеданс самого штыря $Z_a = 49 + j259$ Ом. Включение последовательного конденсатора дает чистые 49 Ом и весьма солидную полосу в 360 кГц.

Аналогичная по идее конструкция показана в файле field day GP short.maa. Это очень удобный для выездов наклонный GP на 3,5 МГц, требующий всего одной точки подвеса на высоте 12 м (дерева, например).

Метод укорочения концевой емкостью удачно комбинируется с гамма- и омега-согласованиями, поскольку центральная часть вибратора не используется для укорочения и доступна шунтовым типам согласования. В файлеANT\Short\C\ShortGP160.maa показано согласование высотой 16,5 м на 1,8 МГц.

Поскольку полоса укороченной антенны мала, то практически всегда имеет смысл гамма-согласование такой антенны выполнять широкополосным (т. е. выполнять шлейф согласования очень из набора проводов, как описано в п. 3.5.12). Примеры такой антенны даны в файле Top C+soax gamma.maa

(в той же папке) это GP на 21 МГц, с высотой 2,1 м имеет полосу более 1,4 МГц, что даже больше, чем у полноразмерного $\lambda/4$ GP.

Так как распределение токов в укороченном вибраторе с ЕН не такое, как в полноразмерном GP, то удается согласовать заземленные вертикалы с намного меньшей высотой, чем показано на графике 3.5.8.

Минимальная высота заземленного GP с емкостной нагрузкой, при которой возможно гамма-согласование, составляет всего 0,07 λ . Такой GP на 1,8 МГц с высотой всего 11,5 м приведен в файле ...ANT\Short\C\Very shortGP160 gamma.maa. Применение широкополосного гамма-согласования дает полосе более 60 кГц, что является очень хорошим результатом даже для гораздо более высоких GP.

В принципе все то же самое возможно и с омега-согласованием, но все же применять его с укороченными антеннами не рекомендуется — из-за меньшей полосы. Единственный разумный случай применения омега-согласования с укороченным диполем описал K4BEV. Он предложил рассмотреть 3-элементную антенну Яги на 14 МГц с металлической траверсой длиной 5 м как диполь с ЕН для диапазона 7 МГц. В самом деле — представим себе, что сама траверса является укороченным диполем на 7 МГц. Тогда рефлектор и директор 14 МГц на 7 МГц будут типичными ЕН. Поскольку траверса цельная и относительно короткая, то проходит лишь вариант с омега-согласованием. В файле ...ANT\Short\C\K4BEV.maa показано, что такой укороченный диполь из ВЧ Яги проигрывает полноразмерному диполю всего 0,5 dB, но полосу имеет совсем малую: 12 кГц — плата за сильное укорочение и омега-согласование.

В рамочных антеннах с электрическим периметром λ есть две точки пучности напряжения (А и В на рис. 3.7.5). Причем в отличие от линейного диполя эти точки находятся относительно недалеко друг от друга. В эти точки и включаются ЕН, как показано на рис. 3.7.5 (файл ...ANT\Short\C\short_quad.maa). По участкам 1–2 и 3–4 протекают наибольшие токи, и, что важно, — синфазные. Именно эти токи и обеспечивают основное излучение антенны. По участкам 1–3 и 2–4 протекают противофазные токи (фаза меняется на 180° в точках А и В), излучение этих сторон взаимно компенсируется. Пары проводов от точек С и В — это и есть ЕН (хорошо видно, что образуется именно конденсатор). Благодаря им ток в точках А и В больше нуля, чем и достигается удлинение антенны (см., например, файл

...ANT\Short\C\Short_quad.maa). Как и в случае диполя и GP EH могут быть выполнены не только парой проводов (как на рис. 3.7.5), но и в виде диска, набора радиальных или изогнутых проводов и т. п.

Примеры разных EH в рамке с одним и тем же $K_{\text{ук}} = 0,5$ даны в семействе файлов ...Short_quad 5.maa...Short_quad 9.maa в той же папке.

Метод укорочения волновой рамки емкостными нагрузками дает очень хорошие результаты при небольшом укорочении ($K_{\text{ук}} > 0,5$). Так, например, при $K_{\text{ук}} = 0,7$ усиление укороченной таким образом рамки равно усилению полноразмерного диполя (за счет синфазности токов в участках 1–2 и 3–4).

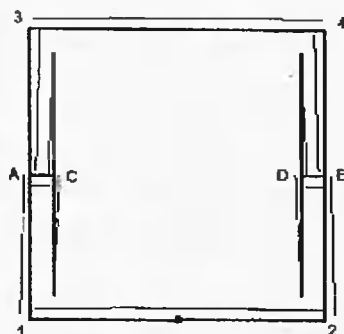


Рис. 3.7.5.

К сожалению, уже при $K_{\text{ук}} < 0,75$ размеры EH из двух проводов (как на рис. 3.7.5) достигают длины стороны квадратной рамки. И дальнейшее снижение $K_{\text{ук}}$ возможно лишь за счет применения более сложных и громоздких EH — в виде многократно изогнутых проводов, либо в виде радиального диска (перпендикулярного плоскости рамки) из набора проводов. Так, при использовании диска (из набора радиальных проводов, замкнутых по кругу на дальнем конце — см. файл ...ANT\Short\C\Short_quad 7.maa) можно достичь $K_{\text{ук}} = 0,4$. Меньшие значения $K_{\text{ук}}$, хотя и возможны, но требуют очень больших EH (далеко выходящих за габарит рамки). Поэтому на практике емкостное укорочение в чистом виде для волновой рамки применяют лишь от $K_{\text{ук}} = 0,4..0,5$ и выше.

Волновая рамка с EH в виде дисков (файл Short_quad 7.maa) при CT1 имеет: $G_a = 1,81 \text{ dBi}$, $R_a = 40 \text{ Ом}$, $BW = 270 \text{ кГц}$.

Расположение вдоль боковых сторон рамки не просто конструктивно. Поэтому провода EH пытаются тем или иным способом свести к центру. Следует предостеречь от ошибки при использовании волновой рамки с емкостным укорочением. Поскольку точки C и D (на рис. 3.7.5) расположены недалеко друг от друга, то возникает соблазн свести их вместе, а EH заменить сосредоточенным конденсатором между точками C и D (рис. 3.7.6).

На первый взгляд, это эквивалентная замена емкости между проволочными нагрузками на рис. 3.7.5 нагрузками. Но это

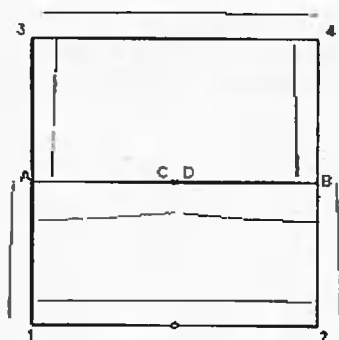


Рис. 3.7.6

на первый. При внимательном рассмотрении обнаруживается, что между точками А и В появляется провод с длиной равной стороне квадрата. И ток в этом проводе *противофазен* полезным, излучающим токам в проводах 1–2 и 3–4. Причем не только противофазен, но и почти вдвое (зависит от $K_{\text{ук}}$) больше по амплитуде полезных токов.

В результате излучение провода А–В почти полностью компенсирует полезное излучение проводов 1–2 и 3–4. Поэтому излучение антенны оказывается совсем малым, и значит, характеристики ее очень плохи.

Такая антенна (файлANT\Short\C\Short Quad 1.maa) при СТ1 имеет $G_a = -0,3 \text{ dBi}$, $R_a = 5,5 \text{ Ом}$, $BW = 35 \text{ кГц}$, что намного хуже, чем с нормальными ЕН.

Степень компенсации полезного излучения проводом А–В (рис. 3.7.6) зависит от распределения тока в нем (и, соответственно, $K_{\text{ук}}$).

При небольших $K_{\text{у}}$ ток в проводе А–В и велик и не имеет нуля в середине — лишь небольшой минимум (как на рис. 3.7.6 при $K_{\text{у}} = 0,5$), поэтому происходит практически полная компенсация полезного излучения, причем тем более успешная, чем меньше $K_{\text{ук}}$. Поэтому такие рамки применяются крайне редко, а если все же применяются, то используется питание в точку подключения укорачивающего конденсатора через согласующий контур (файлANT\Short\C\Short Quad LC match.maa).

При $K_{\text{ук}}$ близком к 1 (т. е. небольшом укорочении) к середине провода А–В ток убывает почти до нуля (конденсатор мал) — что соответствует току в концах диполя. Площадь под током в проводе А–В получается небольшой — и сам ток мал, и еще до нуля провал в середине. Поэтому при $K_{\text{ук}} = 0,85...0,9$ такой вид укорочения применить, в крайнем случае, можно (хотя при тех же $K_{\text{ук}}$ емкостное укорочение по рис. 3.7.5 даст лучшие результаты) см. файлыANT\Short\C\Short Quad 2.maa и ...Short Quad 3.maa).

Поэтому способ укорочения конденсатором, показанный на рис. 3.7.6, можно применять лишь при $K_{\text{ук}} > 0,85$. И имея в виду два обстоятельства:

- напряжение на конденсаторе достигает 1 кВ уже при 100 Вт мощности;
- можно повысить эффективность, применив вместо конденсатора ЕН, как на рис. 3.7.5.

В попытке несколько ослабить вредное влияние среднего провода его изгибают и пускают по диагонали квадрата (файл ...Short Quad 10.maa) или лесенкой (...Short Quad 11.maa). Некоторый эффект это дает, но все равно ЕН в «чистом» виде (как на рис. 3.7.5) имеют преимущество.

Часто используют как ЕН (или как часть ЕН) диагональные распорки квадрата (файлыANT\Short\C\SHORT qUAD.maa и ...Short Quadc-1.maa). Это позволяет часть распорок выполнить из металлических трубок, что удобно из конструктивных соображений.

В рамочных антеннах в виде треугольника удастся обойтись лишь одним проводом ЕН. В файлеANT\Short\C\80mDLsh.maa показан треугольник с периметром 65 м, настроенный дополнительным проводом ЕН на 3,6 МГц. Как и в случае с квадратом, лучше располагать провод ЕН за пределами рамки или перпендикулярно ей, но в крайнем случае допустимо (с ухудшением параметров) загнуть его и внутрь рамки. Именно так сделано в упомянутом файле. Полученный треугольник уступает полноразмерному лишь 0,4 дБ в усилении.

3.7.4. Изогнутые антенны

Следующие два способа укорочения основываются на том здравом соображении, что раз полноразмерная антенна не умещается в заданное пространство, то, пожертвовав площадью раскрыва (т. е. усилением), антенну можно изогнуть или свернуть так, чтобы все-таки уложить ее в имеющееся пространство.

В этом параграфе мы рассмотрим *изогнутые* антенны. Под этим термином тут понимается исходно полноразмерная антенна, деформированная так, что ни в одной из ее точек нет тока (или составляющей тока), компенсирующей излучение тока, протекающего через точку питания.

То есть: в точке питания антенны (как правило, это пучность тока) по проводу (условно назовем его питаемым) течет ВЧ ток. Так вот, как бы мы ни деформировали антенну, при данном способе укорочения мы не имеем права образовывать участок провода, лежащий параллельно питаемому, но с противофазным током. Или даже наклонный провод, который имеет

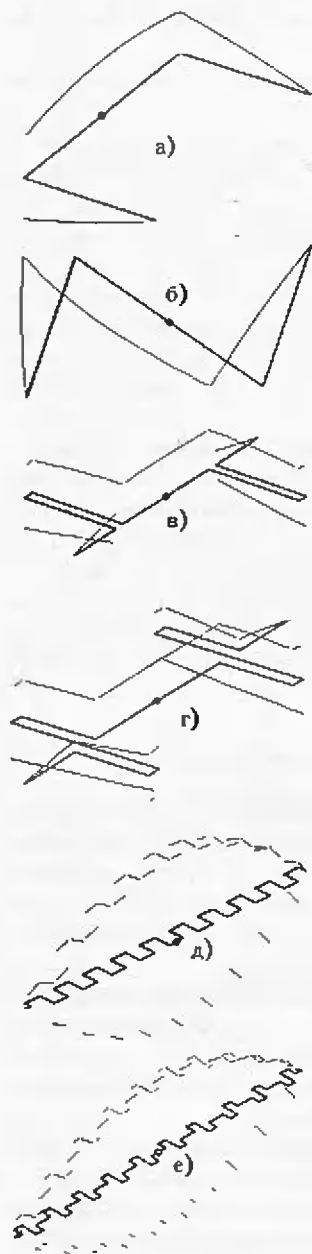


Рис. 3.7.7

проекцию противофазного тока на питаемый провод. В практическом применении это означает, что никакая часть антенны не может идти под углом меньшим, чем 90° к питаемому проводу.

Примеры таких антенн приведены в папкеANT\Short\Curved\, где находятся все файлы, на которые идут ссылки в данном параграфе.

Очевидно, что при сгибании уменьшается площадь раскрытия антенны, и ее G_a . Степень этого снижения определяется не только $K_{\text{ж}}$, но и расположением изогнутых частей и их количеством.

Изогнутые антенны делятся на две группы. Первая, в которой угол между изогнутыми частями антенны и питаемым проводом прямой, вторая — в которых этот угол тупой.

Основные разновидности антенн первой группы показаны на рис. 3.7.7 (тонкими линиями показано распределение токов).

Если загнутые части вибратора смотрят в одну сторону (рис. 3.7.7,а), то их излучение мало (токи в них противофазны) и суммарная ДН имеет привычный вид «восьмерки».

Небольшое остаточное излучение вбок загнутых частей приводит к тому, что минимумы «восьмерки» не доходят до нуля (см. файлы ...ANT\Short\Curved\Curved dipole.maa и ...Curved dipole.maa4).

Если же загнутые части направлены в разные стороны от центральной части вибратора (рис. 3.7.7,б,в,г, см. также файлы ...Curved dipole1.maa и ...Curved dipole3.maa), то токи в них синфазны. Поэтому суммарная ДН имеет вид «восьмерки», но повернутой на некоторый угол от перпендикулярного центральной части направления. Величина этого угла определяется размерами, положением и величиной тока в загнутых частях и лежит в пределах от нескольких до 30...50°.

Для большего укорочения загнутые части многократно изгибают (файлы ...Curved dipole5.maa и ...Curved dipole6.maa). Это почти не приводит к падению G_a , но заметно сужает полосу.

Если изогнутых частей сделать много, но небольших размеров, получаются так называемые фрактальные антенны (рис. 3.7.7,д,е, файлы ...Fractal_0.maa... Fractal_0.maa и Fractal dipole5.maa). На участках, параллельных питаемому, токи синфазны, и поэтому складываются, обеспечивая излучение антенны. А в участках, перпендикулярных питаемому, токи взаимно противофазны, поэтому их излучение взаимно компенсируется.

Диполь по рис. 3.7.7,а при CT1 имеет: $G_a = 1,7 \text{ dBi}$, $R_a = 40 \text{ Ом}$, $BW = 510 \text{ кГц}$. Прямоугольный изогнутый диполь по рис. 3.7.7,д при CT1 имеет: $G_a = 1,61 \text{ dBi}$, $R_a = 22 \text{ Ом}$, $BW = 265 \text{ кГц}$, а при CT2 $G_a = -3,7 \text{ dBi}$, $R_a = 3,5 \text{ Ом}$, $BW = 44 \text{ кГц}$.

Из любой антенны рис. 3.7.7 можно (отпилив половину и поставив ее вертикально над противовесами или землей) сделать соответствующий GP. Такой GP из антенны рис. 3.7.7,а называется Inverted L и часто применяется при $K_{\text{ух}} = 0,5$ ($\lambda/8$ вертикально и $\lambda/8$ сверху горизонтально — см. файл Inverted L.maa), особенно на низкочастотных диапазонах. ДН в вертикальной плоскости Inverted L, в отличие от обычного GP имеет заметное излучение в зенит с горизонтальной поляризацией. Это работа верхнего горизонтального провода. Поскольку он один, то его излучение (в отличие от симметричных EH параграфа 3.7.3) ничто не компенсирует.

Очевидно, что обычный $\lambda/2$ диполь можно сложить, расположив его плечи под 90° (файл V dipole.maa). Впрочем, это очевидно сейчас. А в 30-е годы прошлого века такая антенна (предложенная А. Пистолькорсом под названием «угловой вибратор») рассматривалась как шаг вперед. Прежде всего, в получении круговой ДН. На самом же деле ДН такого вибратора не круговая, а ближе к простому диполю, но минимумы выражены менее резко, всего на 8 дБ ниже основного излучения.

Антенны второй группы отличаются от изображенных на рис. 3.7.7 только тем, что угол загиба согнутых частей больше 90° (файлы ...V dipole1.maa и ...V dipole2.maa.). Антенна рис. 3.7.7,д при этом выглядит как треугольный зигзаг (см. например, файл ...Fractal_3.maa). Ни к каким сколько-нибудь заметным отличиям в параметрах это не приводит, и для такой антенны справедливы данные при СТ1, приведенные парой абзацев выше.

При углах загиба более 90° сильное укорочение невозможно, обычно $K_{\text{ук}} > 0,5$.

Общая длина провода изогнутого вибратора всегда больше, чем в линейной полноразмерной антенне. Величина удлинения зависит от $K_{\text{ук}}$, количества загнутых участков, угла и способа загиба. При $K_{\text{ук}}$ около 1 и изгибе только концов вибратора и тупых углах изгиба провод потребует удлинить на единицы процентов. А при малых $K_{\text{ук}}$ и большом числе изгибов (как на рис. 3.7.7,е) — на 20...40%. Конкретные цифры проще всего получить в MMANA. Рисуется изогнутая антенна, примерно в планируемом виде под местные условия, определяется ее резонансная частота (**Графики — Поиск резонанса**) и затем осуществляется масштабирование ее на нужную частоту (**Правка — Масштабирование**).

Эффективность изогнутых антенн зависит от способа и формы изгиба. Если загнутые части на краях (рис. 3.7.7,а,б) — то это вариант укорочения концевой емкостью. К этому же варианту относятся модификации антенн рис. 3.7.7,в,г при размещении загнутых шлейфов на краях вибратора.

При размещении же шлейфов изогнутых частей в середине вибратора (рис. 3.7.7,в,г) или даже в его центре — это вариант укорочения индуктивностью. Вспомним параграф 3.2.4 — короткий замкнутый шлейф имеет индуктивное сопротивление.

Многokrатно изогнутые фрактальные антенны (рис. 3.7.7,д,е) за счет изгибов имеют распределенную по длине индуктивность и по сути являются упрощенным конструктивным вариантом спиральных антенн.

Очень часто изогнутыми делаются петлевые антенны — рамки с периметром 1λ и петлевые GP. О рамках уже упоминалось в параграфе 3.6.8. Напомню, рамочные и петлевые антенны с периметром 1λ при всем прочем равном имеют более высокие R_a и полосу, что способствует их успешному укорочению. При нем ведь и R_a , и полоса снижаются. И есть все шансы получить у укороченной рамки или петли $R_a = 50...75 \text{ Ом}$, что позволит подключить питающий кабель без СУ.

Рамки с периметром 1λ укорачиваются сложением двумя основными способами. Первый, при $K_{\text{ук}} = 0,5$ (или около) сложить второе боковые стороны (примерно как шлейфы на рис. 3.7.7,г). Непонятно? Тогда откройте файлы ...Shortquad.maa и ...Curved loop1.maa и посмотрите. Последняя антенна при CT1 имеет: $G_a = 2,08 \text{ dBi}$ (почти как у полноразмерного диполя), $R_a = 65 \text{ Ом}$, и $BW = 340 \text{ кГц}$.

Второй способ укорочения волновой рамки сложением таков. Представьте вытянутую прямоугольную рамку с короткими сторонами $\lambda/8$ и длинными $3\lambda/8$. Питание в центр короткой стороны. А теперь, мысленно разделив длинные стороны на три части в точках раздела, согнем рамку на 90 градусов. Получится кубик со стороной $\lambda/8$ (файл ...Curved loop.maa). При CT1 такой «кубик» имеет: $G_a = 1,22 \text{ dBi}$, $R_a = 57 \text{ Ом}$ и $BW = 340 \text{ кГц}$.

Еще более изощренная форма складывания волновой рамки в «кубик» (показанная в файлах ...Trihat-quad.maa, Trihat-quad-1.maa) приводит к тому, что сторона «кубика» становится всего $0,11\lambda$. Описана такая антенна была в QST кем-то из WA2, но, к сожалению, за давностью точную ссылку обнаружить не удалось — кто в курсе, пришлите мне пожалуйста. Такая антенна на 28 МГц требует чуть более кубометра пространства (сторона 1,25 м), имея при этом очень неплохие параметры $G_a = 1,15 \text{ dBi}$, $BW > 500 \text{ кГц}$, и $R_a = 50...60 \text{ Ом}$ (т. е. не требует согласования). На мой взгляд, именно такой «кубик» является одним из оптимальных решений для балконной антенны на СВ.

Иные способы укорочения рамок сложением (например, деформация всех сторон по типу рис. 3.7.7,д,е) приводят к тому, что появляются участки с током, противофазным току в точке питания. Поэтому таким рамкам место не в этом параграфе, а в следующем.

В этом же нам осталось рассмотреть лишь изогнутые петлевые GP. Обычные петлевые GP мы еще не рассматривали (это будет в главе 4). Опять придется несколько забежать вперед. Простой петлевой $\lambda/4$ GP отличается от простого штыря тем, что вертикальная часть выполнена не из одиночного провода, а из двухпроводной линии, замкнутой на верхнем конце. Внизу же один из проводов линии непосредственно соединен с землей (и/или системой радиалов), а источник включается между землей (и/или радиалами) и вторым проводом линии.

Оставив подробное рассмотрение петлевого GP до главы 4 пока отмечу следующее: G_a и ДН петлевого GP соответствуют простому GP. А входное сопротивление и полоса — больше. Причем, если оба провода петлевого вертикала одинаковы,

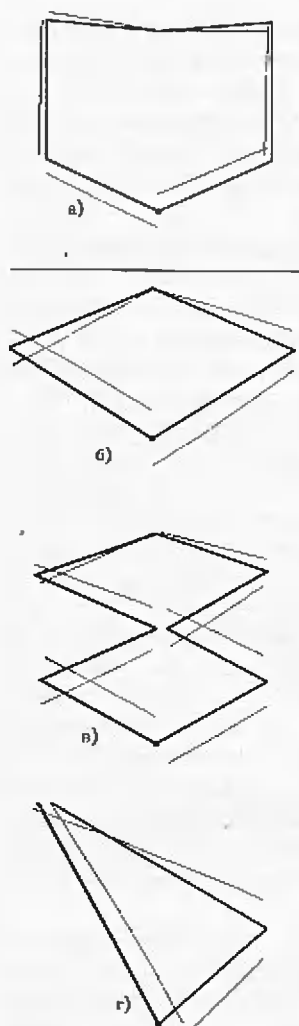


Рис. 3.7.8

то R_a больше в 4 раза соответствующего простого GP, т.е. 140 Ом для петлевого $\lambda/4$ вертикала, стоящего на земле и 80...90 Ом — для приподнятого.

При укорочении и изгибе петлевого GP, как правило, стараются получить $R_a \approx 50$ Ом. Возможные решения для $K_{\text{ук}} = 0,5$ приведены на рис. 3.7.8.

Для антенн рис. 3.7.8, а, б, в (файлы ...FoldedGP75.maa, ...FoldedGP75_1.maa и ...FoldedGP75-2.maa соответственно) максимальная высота составляет $0,125\lambda$. А для антенны рис. 3.7.8, г (файлы ...Folded triangle GP.maa и ...Folded triangle GP-160.maa на 3,5 и 1,8 МГц соответственно) — $0,15\lambda$. ДН таких антенн практически полностью соответствует обычному GP, лишь имеется небольшое (–10...20 дБ) излучение в зенит.

При всей внешней несхожести параметры антенн на рис. 3.7.8 весьма близки — при $CT1 G_a = 4,9...5,1$ dBi (на 0,5 дБ и менее, чем у полноразмерного GP), $R_a = 40...60$ Ом и $BW = 440...600$ кГц. Слабая зависимость параметров таких GP от формы позволяет адаптировать антенну к местным условиям, придавая ей самые причудливые формы. Например, в файле ...FoldedGP75-3.maa показан такой GP в виде двухзаходной спирали.

3.7.5. Изломанные антенны

Изломанные антенны отличаются от изогнутых тем, что допускается наличие участков, ток (или составляющая) в которых противофазен току питаемого провода. Конечно, противофазный ток будет частично компенсировать основное излучение.

Поэтому эффективность изломанных антенн всегда ниже, чем изогнутых. Причем тем ниже, чем полнее компенсируется изломанными участками основное излучение.

Почему же тогда применяют изломанные антенны? Потому же что и вообще укороченные — из-за нехватки места. Допустимость участков с противофазным током ведь означает возможность загнуть части антенны под острым углом и даже назад (параллельно питаемому проводу). Поэтому возможно получить сильное укорочение.

Рассмотрим полуволновой диполь с $K_{\text{ук}} = 0,5$ с загнутыми под острым углом краями — рис. 3.7.9 файл U-dipole.maa из папкиANT\Short\Fractal\ (в этой же папке находятся все файлы, на которые есть ссылки в этом параграфе).

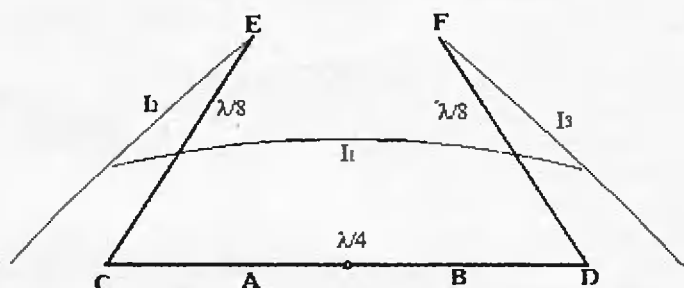


Рис. 3.7.9

На участке C-D протекает обычный для полуволнового диполя ток I_1 . Токи же I_2 и I_3 , протекающие по загнутым краям диполя, можно разложить на две составляющие. Вертикальные и горизонтальные.

Вертикальные составляющие токов I_2 и I_3 противофазны и равны по величине, поэтому их излучение взаимно компенсируется.

Горизонтальные (I_{2H} и I_{3H}) составляющие токов I_2 и I_3 противофазны току I_1 на участках A-C и B-D соответственно. Но величина I_{2H} и I_{3H} несколько меньше, чем тока I_1 на участках A-C и B-D. Поэтому полной компенсации излучения на участках A-C и B-D не происходит, лишь ослабление.

Таким образом, загнутые под острым углом части ослабляют излучение питаемого провода на тех участках, где имеется проекция загнутых частей на этот провод.

Диполь по рис. 3.7.9 при CT1 имеет: $G_a = 1,45 \text{ dBi}$, $R_a = 23 \text{ Ом}$, $BW = 285 \text{ кГц}$.

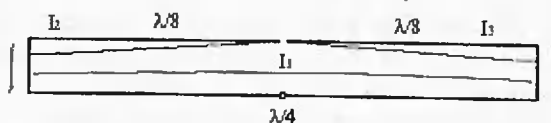


Рис. 3.7.10

Другой распространенный способ укорочения изломом показан на рис. 3.7.10, файл ...O-dipole.maa.

Края диполя загибаются внутрь параллельно питаемому проводу. Токи I_2 и I_3 противофазны I_1 и ослабляют излучение. Следует особо подчеркнуть тот факт, что излучение таких (и им подобных) антенн возможно лишь потому, что противофазные токи не точно равны друг другу по амплитуде. При точном равенстве (скажем, если концы диполя на рис. 3.7.10 нагрузить на резистор) произойдет точная компенсация, и излучения практически не будет. Поэтому если уж вы загибаете провода параллельно друг другу, то следите, чтобы токи в них отличались по величине как можно больше. В примере рис. 3.7.10 ток на краях диполя убывает по синусоидальному закону, поэтому и I_2 и I_3 меньше I_1 .

Диполь по рис. 3.7.10 при CT1 имеет: $G_a = 1,42 \text{ dBi}$, $R_a = 16 \text{ Ом}$, $BW = 215 \text{ кГц}$, т. е. заметно худшие параметры, чем рис. 3.7.9. Это следствие большей компенсации тока I_1 .

Размеры, указанные на рис. 3.7.9. и 3.7.10, ориентировочны. При изломах общая длина провода изогнутого вибратора всегда больше чем в линейной полноразмерной антенне. Величина удлинения зависит от $K_{\text{ук}}$, количества загнутых участков, угла и способа загиба.

Излом под острым углом — это излюбленный способ уложить антенну в имеющееся пространство. Форма такой антенны, вписанной в местные условия, может быть самой причудливой и, как правило, уникальна. Поэтому не имеет особого смысла рассматривать тут такие конструкции — результат всегда можно получить в MMANA.

Некоторые интересные примеры излома полуволнового диполя и $\lambda/4$ GP, которые могут послужить исходным материалом для получения антенны, вписывающейся в ваши размеры, приведены в файлах ...0.5 lamda deform GP with feed line.maa, ...0.5 lamda deform GP with feed line -1.maa, ...Short inv L offcenter.maa, ...Short inv L offcenter-1.maa, ...RA9OS20.maa.

Напротив, излом в виде параллельных проводов (по типу рис. 3.7.10) это довольно стабильный конструктивный прием. В укороченных GP складывают вдвое нижний участок

(рис. 3.7.11). В англоязычной литературе такая конструкция называется *linear base loading vertical* (...ShortGP75-0.maa — GP на 3,5 МГц высотой 10 м и ...Lineload75.maa — немного укороченный GP с высотой 16,7 м). Такой способ укорочения GP при одинаковой физической высоте штыря более эффективен, чем с катушкой в точке питания (параграф 3.7.2), но проигрывает вертикалу с концевой емкостью (параграф 3.7.3). Для сложения втрое предельным является $K_{ук} = 0,4$ (файл ...ShortGP75-2.maa GP на 3,5 МГц высотой 8 м).

Иногда для удобства настройки сложенную втрое антенну делают несколько длиннее расчетного значения и настраивают на рабочую частоту перемещением переключки между крайними проводами (файл ...short_dip160.maa — сложенный втрое диполь на 1,8 МГц длиной 40 м).

Делать удлинение именно змейкой, как на рис. 3.7.1, не обязательно. Несколько лучшие результаты получаются при выполнении *linear base load* в виде вытянутого одного витка (файл ShortGP75.maa). Причем по возможности следует стараться разместить этот виток (или змейку) наверху вертикала (файл ...ShortGP75-1.maa). В последнем случае этот наиболее сильный ток в точке питания не будет компенсироваться загнутыми частями, и такая антенна имеет несколько более высокие R_a и BW .

Дальнейшим развитием этой идеи (при малых значениях $K_{ук}$) является многовитковый GP, показанный на рис. 3.7.12 (файл ..Coil vertical.maa — GP на 7 МГц высотой всего 2 м).



Рис. 3.7.11



Рис. 3.7.12

Масштаб рис. 3.7.12 больше, чем рис. 3.7.11. Реально GP рис. 3.7.12 в 2...4 раза ниже, чем вертикал рис. 3.7.11.

GP сворачивается в несколько витков. Типичное значение $K_{\text{жк}} = 0,15...0,3$. Поскольку при обычном питании сопротивление получается очень низким (единицы ом), то для лучшего согласования питание подключают шунтом к части витков. При этом возможно получить входное сопротивление 50 Ом. Однако (см. параграф 3.1.5) это не сопротивление излучения. Последнее как было единицы ом, так и осталось. Поэтому Ga такого свернутого штыря весьма низок.

Существуют и дипольные антенны такого типа (файл ..ANT\Short\Fractal\short_dip160.maa). Однако они не получили распространения, потому что при том же $K_{\text{жк}}$ диполи с емкостной нагрузкой (см. параграф 3.7.3) имеют заметно лучшие характеристики.

Упомянувшиеся в предыдущем параграфе фрактальные антенны бывают и изломанными. Некоторые их виды показаны на рис. 3.7.13.

Обычные $K_{\text{жк}}$ для фрактальных антенн от 0,5...0,7 (рис. 3.7.13,а,б, файлы ...B-dipol.maa и Z-dipol.maa) до 0,2...0,3 (рис. 3.7.13,в,г, файлы ...Fractal_2.maa и ...Fractal_14_1.maa).

Антенна рис. 3.7.13,б при CT1 имеет: $G_a = 1,43 \text{ dBi}$, $R_a = 24 \text{ Ом}$, $BW = 244 \text{ кГц}$, т. е. занимает промежуточное положение между антеннами рис. 3.7.9 и 3.7.10.

Фракталы при малых $K_{\text{жк}}$ (рис. 3.7.13,в,г) вопреки рекламным заверениям производителей никаких чудес не обнаруживают. При равном $K_{\text{жк}}$ они лишь несколько превосходят антенны укороченные индуктивностью (параграф 3.7.2) и заметно уступают укороченным концевой емкостью (параграф 3.7.3).

Последняя антенна на рис. 3.7.13 — это изломанная рамка. Но это не единственный способ излома петлевых антенн.

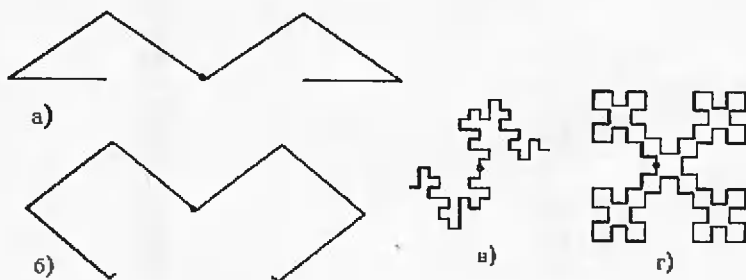


Рис. 3.7.13

Очень неплохие результаты дает излом петлевого GP. Помимо всего прочего это позволяет использовать короткую заземленную мачту. Обычно стараются получить такую форму антенны, при которой входное сопротивление петлевого GP упадет до 50 Ом. Одна из возможных конструкций ($K_{\text{ух}} = 0,5$) показана на рис. 3.7.14 (файл ...Folded GP75_3.maa).

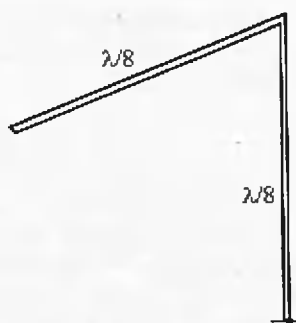


Рис. 3.7.14

Такая антенна при CT1 имеет: $G_a = 4,65 \text{ dBi}$, $R_a = 50 \text{ Ом}$, $BW = 460 \text{ кГц}$.

Верхний загнутый шлейф может быть выполнен очень по-разному — на параметры антенны это влияет мало. Допустимо выполнение его в виде широкой петли, например, треугольника. Файл ...80wvert.maa показывает очень удобный конструктивно GP на 3,5 МГц с высотой 10 м с загнутой петлей из растяжек и заземленной мачтой. $BW > 100 \text{ кГц}$.

Можно также изогнуть $\lambda/4$ петлевой GP несколько раз, например, в виде буквы П. Такой GP на 14 МГц шириной 3,2 м и высотой всего 1,6 м (файл ...Short_folded_GP.maa) имеет R_a около 40 Ом и является неплохим решением, если доступное антенное поле ограничено собственным балконом.

Применение сложных трехпроводных петлевых GP (которые мы еще, увы, не рассматривали, о них речь в главе 4) позволяет получать более высокие значения R_a и BW при тех же размерах (файл ...short loop GP-80.maa).

Изломом можно укорачивать (способами аналогичными описанным выше) и петлевой полуволновой диполь. Семейство файлов ...U-folded dipole-h.maa, ...U-folded dipole-v.maa, ...U-folded dipole-v1.maa и ...X-loop.maa показывает некоторые интересные варианты этого способа. А файлы ...Short Quad-2.maa и ...Short loop3.maa показывают как можно изломать волновую рамку.

Последняя антенна этого параграфа ...Piramida 2.maa показывает, как можно изломом укоротить популярную антенну «пирамида», которая, в принципе, сама по себе является не чем иным, как укороченным изгибом петлевым диполем, но по состоявшейся классификации считается полноразмерной (поэтому и рассмотрим мы ее позднее, в главе 4). Данный же укороченный вариант «пирамиды» рассчитанный на 3,7 МГц при вы-

соте верхней точки в 13 м размещается на площади 25×8 м, т. е. на крыше большинства многоквартирных домов. $R_a = 50$ Ом и полоса > 70 кГц.

3.7.6. Магнитные рамки

Магнитная рамка (МР) не является отдельным способом укорочения. По сути, это комбинация двух способов укорочения — изломом и концевой емкостью. Но вокруг магнитных рамок ходит столько слухов и диаметрально противоположных мнений, что я счел возможным выделить этот тип укороченных антенн в отдельный параграф.

Чтобы понять, как работает МР, посмотрим ее «родословную». Возьмем симметричный и короткий диполь (примерно $0,1 \dots 0,3\lambda$). Сделаем из него изломанную антенну — свернем его как на рис. 3.7.10, с той лишь разницей, что в форме квадрата, а не прямоугольника. Поскольку диполь исходно был короток, то только сворачивания не хватит. Так как концы диполя находятся рядом друг с другом, включим между ними конденсатор (укорочение концевой емкостью как на рис. 3.7.6) до получения резонанса. Получится магнитная рамка (рис. 3.7.15) — один виток со стороной $0,025 \dots 0,1\lambda$, замкнутый на конденсатор настройки С.

Распределение тока в МР близко к равномерному — как в любом диполе, укороченном концевой емкостью (см. рис. 3.7.4). Но, к сожалению, токи в противоположных сторонах рамки (А–D и В–F, А–В и D–F) противофазны, а как уже упоминалось, рядом расположенные провода с одинаковым и противофазным током практически полностью компенсируют излучение друг друга. Именно это и происходит с МР.

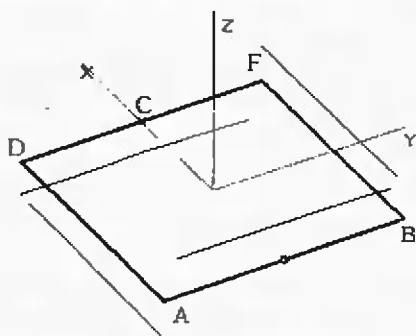


Рис. 3.7.15

Излучение МР становится все же возможным по двум причинам:

- ток несколько убывает от точки питания (середина А–В на рис. 3.7.15) до сведенных вместе концов — конденсатора (точка С на рис. 3.7.15), поэтому полной компенсации не происходит.
- провода с противофазным током несколько разнесены в пространстве, и до полной компенсации дело не доходит (пока поля удаленных проводов компенсируются, что-то излучится).

Поэтому сопротивление излучения МР $R_{\text{изл}}$ (напомню, это — коэффициент пропорциональности между максимальным током антенны и мощностью, излученной в эфир — см. параграф 3.1.5) чрезвычайно мало и измеряется десятymi...сотыми долями ом.

При анализе МР в обиходе единица миллиом. Не мега-, а миллиом. В файле ...ANT\Short\Magnetic loops\ Magloop.maa показано, как в MMANA можно увидеть действительно $R_{\text{изл}}$ магнитной рамки.

ДН МР (поскольку она определяется разностью токов сторон) имеет почти круговой вид (при малых $K_{\text{ук}}$) в горизонтальной плоскости. В вертикальной же плоскости это половина «восьмерки». Минимум направлен точно вверх, перпендикулярно плоскости рамки. Это достаточно понятно: расстояние от оси Z до всех проводов с одинаковым и противофазным током равное, поэтому в этом направлении происходит взаимная компенсация излучения, причем тем более успешная, чем ближе по величине токи в сторонах рамки (т. е. ниже $K_{\text{ук}}$). При среднем (для МР) $K_{\text{ук}} = 0,1$ токи (особенно в сторонах А–В и D–F) уже немного отличаются по величине, поэтому минимум этот уже не доходит до нуля (см. например, файл ...ANT\Short\Magnetic loops\Magloop.maa) и составляет около -10 dB. По мере возрастания $K_{\text{ук}}$ участки А–В и D–F «вспоминают» о своей дипольной сущности и ДН в горизонтальной плоскости вытягивается вдоль оси X становясь эллипсоидной, а в зенитной плоскости минимум «заплывает». И ДН в вертикальной плоскости становится близкой к обычному диполю — т. е. с равномерным излучением во все стороны.

МР можно рассматривать и как параллельный колебательный LC контур (L — сама рамка, C — настроенный конденсатор) с активными потерями на излучение ($R_{\text{изл}}$) и нагрев проводов (R_s — см. параграф 3.1.5) рамки (предполагается, что МР в ближней зоне не имеет поглощающих предметов

и, следовательно, потерь на их обогрев). Добротность этого контура высока (определяется как отношение реактивного сопротивления настроечного конденсатора $1/\omega C$ к сумме потерь $R_{\text{изл}} + R_s$) и может составлять несколько десятков...сотен единиц. Отсюда следует несколько важных практических выводов:

- Суммарное активное сопротивление контура $R_{\text{изл}} + R_s$ очень низкое. Почему невелико $R_{\text{изл}}$, уже пояснено. А R_s просто не должно быть больше $R_{\text{изл}}$, иначе сильно упадет КПД антенны (см. раздел 3.1 формулу 3.1.8). Поэтому, даже при небольшой мощности передатчика токи в рамке достигают чрезвычайно высоких значений. Например, для МР диапазона 14 МГц, выполненной в форме квадрата со стороной 1 м из медной трубки диаметром 20 мм (типичные значения) ток рамки более 20 А при мощности передатчика всего 100 Вт. Поскольку речь идет о ВЧ токе, протекающем лишь по поверхности (скин-эффект), то материал рамки должен иметь очень большой периметр сечения. Не площадь, а именно периметр.
- Такие токи на высоком реактивном сопротивлении настроечного конденсатора (типично — сотни ом) создают чрезвычайно большие напряжения. В нашем примере — более 6 кВ. Учитывая, что через конденсатор протекает ток > 20 А, он должен быть рассчитан на реактивную мощность $20 \text{ А} \times 6 \text{ кВ} = 12 \text{ квар}$. То есть нужен очень высококачественный конденсатор. Ему бы место в П-контуре киловаттного РА, а мы вынуждены его использовать в МР всего лишь при 100 Вт.
- Поскольку добротность МР в минимум в несколько десятков раз выше, чем у полноразмерной антенны, то во столько же раз больше реактивной энергии «плещется» в ближней зоне МР (см. параграф 3.7.1.1). Поэтому напряженность поля ближней зоны (у МР преобладает магнитное) чрезвычайно высока. Даже мизерные потери на обогрев предметов в ближней зоне приводят к появлению заметного R_0 (см. параграф 3.1.5), которое увеличивает общее сопротивление потерь. А $R_{\text{изл}}$ измеряется миллиомами, поэтому R_0 даже в доли ом резко снижает КПД. Как правило, напряженность поля ближней зоны МР превышает допустимые для человека нормы, поэтому использовать передающую МР внутри жилых помещений НЕЛЬЗЯ.
- Из-за высокой Q полоса МР очень мала — единицы...десятки килогерц. Поэтому требуется оперативная подстройка конденсатора при перестройке по диапазону.

Форма МР не играет заметной роли. Без заметных изменений эффективности она может быть круглой (файл ...ANT\Short\Magnetic loops\Magloop2.maa), треугольной, прямоугольной. Параметром, определяющим эффективность МР, является площадь витка.

Так как ток в рамке практически одинаков по всему витку, точка размещения настроенного КПЕ неважна — он может находиться в любой точке рамки. По той же самой причине при питании в разрыв рамки не имеет значения место точки питания. Она может располагаться даже рядом с КПЕ, как в файле ...Quad-C.maa. Это квадратная МР на 14 МГц со стороной в 2,2 м. Поскольку в данном случае $K_{\text{кх}}$ довольно велик (в квадрат свернут почти полноразмерный диполь — общая длина провода рамки составляет $0,4\lambda$), то укорачивающий (он же — настроенный) конденсатор нужен совсем малой емкости, и R_a около 50 Ом. В данном примере особенно отчетливо видно, что МР — это диполь с загнутыми на конденсатор емкостной нагрузки краями.

Но столь большие, как в предыдущем примере МР, это редкость. Обычно применяются маленькие МР со стороной $< 0,05\lambda$. При таких малых $K_{\text{кх}}$ сумма $R_{\text{кэл}} + R_s$ становится очень низкой, и потому питать в разрыв МР становится неразумно. Очевидным решением является использовать обычное γ -согласование — файл ...ANT\Short\Magnetic loops\Mag_atg.maa (все остальные файлы параграфа про МР расположены в этой же папке). Поскольку полоса МР очень узка, то реактивная часть входного сопротивления резко меняется даже при малой расстройке. Используя это можно отказаться от конденсатора γ -согласования. Его роль исполнит реактивная часть jX_a (файл ...Magloop 12 m.maa). Аналогично можно использовать и Т-согласование (файл ...Magloopt.maa), и шунтовое согласование (файл ...C-short-1.maa), и омега-согласование (файл ...MAGLOOPC.MAA). Впрочем, последнее не вполне чистое омега-согласование — оно подключается к настроенному конденсатору рамки.

Но намного чаще используется питание МР петлей связи (рис. 3.7.16). Действительно — МР представляет собой параллельный колебательный контур с одновитковой катушкой. Поэтому можно сделать трансформаторную связь источника сигнала с этим контуром. Так как числом витков катушки связи в данном случае трудно добиться нужного входного сопротивления (вторичная обмотка всего 1 виток), то это делают размерами и положением петли связи.

Входное сопротивление петли связи (на резонансе МР) возрастает при:

- увеличении периметра петли связи. Типичные размеры последней (для согласования с кабелем 50 Ом) составляют 0,1...0,2 от периметра МР.
- приближении петли связи к одной из сторон МР. Обычное положение петли связи — в нескольких сантиметрах (для КВ) от середины одной (любой) из сторон МР.

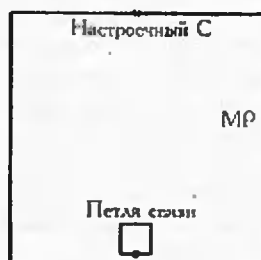


Рис. 3.7.16

Конструкция МР имеет ряд специфических требований. Поскольку $R_{\text{изл}}$ измеряется миллиомами, то на таком же уровне должно быть и омическое сопротивление потерь МР. Поэтому проводник МР должен иметь очень большой периметр сечения (выдерживающий ВЧ ток в десятки ампер). Например, трубки большого диаметра (20...80 мм), широкие алюминиевые профили и даже фольга (не забудем — глубина проникнове-

ния ВЧ токов металл на КВ не больше нескольких десятков микрон). Иногда встречающиеся требования о обязательном серебрении поверхности или выполнении МР только из меди на мой взгляд излишне категоричны — для получения того же R_s проще увеличить в 1,2...1,5 раза периметр сечения дешевого алюминия.

Крайне желательно выполнять МР из одного куска металла. Наличие соединений (даже хороших, паянных или механических, стянутых несколькими болтами) заметно увеличивает R_s . По той же причине КПЕ со скользящим контактом непригодны в передающей МР. КПЕ передающей рамки обязан быть или с сифоном (как в вакуумных КПЕ) или бесконтактным («бабочка»). Качеству соединения КПЕ с металлом рамки надо уделить самое серьезное внимание. Используются сварные соединения, обжимы широкими (50...100 мм) хомутами или (лучшее решение) бесконтактный КПЕ, в котором в качестве статоров использован металл концов рамки. Например, концы фольги наклеиваются на лист стекла (с одной стороны, с зазором), а ротор из пластины алюминия перемещается по второй стороне стекла.

Поскольку в петле связи ток невелик (входное сопротивление 50 Ом), то она может выполняться и из обычного провода диаметром 1...2 мм.

Выполнение упомянутых конструктивных требований позволяет получить для передающих МР вполне приемлемый КПД 30...80% (не устану повторять — при отсутствии поглощающих предметов в ближней зоне).

Коэффициент укорочения для магнитных рамок (относительно полуволнового диполя, в отдаленном родстве с которыми они состоят) лежит в пределах 0,05...0,2.

К сожалению, невозможно дать параметры МР при принятых в этой книге стандартных условиях. При СТ1 заложен провод диаметром 1,6 мм. А при выполнении МР из такого тонкого (по меркам МР) провода ее КПД окажется недопустимо низким. Поэтому приведу параметры квадратной МР со стороной 1 м, выполненной из медной трубки диаметром 20 мм, с КПЕ без потерь (бесконтактный) и согласованием на 50 Ом петель связи (файл ...Magloopm.maa). Диапазон 14 МГц: $K_{\text{ук}} = 0,1$, $G_a = 0,72 \text{ dBi}$, $BW = 8 \text{ кГц}$. Диапазон 7 МГц: $K_{\text{ук}} = 0,05$, $G_a = -5,07 \text{ dBi}$, $BW = 1,5 \text{ кГц}$ (вот поэтому передающие МР крайне редко применяются на низкочастотных диапазонах — полоса антенны получается меньше спектра SSB сигнала). Диапазон 21 МГц: $K_{\text{ук}} = 0,135$, $G_a = 2,05 \text{ dBi}$ (почти как у полноразмерного диполя), $BW = 39 \text{ кГц}$.

Таким образом, при $K_{\text{ук}} > 0,1$ качественно выполненная МР имеет вполне приличное значение G_a . К сожалению, очень узкая полоса МР требует ее подстройки по диапазону (как правило, используется дистанционное управление КПЕ при помощи мотора с редуктором).

МР нередко используется как приемная антенна. При этом ее G_a не является решающим (особенно на НЧ диапазонах), и можно допустить повышенное R_s , выполнив МР из обычного провода 1...2 мм и используя обыкновенный КПЕ. Из-за падения добротности заметно расширяется полоса, делая возможным применение МР на НЧ диапазонах. Чтобы не увеличивать размеры, приемные МР частот выполняют в виде многovitковых рамок с очень маленькими $K_{\text{ук}}$ — порядка 0,01...0,02 (файлы ...Multiturnloop.maa и ...Multiturnloop-2.maa). G_a таких антенн очень мало -25...-15 dBi, но для приемной НЧ антенны КПД не является решающим фактором.

Рассказы о чудодейственных свойствах приемных МР следует считать сильно преувеличенными, однако применение МР как приемной антенны имеет свои плюсы:

— Высокая добротность МР приводит к тому, что антенна работает как узкополосный преселектор, ослабляющий отстоящие по частоте помехи, и повышающий реальную избирательность приемника.

- Небольшие размеры МР дают возможность оперативно повернуть ее минимум ДН на помеху и тем улучшить отношение сигнал/помеха на входе приемника. ДН очень маленькой МР — «восьмерка» с двумя глубокими минимумами перпендикулярно плоскости МР.
- В ближней зоне МР доминирует магнитное поле. Поэтому помехи, имеющие преимущественно электрическую составляющую Е (скажем, искрящие провода), заметно ослабляются. Следует подчеркнуть, что этот эффект возможен лишь при помехах в ближней зоне антенны, что, однако, не так и мало: например для 1,8 МГц это 25 м — практически, весь жилой дом и окрестности. Тут же уместно заметить, что приемная МР (в отличие от передающей) может быть с успехом размещена и в жилых помещениях. Для дальнейшего ослабления Е-полей помех в ближней зоне применяют экранированные МР, заключая МР в кольцевой заземленный экран. Чтобы экран не образовал короткозамкнутый виток (закорачивающий виток антенны), он должен быть разорван в одном месте. Где именно сделать разрыв экрана, роли не играет, но по конструктивным соображениям это делают около КПЕ. Часто такие МР выполняют из коаксиального кабеля: центральная жила замыкается на конденсатор, образуя рамку, а оплетка (никуда не подключенная с обеих сторон от конденсатора) образует заземляемый электростатический экран. Такие рамки оказываются весьма эффективными для приема радиовещательных КВ и СВ станций. Они обеспечивают заметно лучшее отношение С/Ш, чем телескопическая антенна вещательного радиоприемника, или кусок провода внутри дома.

Когда оперативная подстройка приемной МР невозможна, то имеет смысл применить широкополосное (насколько это слово вообще применимо к МР) согласование, как описано в параграфе 3.5.12.4. Поскольку петля связи МР имеет зависимость X от частоты как параллельный контур, то для расширения полосы включают последовательный контур. Так как он работает в 50-омном тракте, то очень больших токов в нем нет. Таким образом удастся расширить полосу приемной МР в несколько раз, что актуально на НЧ диапазонах. Такая антенна (квадратная проволочная рамка со стороной 1,2 м) на диапазон 80 м показана в ...Multiturnloop-WB-RX.maa. Без дополнительного контура полоса антенны составляет всего 3 кГц, а с контуром — более 30 кГц (что хотя и не предел мечтаний, но с запасом достаточно для перекрытия без подстройки DX участка).

Для проектирования такой антенны вначале делают МР без дополнительного контура. Но на резонансе добиваются входного сопротивления не 50, а 100...120 Ом. А затем, включая последовательно последовательный же LC контур (частота настройки равна центральной частоте), добиваются расширения полосы (выбор номиналов L и C — см. параграф 3.5.12.3). При правильной настройке зависимость КСВ от частоты имеет два симметрично расположенных минимума. Применять такой способ для передающей антенны неразумно из-за относительно высоких потерь в катушке.

Стоит упомянуть и о ферритовых магнитных приемных антеннах. В принципе, это та же самая многовитковая МР, но намотанная на длинный (50...250 мм) и толстый (8...30 мм) ферритовый сердечник с магнитной проницаемостью μ , отчего индуктивность повышается и поэтому снижается емкость настроечного конденсатора. Кроме того, за счет концентрации магнитного поля в ферритовом сердечнике в μ раз возрастает площадь раскрытия антенны и соответственно — принятый сигнал.

Для эффективного использования сердечника катушку МР наматывают равномерно по всему сердечнику. Сигнал снимают, как и с обычной МР — катушкой связи, которая в данном случае должна иметь 1/20...1/30 от числа витков катушки МР.

Такие антенны практически всегда используются в СВ и ДВ радиовещательных приемниках. На КВ и УКВ они применяются редко и лишь в тех случаях, когда нежелательно наличие штыревой или спиральной антенны. Например, ферритовая МР используется практически во всех пейджерах (диапазон 150...160 МГц). Ферритовый сердечник, конечно, должен работать (иметь минимальные потери и высокую добротность) на частоте приема.

Точно также как и обычную рамку, ферритовую МР для снижения помех от источников в ближней зоне экранируют. Для этого надевают поверх сердечника с МР алюминиевую трубку (с продольным разрезом, чтобы не было короткозамкнутого витка вокруг сердечника) или оборачивают витком фольги (проложив изоляционную пленку между началом и концом фольги — с той же целью — избежать КЗ). Экран заземляют. Такая конструкция часто используется для качественного радиовещательного приема в диапазонах СВ и ДВ. Радиус ближней зоны этих диапазонов исчисляется десятками, а на ДВ и сотнями метров, и электрические помехи (искрящие двигатели, тиристорные регуляторы, импульсные БП и т. д.) в этом радиусе экранированная ферритовая МР ослабляет сильно.

Попытка использовать ферритовую приемную антенну для передачи обречена на провал, даже если допустить, что ферритовый сердечник выдержит несколько киловар (киловольтампер реактивных) мощности (а таких сердечников не существует). Дело в том, что процесс сгущения магнитного поля в небольшой ферритовый сердечник не обратим зеркально при приеме и передаче.

Линии существующего в воздухе магнитного поля сгущаются в небольшом ферритовом сердечнике, который является для них более плотной средой. Но! Существующее в маленьком (в лямбдах) ферритовом сердечнике магнитное поле (при попытке передачи) не может эквивалентно излучиться в воздух (в разреженную среду). Неточная, но поясняющая суть дела аналогия: ветер (в разреженной среде — воздухе) с успехом вызывает волны на поверхности воды в тарелке (маленькая, плотная среда), но буря в стакане воды не может вызвать ветер.

Последнее, о чем нужно надо бы упомянуть в этом параграфе, это очень короткие GP с омега-согласованием. Спрашивается, что забыли GP в параграфе о MP? Отвечаю — они ближайшие родственники, как ни странно. Отлистайте много страниц назад и посмотрите внимательно на рис. 3.5.10. Это зависимости емкостей конденсаторов омега-согласования от высоты GP.

На 3.5.10 длина шлейфа согласования составляет $1,1 \text{ м}$ ($0,05\lambda$), а в сторону укорочения штыря график 3.5.10 доходит лишь до $0,15\lambda$. Но это совсем не значит, что график этот не может идти ниже! В отличие от гамма-согласования, которое имеет нижний предел высоты согласуемого укороченного GP (см. п. 3.5.11), омега-согласование такого предела *не имеет*. То есть любой, сколь угодно короткий GP может быть согласован омега-согласованием (с каким КПД и полосой — то вопрос отдельный).

Но уже при высотах $GP < 0,1\lambda$ высота шлейфа омега-согласования становится равной высоте GP. То есть получается очень короткий петлевой GP с омега-согласованием (в англоязычной литературе такие антенны именуют hairpin topol). Как описано в параграфе 3.5.11, добротность Q контура омега-согласования резко растет с укорочением шлейфа (а в нашем случае шлейф согласования и есть вся антенна). Контурный ток шлейфа I_k (см. параграф 3.5.9) резко (вместе с Q) растет, и становится во много раз больше полезного антенного тока I_a (см. параграф 3.5.9) GP. Напомню, I_k течет по кругу в шлейфе,

т. е. в нашем случае в разные стороны в проводах шлейфа (как и в МР). Излучение же GP определяется очень маленькой разницей токов (в одном $I_k + 0,5I_d$, в другом $I_k - 0,5I_d$) проводов (точно также как и в МР), т. е. физические процессы в таком GP и МР очень близки. И поэтому $R_{изл}$ hairpin monopole-я также измеряется миллиомами, токи в проводах достигают очень больших значений, а полоса из-за высокой добротности столь же узка, как и у МР.

Но есть и отличия. Самое существенное: в сопротивление потерь GP входят потери в системе заземления R_g и в земле (если основание GP ниже $0,16\lambda$ над землей) R_0 (см. п. 3.1.5). А как показано в разделе 3.4, эти потери довольно велики и измеряются отнюдь не миллиомами, а как правило омами. Поэтому использовать рассматриваемые GP с плохой системой заземления и/или низко над землей нет никакого смысла, из-за резкого падения КПД (разделите миллиомы на омы — что получится?). Пишу об этом, так как встречал совершенно дикие рекомендации использовать стоящие прямо на земле hairpin monopole-и высотой $0,03...0,05\lambda$ на НЧ любительские диапазоны. Авторы тех рекомендаций безбожно путают R_a и $R_{изл}$ (см. п. 3.1.5) и пишут о «высоком КПД».

На самом же деле hairpin monopole-и очень требовательны к качеству системы заземления и совершенно не выносят близости земли. В их радиалах (крайне желательно — полноразмерных) течет очень большой ток. Система радиалов (ВЧ заземления) короткого hairpin monopole-я должна быть в состоянии без заметных потерь принять в себя этот ток. Многократно больший, чем для полноразмерного штыря. Поэтому область применения hairpin monopole-я — лишь те места, где есть большая и хорошо проводящая металлическая поверхность (причем удаленная от земли!), которую можно использовать как ВЧ-заземление с малыми потерями (например, металлическая башня, резервуар, крыша катера или автомобиля).

Такой GP высотой 0,7 м и выполненный из алюминиевой трубки диаметром 10 мм (файл ...hairpin monopole.maa) на частоте 28 МГц даже при идеальной земле имеет $G_a = -2,5$ dBi, на частоте 24 МГц (файл ...hairpin monopole2.maa) лишь $-5,2$ dBi, а на частоте 50 МГц (файл ...hairpin monopole3.maa) $4,2$ dBi. Напомню, что обычный $\lambda/4$ GP в тех же условиях имеет $5,14$ dBi.

По причине близкого родства к МР все конструктивное требования МР (толстые проводники, высококачественные КПЕ с большой реактивной мощностью) относятся и к hairpin monopole-ю.

3.7.7. Комбинация методов

Рассмотренные выше магнитные антенны это комбинация укорочения изломом и концевой емкостью. Но это не единственно возможная комбинация.

Все 4 метода укорочения (параграфы 3.7.2–3.7.5) можно с успехом использовать совместно в различных комбинациях. Все файлы данного параграфа расположены в папке ...ANT\Short\Complex\.

3.7.7.1. Укорочение индуктивностью и концевой емкостью

Часто трудно или невозможно установить емкостную нагрузку достаточных для получения резонанса размеров. Поэтому дополнительно (чаще всего прямо перед ЕН) ставят удлиняющие катушки. Особенно часто такое решение применяется для укороченных вертикалов. В файлах ShortGP75 with Top complex load.maa, ...ShortGP75 with Top complex load_1.maa, ...ShortGP75 with Top complex load_2.maa ...ShortGP75 with Top complex load_3.maa показаны разные варианты настройки 12,5-метрового штыря на частоту 3,7 МГц. Ток по части вертикала от земли до катушки такой же, как и в полноразмерном вибраторе. Катушка, по сути, электрически удлиняет ЕН. Недостатки такого решения — катушка снижает полосу, в которой ЕН могут принять на себя ток вертикала, и, соответственно, уменьшается полоса антенны.

В таком вертикале имеет смысл выбирать катушку так, чтобы антенна получилась электрически длиннее резонанса (см. файл ...ShortGP75 with complex load.maa). Это дает сразу несколько плюсов:

- Максимум тока поднимается примерно в середину штыря, отчего распределение тока по вертикалу близко к равномерному, чем обеспечивается повышенное усиление. При высокой добротности катушки именно такое сочетание обеспечивает наибольшее из всех методов укорочения усиление при заданной высоте GP.
- Не требуется неудобная конструктивно настройка катушки наверху. Вся настройка осуществляется переменным последовательным конденсатором внизу, который компенсирует индуктивную составляющую электрически удлиненного (а физически — укороченного) GP.
- Повышается входное сопротивление. В упомянутом примере оно составляет 50 Ом без дополнительного СУ.

Это один из наиболее практичных способов укорочения НЧ вертикалов.

Использование ЕН наверху спиральной антенны (файл ...Helix80+C.maa это трехвитковый GP на 1,8 МГц с высотой всего 9 м) заметно повышает ее эффективность.

В рамочных антеннах с ЕН (рис. 3.7.5) пару одинаковых удлиняющих катушек также устанавливают перед ЕН — в середине проводов А-С и В-Д на рис. 3.7.5 (см. файл ...Short Quad 9.maa).

Эффективность двух последних антенн, как легко догадаться, занимает промежуточное положение между укорочением емкостью и индуктивностью.

3.7.7.2. Укорочение концевой емкостью и изгибом (или изломом)

Комбинация двух методов укорочения концевой емкостью и изломом также широко применяется на практике.

В параграфе 3.7.3 упоминались GP с ЕН выполненными наклонно — как часть верхнего яруса растяжек. В силу конструктивной простоты (растяжки вертикалу все равно нужны, так отчего же не заставить их как ЕН поработать?) такие GP широко используются, особенно на НЧ KB диапазонах (см: файл ...ShortGP75 with Top complex load_4.maa — это вертикал на 3,5 МГц с высотой 12,5 м и полосой 90 кГц).

Очевидно, что не укладывающуюся в имеющееся пространство ЕН можно очень по-разному (используя любую форму из параграфов 3.7.4 и 3.7.5) изогнуть-изломать (см. например, файл ...CF-dipole.maa). Эффективности антенны это повредит не слишком (ЕН, как мы помним из параграфа 3.7.3 практически ничего нее излучают). Ухудшится лишь полоса антенны — ЕН, будучи сами укороченными изгибом-изломом, выполняют свою роль приемника тока штыря в более узкой полосе частот.

Изогнув ЕН в большую плоскую квадратную спираль, можно получить очень маленький GP с относительно терпимой эффективностью. Так, в файле ...mini vertical.maa показан GP на 3,7 МГц высотой всего 1 м, с квадратной спиралью 1×1 м наверху. Столь маленькая ($1,2\% \lambda$) антенна при хорошем заземлении имеет $G_a = -12$ dBi (с учетом реальных потерь в земле), что для такой крошки совсем неплохо.

Только изгибом ЕН возможности рассматриваемой комбинации методов не исчерпываются. Рассмотренная в параграфе 3.7.6 магнитная рамка тоже результат данной комбинации — согнутый диполь с сосредоточенным конденсатором

между краями. Аналогично выполняют и укороченные петлевые диполи (файл ...short fold dipole.maa) и петлевые GP (файл ...short fold GP.maa).

Очевидно, что можно сочетать укорочение ЕН и с linear base load. Укороченный таким образом GP на 3,5 МГц с высотой всего 8 м (файл ...Short 75- lin load+top.maa), тем не менее, имеет неплохую полосу в 90 кГц.

3.7.7.3. Укорочение концевой емкостью и гамма- (омега-)согласованием

Пропустив комбинацию укорочения индуктивностью и изгибом-изломом (ясно, что любую, укороченную катушкой антенну можно изогнуть по форме, соответственно подстроив L) рассмотрим более интересное (и полезное на практике — так как у GP в этом случае мачта просто заземлена) сочетание, обозначенное в заголовке параграфа.

Как показано в параграфах 3.5.10, 3.5.11, 3.5.12.5 и гамма- и омега-согласования сами по себе могут обеспечить согласование укороченного вибратора (см. рис. 3.5.8 и 3.5.10). Причем, если гамма-согласование возможно начиная от высот $0,11\lambda$ (для простого GP), то омега-согласование, в принципе, нижнего лимита высоты не имеет (см. п. 3.7.6). Например, в файле ...short fold GP-5.maa показан GP с омега-согласованием и $K_v = 0,1$. Эта антенна (как впрочем, и все семейство файлов ...short fold GP-1 ...short fold GP-5.maa, а также близкое к нему по характеристикам ...ANT\Short\Complex\Fold GP short monopole.maa ...Fold GP short monopole3.maa см. п. 3.7.6) является ближайшим родственником магнитной рамки, а значит, предъявляет такие же требования к качеству конденсаторов и сечению материала антенны.

Кроме того, предъявляются очень жесткие требования к качеству системы заземления — поскольку сопротивление излучения очень мало, и основной причиной низкого Ga таких антенн являются потери в земле.

Непосредственно на земле такие GP имеет смысл устанавливать лишь при $K_{\text{зк}} > 0,5$ (см. рассчитаннов на 3,5 МГц семейство таких GP ...Fold GP short monopole.maa, ...Fold GP short monopole2.maa, Fold GP short monopole3.maa с высотами 10, 11 и 12 м соответственно).

Использование трех проводов в вибраторе вместо двух позволяет несколько улучшить Ga и BW (файлы ...Short 75m grounded GP.maa, ...Short 75m grounded GP-b.maa и ...short vetr75.maa).

Установив емкостные нагрузки на конце укороченного таким образом GP, можно заметно повысить его Ga и BW. Обратите внимание именно на эту комбинацию — в ней можно получить очень неплохие параметры антенны при рекордно низкой заземленной мачте — менее $0,09\lambda$. Примеры показаны в файлах ...Short 160m grounded GP-best.maa и ...Short 160m grounded GP-best-1.maa (высота 15 м, диапазон 1,8 МГц), и ...Short 75m grounded GP- best.maa (высота 8 м, диапазон 3,5 МГц).

А использование в такой конструкции широкополосного гамма-согласования (описанного в параграфе 3.5.12.5) позволяет получить дополнительно и вполне приемлемую полосу — более 4% от центральной частоты (файл ...Top C+soax gamma +L.maa) при $K_{\text{ук}} = 0,4$.

3.7.7.4. Антенны DDDR

Вокруг антенны DDDR (Directional Discontinuity Ring Radiator — ненаправленный круговой излучатель) ходит немало слухов и диаметрально противоположных мнений.

Давайте разбираться. Но начнем не с DDDR, а с отрезка простой воздушной двухпроводной линии длиной $\lambda/4$ разомкнутого на дальнем конце. В параграфе 3.2.4 сказано, что входное сопротивление такой линии равно нулю. Однако это в теории. На практике же у линии имеется небольшое излучение, которому, естественно, соответствует $R_{\text{изл}}$. Сопротивление излучения порядка единиц миллиом нас после магнитных рамок уже не пугает, поэтому присмотримся внимательнее к входному сопротивлению разомкнутой на конце двухпроводной $\lambda/4$ линии — так уж ли там полный ноль?

Выясняется, что даже при материале без потерь и в свободном пространстве (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR-history.maa — это $\lambda/4$ двухпроводная линия с расстоянием между проводами 15 см, частота 14 МГц) ноль не полный, а имеется $R_{\text{изл}}$ — целых 58 мОм, что (памятуя о магнитных рамках) вполне заслуживает внимания. Ga такой антенны 0,04 dBi.

Осталось только понять, а почему она собственно излучает? Посмотрим еще раз на нашу линию — по длинным, горизонтальным проводам линии текут совершенно равные и противофазные токи. Их излучение почти полностью компенсирует друг друга. Но остается еще третий провод. Короткий вертикальный провод 15 см, соединяющий провода линии, в который включен генератор. Излучение этого провода ничего

не компенсирует (нет других вертикальных проводов, он единственный). Более того — ток в этом проводе очень велик (сопротивление входное маленькое). Вот именно этот короткий провод, замыкающий провода линии у источника, и обеспечивает основное излучение! Вот так странно выходит — длинные $\lambda/4$ провода излучают совсем мало, а основное излучение дает короткий, и неприметный провод — перемычка линии.

Понятнее такая антенна становится, если представить ее как $\lambda/2$ диполь укороченный изломом — что-то вроде рис. 3.7.9 с очень короткой средней частью и длинными загнутыми краями.

При столь низком $R_{\text{вх}}$ (даже с учетом потерь в реальных проводах) прямо в разрыв замыкающей перемычки антенну питать неразумно. Для согласования можно использовать то обстоятельство, что у перемычки входное сопротивление очень низкое, а на дальнем (разомкнутом) краю $\lambda/4$ линии — наоборот, очень высокое.

Ясно, что перемещаясь вдоль линии, можно найти точку, где входное сопротивление составит 50 Ом или любую другую, нужную нам величину (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR-history next.maa).

Получившаяся система питания показана на рис. 3.7.17, искомая точка со входным сопротивлением 50 Ом нашлась при шунтировании источником части перемычки.

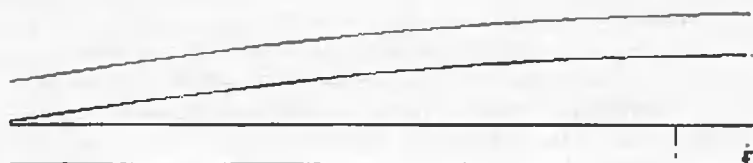


Рис. 3.7.17

На рис. 3.7.17 показана еще не DDRR антенна, но до DDRR остался всего один шаг. Поскольку длинные $\lambda/4$ провода линии излучают мало, логично будет свернуть их в окружность (зачем им попусту место занимать?). А вот это уже DDRR — рис. 3.7.18 (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR-W6YUH.maa). Именно в таком виде она запатентована W6YUH. Нижний провод линии можно соединить с началом (верхний — нет, там высокое напряжение).

Проследив путь трансформации простого полуволнового диполя в DDRR, мы теперь можем легко понять, как эта антенна работает, и что от нее ожидать. То есть это по сути $\lambda/2$

диполь с гамма-согласованием в центре, плечи которого свернуты кольцом. Основное излучение обеспечивает кусочек А–В, но и кольца немного излучают. Эффективность антенны невысока — на 14 МГц при выполнении ее из медной трубки диаметром 10 мм, диаметром колец 1,8 м и расстоянии между ними 18 см $G_a = -1,9$ dBi, а полоса всего 17 кГц. Низкое сопротивление излучения требует выполнения DDRR как магнитной рамки из толстых и широких проводников с минимальным сопротивлением.

В виде, показанном на рис. 3.7.18 DDRR,— это $\lambda/2$ диполь, укороченный изломом и катушками. (оба кольца можно рассмотреть как одновитковые катушки индуктивности).

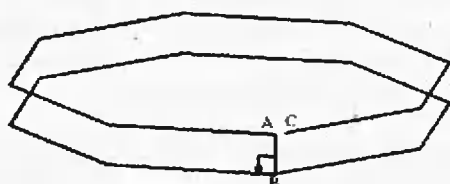


Рис. 3.7.18

Отличие суммарной ДН в обеих плоскостях от всенаправленной не превышает 3 дБ.

Для дальнейшего снижения размеров нашего согнутого в кольца и сложенного диполя, т. е. DDRR, используется дополнительное укорочение емкостью — между точками С и В (рис. 3.7.18) включают настроечный конденсатор (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR.maa). Конечно, эффективности антенне это не прибавляет. Напротив, ток по проводу С–В, в середине которого устанавливается конденсатор, противофазен основному излучающему току в отрезке А–В. Но поскольку конденсатор установлен все же между концами диполя (С–В), то ток там меньше, чем в середине диполя (проводе А–В), поэтому полной компенсации не происходит. Так как токи в DDRR из-за мизерного $R_{изл}$ очень велики (как в МР), то настроечный конденсатор выбирается из тех же соображений, что и для МР.

DDRR с конденсатором применяется наиболее широко. При этом периметр одного кольца может быть уменьшен с $\lambda/4$ до $\lambda/8$ (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR1.maa). В таком виде эта антенна представляет собой комбинацию трех способов укорочения: изломом, индуктивностью и концевой емкостью.

Достаточно часто вместо нижнего кольца используют сплошную металлическую поверхность или сетку.

Минимальное расстояние, при котором от DDRR можно получить хоть что-то, и то лишь при очень толстых проводниках, составляет 0,5λ%. И хотя Ga и полоса DDRR растут с увеличением расстояния между кольцами (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR2.maa), все же DDRR при больших расстояниях между кольцами не применяется (диполь с емкостными нагрузками даст лучший результат). Основная область применения DDRR — это антенны на металлических поверхностях подвижных объектов (крыша автомобилей, катера и т. д.), где установить антенну затруднительно, а какой-нибудь багажник или поручень (а это уже почти готовая DDRR) использовать в качестве антенны вполне можно.

Использовать DDRR непосредственно на земле нельзя. Вернее можно, но не имеет смысла. Посчитайте сами, какой получится КПД, если $R_{изл}$ — сотые доли ома, а сопротивление потерь даже в хорошей земле с радиалами, как минимум, единицы ом.

Форма свернутых частей DDRR совершенно не существенна и мало влияет как на Ga, так и на полосу. Вместо кольца может быть все что угодно: любой многоугольник, спираль (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR3.maa) и даже просто катушка (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR6.maa). Важно лишь, чтобы периметр свернутой части был бы не менее $\lambda/8$ и чтобы активное сопротивление R_s свернутой части измерялось миллиомами (поэтому если устанавливать там катушку, то ее холостая добротность должна исчисляться тысячами).

Поскольку DDRR — родственница магнитной рамки, то и питать ее можно как рамку — небольшой петлей связи рядом с проводом, в котором протекает максимальный ток (файл ...ANT\Short\Complex\DDRR-DL2KQ.maa).

3.7.8. Вера в чудеса, или лжеантенны

3.7.8.1. Миф, как технология рынка

«Все чудесатее и чудесатее...»

Л. Карол «Алиса в стране чудес»

Антенна — штука недешевая. А законы рынка столь же немумолимы как и физические — чтобы покупателю что-либо продать, его надо уверить в том, что он покупает «самое-самое» передовое, наилучшее, изобретенное лишь вчера, про что еще мало кто знает, а вот ему, счастливцу, просто несказанно ве-

зет. Словом, обычная рекламная технология промывания мозгов доверчивому потребителю.

Поразительно как много людей, зная, что перед ними реклама (которая по определению честной быть не может — иначе это будет уже не реклама, а правда), тем не менее, попадают на сладкоголосые заверения в «новейших принципах и высокой эффективности». Справедливости ради замечу, что профессионалы рекламных служб знают свое дело (в отличие от антенн), и человеку неподготовленному остается мало шансов не проглотить рекламную наживку. А она, как и положено наживке, рядится в чужие одежды и нередко подается как «научная» статья или как «позитивный» опыт других. К сожалению, немало изданий печатают подобные вещи, способствуя распространению рекламного обмана и оглуплению читателя.

Укороченные антенны — один из частых объектов рекламных мифов. Почему? Хорошая антенна требует немало места. И многие вынуждены отказываться от эффективных, но больших полноразмерных антенн. И либо вообще отказываться от части диапазонов, либо работать на низкоэффективные укороченные антенны. Проблема почти неразрешимая при нехватке места.

Представьте себя руководителем отдела маркетинга компании, производящей антенны. У вас задача резко увеличить объем продаж. Но как? Антенны человек покупает не каждый день, да и то лишь те, которые может у себя поставить. Кому продавать? Где ваша target group?

Да вот же — масса людей, которые хотели бы, но не покупают антенны, потому что им негде их разместить. Значит надо предложить им хоть как-то работающую крохотную антенну. Но не просто так. Просто так все знают, что от сильно укороченной антенны толку нет. Предложение надо снабдить массивированной промывкой мозгов о «новом, невероятном, революционном принципе излучения, позволяющим нашей микроскопической антеннке быть не хуже большой полноразмерной». Для солидности желательна «новая научная теория». Неважно, что ни теорией, ни наукой там не пахнет. Главное, чтобы похоже звучало. Конечный потребитель — неспециалист. Он уважает науку и умные слова — так дадим ему наукообразный звон.

...Именно по такой схеме и строится продвижение разнообразных лже-чудесных антенн.

Почему же мутные волны очередной рекламно-антенной «революции» появляются вновь и вновь? Ведь достаточно ско-

ро после появления очередного коротенького чуда становится ясно, что работает оно, очень мягко говоря, весьма посредственно.

На мой взгляд потому, что это область психологии мифов. Есть вещи, в которые люди очень хотят верить несмотря ни на что: в возможность путешествия во времени, в личное бессмертие, в похудание без усилий, в возможность сделать крохотную антенну и не мучиться с большими полноразмерными и т. д. Причем верования эти не очень страдают от точных, грамотных опровержений. Просто все, что говорится против пропускается мимо ушей, а что за — внимательно и с восторгом выслушивается («Тьмы низких истин нам дороже нас возвышающий обман» — не вчера сказано). Шустрые рекламные агенты, просекшие этот механизм, понимают, что именно надо говорить, чтобы публика восторженно внимала и доставала кошельки. Нередко бывает, что эти рекламные ребята настолько самовнушаются, что с какого-то момента начинают искренне верить в ту чушь, которую несут в массы.

Вот ведь в чем дело — вести о «чуде» всегда звучат громко (что и надо в рекламе). Действительное же знание почти всегда выглядит буднично, хотя я и попытался уйти от этого. Естествознание вообще довольно обыденная вещь, вполне понимаемая или, во всяком случае, поддающаяся внятному и строгому объяснению.

Очень надежный признак как отличить рекламную липу от действительной антенны: если вместо четкого и понятного объяснения вам предлагают набор звонких и малопонятных терминов, то скорее всего объясняющий либо не понимает, либо не хочет сказать, как же эта антенна на самом деле работает. В любом случае это должно насторожить. Поэтому если вы чего-то не понимаете — не верьте на слово. Не стесняйтесь задавать вопросы («А что же такое все-таки дивергенция? А в чем именно состоит ваш новый принцип? А что покажет ваша антенна в сравнении с диполем?»), показывая свое незнание. Это много лучше, чем быть обманутым. Разберитесь и проверьте досконально сами. И если король окажется голым — об этом надо обязательно сказать. Этим мы сейчас и займемся.

3.7.8.2. Super-C

Этот толстый укороченный GP — вполне обычная антенна. А в параграф лжеантенн она попала лишь благодаря рекламному вранью о ее чудесных свойствах.

Как устроена эта антенна? Уже много раз упомянуто, что если уж мы делаем укороченную антенну, то со всех точек зрения лучше выполнить ее толстой. Возьмите укороченный GP (высотой около 1 м) большого квадратного сечения (примерно $0,7 \times 0,7$ м). Поскольку сопротивление такого GP на КВ явно будет низким, то для снижения потерь в качестве противовесов примените квадратный сплошной сетчатый экран размером 2×2 м. Но тут возникает одна проблема — емкость большого по площади основания толстого GP на сетчатый экран-противовес получится очень большой. А это даст низкое сопротивление для реактивной энергии, связанной с излучателем (см. параграф 3.1.1), и снизит эффективность излучения. Поэтому сделайте в противовесе-экране дыру, размером с основание GP, а сам толстый GP немного приподнимите над экраном на тонкой трубе-штанге. В результате паразитная емкость широкого основания GP на экран намного снизится. Собственно все. Вы сделали антенну Super C — рис. 3.7.19 (файл ...ANT\Short\C\SuperC.maa).

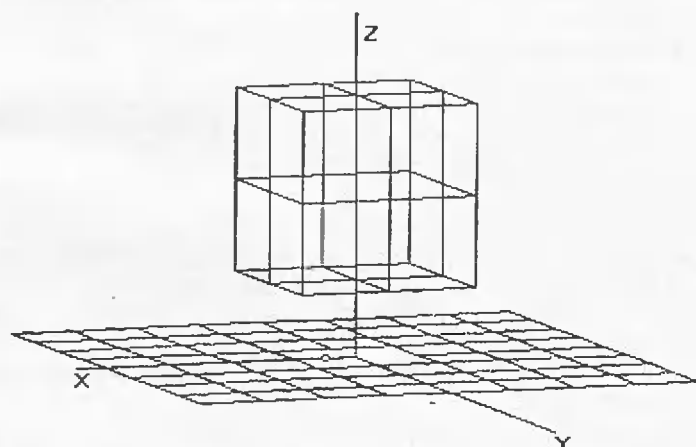


Рис. 3.7.19

Работает этот GP в диапазоне от 14 до 28 МГц (конечно, только с СУ в точке запитки). На 14 МГц $Z_a = 0,62 - j163$ Ом, на 28 МГц $Z_a = 2,76 - j7,9$ Ом, т. е. R_a как минимум на порядок выше, чем десятки миллиом у MP и DDDR. А реактивная часть jX_a заметно ниже. Соответственно — шире полоса и выше КПД. Это лишний раз подчеркивает то обстоятельство, что толстые укороченные вибраторы всегда заметно лучше тонких (см. параграф 3.7.1).

А теперь посмотрим, что пишет про эту антенну производитель.

- «Эффективность приближается к 100%». Она приближается, но издали — даже если предположить маловероятное удаление антенны от земли и поглощающих предметов на радиус ближней зоны ($0,16\lambda$) и, соответственно, отсутствие R_0 , то остаются еще потери в СУ. Потери же R_s из-за большой ширины плоскостей антенны действительно малы. Реальный КПД этой антенны (при хорошем СУ) от 50% на 14 МГц, до 90% — на 28 МГц (при отсутствии R_0 !).
- «Потери в земле не играют роли» — это, конечно, неправда, если основание антенны не поднято выше $0,16\lambda$ над землей. Даже на верхней рабочей частоте антенны экран слишком мал, чтобы отсечь ближнее поле от земли (см. параграф 3.5.)
- «Не надо тюнера». Конечно, еще одного тюнера не надо, ибо один там уже есть — автоматически переключаемый по диапазонам в точке питания, имеющийся в комплекте антенны.
- «Широкая полоса» — при наличии перестраиваемого тюнера в точке питания она будет широкой. Но вот в пределах одного положения тюнера полоса обычная. Например, на 14 МГц, где нагруженная добротность тюнера должна быть около сотни (КПД тюнера при этом конечно невысок), полоса получается менее 200 кГц. Впрочем, это намного шире, чем у МР и DRRR.
- «До конца 90-х годов КПД укороченной антенны всегда был ниже 100%» — чистая правда. С той лишь добавкой, что не только до конца 90-х, но и по сей день так. «Но наша фирма нашла новое, фундаментальное решение» — а что мелочиться? Сразу фундаментальное (см. параграф 3.7.8.1).
- Далее, как и положено по технологии промывки мозгов, приводятся ссылки на «новый принцип формирования поля, что, дескать, со времен Максвелла никто не удосужился внимательно изучить уравнения поля, но вот наша фирма первой в мире посмотрела на них внимательно и увидела...» и т. д., и т. п.
- Затем описывается, как у МР преобладает магнитное поле, у короткого тонкого штыря — электрическое, а вот у Super C есть и то и другое, но напряженность их ниже и потери поэтому малы. Это правда — снижение реактивного поля у толстой антенны — вещь полезная. С той лишь

небольшой оговоркой (о чем реклама умалчивает), что все это справедливо лишь в ближней зоне. А в дальней зоне ЭМВ у всех антенн одинакова (см. параграф 3.1.1). А упомянутые рассуждения относятся и к любому обычному, толстому штырю. Для того и делают толстые вибраторы, чтобы снизить добротность антенны — т. е. реактивную энергию ближней зоны (и, соответственно, реактивную часть входного импеданса).

Вывод: Super C — обычный толстый укороченный GP с СУ. Рассказы о «новом фундаментальном принципе формирования поля» есть рекламная лапша, изготовленная по рецептам параграфа 3.7.8.1.

Именно квадратно-кубическая форма антенны отнюдь не обязательна. У Super C она обусловлена причинами очень далекими от физики антенн — удобством упаковки и пересылки разобранный антенны (антенна разбирается на квадратные ячейки 0,9×0,9 м и упаковывается в тонкий плоский ящик). При самостоятельном же изготовлении сетку противовеса лучше сделать круглой (одинаковое экранирование ближней зоны во все стороны). Сам вибратор тоже нет никакой необходимости выполнять как «кубик на палочке». Лучше сделать его круглым в сечении, минимально тонким у противовеса (для обеспечения малой паразитной емкости, при таком построении дырка в противовесе уже не потребуется) и максимально толстым наверху, т. е. конической формы.

Узнали, что получилось? Снизу диск, сверху короткий расширяющийся вверх вибратор-конус. Да-да, это обычнойшая, известная много десятилетий, дисконусная антенна. И никаких «новых, фундаментальных принципов»...

3.7.8.3. Микровертикал

Сначала я не имел намерения включать эту антенну в параграф лжеантенн. Ее автор DL7PE в первых публикациях хотя и неточно описывал физику работы антенны, но «новых теорий» не привлекал и подчеркивал, что антенна работает в соответствии с давно и хорошо известными принципами (что есть чистая правда). Но логика рекламы рынка взяла свое, и последние публикации DL7PE уже обильно сдабривает приправой о «новых принципах формирования поля» и туманными намеками на сверхъестественные свойства микровертикала. За что и попал в этот параграф.

Эта антенна относится к любопытному классу. Но не к физическому, а к психологическому классу антенн, *работа кото-*

рых понимается их автором неверно. Это класс характерен для любительской литературы. В нем антенны, описываемые автором-энтузиастом, вообще говоря, как-то работают (помните параграф 3.1.1? Как-то излучает ведь любой кусок провода с ВЧ током). Но совсем не так, как думает и описывает автор. В результате авторское описание не только не проясняет, а наоборот — запутывает суть дела.

Именно так и произошло с микровертикалом DL7PE. Как же он работает на самом деле? Описание микровертикала сложностью не отличается — это короткий ($1...3\% \lambda$) и довольно толстый (для 14 МГц — 30...50 мм) GP, с удлиняющей катушкой в основании.

Как описано в параграфе 3.7.2, при таких размерах GP с удлиняющей катушкой в основании параметрами не блещет — R_a в доли Ом и очень низкий КПД за счет потерь как в катушке согласования, так и в системе заземления. Но DL7PE приводит R_a около 30 Ом и довольно высокие значения КПД и G_a . Конечно, меньшие, чем у полноразмерной антенны, но сравнимые. Эксперименты (не все, но некоторые) это подтверждают. Из этого расхождения DL7PE делает вывод о «магических» свойствах микровертикала. Мне кажется, что прежде чем привлекать магию, имеет смысл рассмотреть и более простые объяснения. Ясно, что столь коротенький GP иметь около 30 Ом сопротивления излучения не может (см. рис. 3.1.2 в параграфе 3.1.5). Значит, их имеет что-то другое, сравнимое по величине с полноразмерной антенной.



Рис. 3.7.20

Посмотрим внимательно на рисунок, приводимый DL7PE (рис. 3.7.20). Увидели? Кроме короткого вибратора, в схеме антенны присутствует еще и один полноразмерный $\lambda/4$ проти-

вовес. Поскольку противовес один, то (как описано в параграфе 3.4.1) компенсировать его излучение нечему. Значит полноразмерный $\lambda/4$ противовес будет *излучать*, поскольку он один.

Теперь посмотрим внимательно на рис. 3.6.21. Чем изображенный там перевернутый GP отличается от микровертикала? Лишь тем, что у микровертикала вместо системы из двух противовесов используется короткий отрезок трубки с удлиняющей катушкой. Но (как показано в параграфе 3.4.1) и полноразмерная система радиалов практически ничего не излучает, а лишь принимает ток вибратора. Точно также и в микровертикале DL7PE короткий отрезок трубы практически ничего не излучает, а лишь работает токоприемным устройством. То есть излучателем в микровертикале является наружная поверхность оплетки кабеля длиной $\lambda/4$ (точно также, как и на рис. 3.6.21), которую DL7PE по ошибке именует противовесом. А почти не излучающим противовесом является трубка с катушкой. И правильнее называть ее не микровертикалом, а микро-противовесом.

По сути, антенна DL7PE представляет собой вариант антенны рис. 3.6.21, в которой вместо неизлучающей системы из нескольких $\lambda/4$ противовесов использован один очень короткий слабо излучающий противовес.

Теперь становится понятной высокая R_a (это R_a четверть-волнового GP) и получаемое некоторыми Ga, близкое к полноразмерной антенне. Но надо понимать, что это цифры относящиеся к полноразмерному $\lambda/4$ излучателю. Становится также ясно, почему хорошая работа антенны отмечается далеко не всеми. Все зависит (как описано в параграфе 3.6.8) от положения излучающего участка кабеля от микропротивовеса до места установки дросселя. Если этот участок расположен как антенна (т. е. висит свободно в воздухе и удален далее чем на $0,16\lambda$ от поглощающих предметов), то антенна будет работать практически также, как обычный полноразмерный GP (за исключением полосы, см. абзацем ниже). А если этот участок кабеля уложить на землю или пустить вдоль бетонной стены — эффективность антенны будет никакой — примерно, как если бы в там же разместить вибратор обычного GP.

В чем отличие по характеристикам антенн на рис. 3.7.20 и 3.6.21? По принципу работы и та, и другая — антенны верхнего питания. Излучающий участок у обеих также одинаков ($\lambda/4$ участок оплетки питающего кабеля). Поэтому и R_a и Ga (если излучающий участок кабеля в антенне рис. 3.7.20 рас-

положен как антенна) практически одинаковы. Отличие есть только в полосе пропускания — микропротивовес с катушкой выполняет функцию токоприемного устройства только в весьма узкой полосе частот. Например, на 14 МГц полоса антенны рис. 3.7.20 с микропротивовесом длиной 30 см и диаметром 50 мм составляет 115 кГц (файл ...ANT\Short\L\DL7PE-2.maa).

Итак, микровертикал DL7PE — это обычный $\lambda/4$ GP (излучатель — участок оплетки кабеля) с одним очень коротким и толстым противовесом. Резонанс противовеса достигается удлиняющей катушкой. От размера микропротивовеса эффективность антенны практически не зависит. Удлинение и утолщение микропротивовеса приводит лишь к расширению полосы антенны. Положение микропротивовеса относительно излучающего кабеля совершенно не важно. Излучающий участок оплетки кабеля должен быть размещен именно как антенна — от его положения и зависит эффективность антенны.

Теперь, когда мы разобрались с работой антенны, даже как-то неудобно говорить, что намеки на «магические свойства и новые принципы излучения» этой антенны — это ни что иное, как уже известное нам макаронно-рекламное изделие для ушей легковерного потребителя.

Тем не менее, эффективность этой антенны (при соблюдении указанных выше условий) может быть достаточно высокой. Такую антенну очень удобно установить там, где соседи не выносят больших антенн, но терпят длинные кабели, висящие в воздухе. Например, выбросив из окна на дерево кусок кабеля длиной в 5 м, с трубкой длиной 30 см и диаметром 50 мм на конце (файл ...ANT\Short\L\DL7PE-1.maa) можно получить вполне приличную антенну на 14 МГц, в пределах своей полосы мало уступающую $\lambda/2$ диполю. Поскольку часто не удастся удалить излучающий кусок кабеля от поглощающих предметов, то имеется составляющая сопротивления потерь R_0 , которая добавляясь к сопротивлению излучения дает R_a около 40 Ом, что позволяет получить низкие значения КСВ.

Отмечу, что из-за высокого сопротивления излучения требования к катушке, удлиняющей микропротивовес, относительно невысокие — ее холостая добротность может не превышать 200...300. По той же причине токи в точке питания невелики и провод катушки может быть относительно тонким.

Задержимся еще немного в этом параграфе. Очевидно, что поскольку излучает именно внешняя сторона оплетки, то нет необходимости для ее резонанса иметь длину именно $\lambda/4$. Как показано в параграфах 3.6.2, 3.6.3 и 3.6.8, резонансной длина

оплетки может быть и в том случае, если она кратна целому числу полуволн. В этом случае вместо установки развязывающего дросселя точку кабеля, удаленную на расстояние, кратное $\lambda/2$, следует заземлить (как работает такой излучатель см. рис. 3.6.5 и 3.6.7). То есть в вертикале DL7PE можно обойтись и без дросселя при длине кабеля кратной $\lambda/2$ (см. файл ...ANT\Short\Complex\AWP.maa). Но в этом случае требуется заземление (или система противовесов) точки оплетки кабеля, удаленной на $\lambda/2$ от микропротивовеса.

Более того, длина излучающего участка кабеля в антенне DL7PE может несколько отличаться от резонансной (нечетное число $\lambda/4$ при наличии дросселя, или целое число $\lambda/2$ при заземлении). Небольшую реактивную составляющую (в десятки ом) можно легко выбрать при настройке микропротивовеса соответствующим изменением индуктивности удлиняющей катушки микропротивовеса.

В самом крайнем случае (но это лишь когда больше совсем некуда деваться) антенну DL7PE можно применять при расположении микропротивовеса на балконе или окне, а питающего кабеля — непосредственно в доме и без развязывающего дросселя. При этом синфазный (он же излучающий) ток по наружной стороне оплетки кабеля пойдет от микропротивовеса до радиостанции и далее по проводу ее заземления (и/или по сетям дома — в зависимости от наличия развязывающих фильтров по питанию). То есть излучателем в данном случае будет весь кабель, корпус радиостанции, ее шина заземления и возможно — силовая сеть дома. Суммарная длина кабеля и шины заземления (от микропротивовеса до входа шины в землю) может быть весьма велика. Конечно, такое включение приведет к помехам и прочим проблемам, описанным в параграфе 3.6.1, но бывают случаи, когда иного выхода нет. Вы должны понимать, что в данном случае излучают: оплетка кабеля, корпус радиостанции и то, чем он соединен с землей — отдельный провод, электросеть, трубы водопровода — в общем все, что имеет ВЧ соединение с корпусом радиостанции. То есть излучающая часть антенны расположена *внутри* дома. Поэтому:

- Уровень помех будет очень высок.
- Если дом не радиопрозрачный (не дерево или кирпич, а бетон и арматура), то эффективность антенны будет весьма низкой.
- При сколько-нибудь серьезной мощности TX напряженность поля в жилых помещениях превышает норму.

3.7.8.4. CFA антенна

«Когда вы говорите, Иван Васильевич, впечатление такое, что вы бредите»

Л.Гайдай «Иван Васильевич меняет профессию»

Мы добрались до наиболее развесистой антенной клюквы, именуемой ее авторами CFA (cross field antenna). Это лжеантенна в чистом виде. В основе ее «теории» лежит следующая логическая цепочка:

1. «Поля E и H в дальней зоне (т. е. в обычной ЭМВ) синфазны, а соотношение между ними определяется волновым сопротивлением пространства 120π » — тут все верно (см. параграф 3.1.1).

2. «Значит, достаточно в одном объеме отдельными устройствами создать электрическое E и магнитное H переменные поля (эти устройства можно сделать очень маленькими), сделать их (с помощью фазовращателей) синфазными, а амплитуды подобрать так, чтобы их отношение было бы равно 120π — как отдельные реактивные поля E и H сольются в электромагнитную волну (ЭМВ) и последняя умчится в пространство».

На первый взгляд, логика второго пункта кажется безупречной. Для пущего эффекта авторы CFA рассказывают, что до них никто не вчитался в уравнения поля Максвелла, но вот они первыми (вернее вторыми — после Максвелла) удосужились их внимательно изучить и тут увидели нечто такое, что до них никто (включая самого Максвелла) не видел. Недоверчивых добивают роторами, градиентами и дивергенциями поля. Восхищенный читатель верит. И не просто верит, а вроде даже и понимает — объяснили ведь, как работает. На самом же деле перед нами типичная рекламная пустышка, изготовленная по методам параграфа 3.8.4.1. А «объяснение» авторов как она работает по идеологии построения ближайшая копия тех рассказов, которыми увлекают доверчивого вкладчика финансовой пирамиды, объясняя, что «нет никакого жульничества, а лишь чистая математика — свой миллион вы обязательно получите, можете убедиться сами, используя наши выкладки. Никакого обмана».

Но проявим бдительность и изучим второй пункт внимательнее, для чего придется вспомнить (см. параграф 3.1.1) что такое ЭМВ. Простейшее объяснение таково: переменное электрическое поле E вызывает протекание через пространство переменного тока (смещения), который порождает вокруг себя переменное магнитное поле H , изменение которого в свою

очередь порождает E (как в любом генераторе электроэнергии). И так до бесконечности.

Но это деление ЭМВ на E и H (как и любое объяснение «на пальцах») очень упрощено. На самом же деле *нет отдельно E и отдельно H полей*, а есть *единое и неделимое* распространяющееся электромагнитное поле с переменными характеристиками во времени и пространстве.

Электромагнитное поле — это результат активного взаимодействия E и H составляющих, а отнюдь не их сумма. При простом же сложении отдельных переменных E и H полей электромагнитной волны *не получится*. Смысла в такой процедуре примерно столько же, сколько в идее получить живую кошку путем сложения ее из отдельных частей — головы от одной, а туловища от другой. Составленная из обрубковдохлая кошка будет похожа на живую только внешне. В этой подмене живой кошки (единой ЭМВ с постоянным качанием энергии из E в H и обратно) набором из мертвых обрубков (суммы отдельных полей E и H) и состоит жульнический прием второго пункта.

Составляющие E и H в электромагнитной волне находятся друг с другом в причинно-следственной связи (одно порождает другое), что как раз и делает возможным распространение ЭМВ. В случае же раздельного возбуждения полей E и H эта связь отсутствует. То есть составляющая E возникает и изменяется не потому, что в другой точке пространства ранее возникла и изменялась H , а *независимо*, по воле некоего субъекта. Это и означает отсутствие связи между компонентами E и H , чтобы ни делали с их фазами. Со всеми не излучаемыми последствиями в виде отсутствия ЭМВ.

Понимаете в чем дело? В электромагнитной волне E порождает H и, наоборот, лишь потому, что это *неразрывные и взаимодействующие части одного и того же непрерывного электромагнитного поля*. А просто сумма полей походит на настоящую ЭМВ так же, как телефон из цельного куска мрамора старика Хоттабыча на настоящий.

Поэтому всем наукообразным рассуждениям о пересекающихся E и H полях грош цена. Вернее поля-то пересекаются. Но никакой ЭМВ при этом не образуется. И не может образоваться.

Другим «ляпом» в «теории» СФА антенн является допущение о том, что можно создать источники переменных E и H полей в чистом виде. Это не так — любое переменное поле (E или H) обязательно порождает вокруг себя дополнительную составляющую (H и E соответственно) — это, собственно, и есть

обычный процесс излучения. Поэтому можно говорить лишь о преобладании Е или Н в определенном участке пространства.

В качестве источника Е-поля в СФА «антенне» используют совсем короткий диполь. Это не открытие — известно, что в ближней зоне короткого диполя преобладает Е компонента поля. А в качестве источника Н — ток смещения в воздушном конденсаторе с большой площадью обкладок. Ток смещения (реактивный), протекая между обкладками, создает вокруг себя магнитное поле.

Поэтому все конструкции СФА «антенн» представляют собой разной степени замысловатости комбинации короткого диполя (или GP) и пары плоскостей — поверхностей (или одна плоскость низко над землей, которая используется в качестве второй обкладки конденсатора). Рисунки приводить не буду просто из принципа — не хочу засорять книгу. Наиболее часто дается следующая конструкция — толстый и короткий цилиндр GP (высота $1...2\lambda$, диаметр вдвое меньше) и сетка противовеса с радиусом в несколько процентов λ , на высоте $0,5...1\lambda$ над землей. Используются два источника — один подключается к GP между сеткой и GP второй — между сеткой и землей. Фазировкой этих источников и установкой их амплитуд якобы и добиваются излучения. Якобы — потому что никто из независимых профессиональных исследователей не получил сколь-нибудь заметной эффективности излучения СФА (и в свете сказанного несколькими абзацами выше — совершенно ясно почему).

Если отбросить словесную шелуху, то становится ясно, что СФА антенна ни что иное, как очень короткий и толстый вертикал с противовесом-поверхностью. Вам это ничего не напоминает? Тогда посмотрите рис. 3.7.19. Узнали?

Всякие же накрученные схемы согласования и фазирования обоих источников СФА ни на йоту не прибавляют ей эффективности. В отдельных экспериментах было показано, что специально вводимая произвольная расстройка по фазе обоих источников практически не влияет на эффективность излучения СФА. «Ага,— воскликнут сторонники СФА,— значит, все же она излучает!» Конечно, излучает. А почему не должен излучать укороченный и толстый вертикал? Правда, эффективность невысока, и никаких «новых теорий». А все цепи согласования и фазирования выполняют функцию простого СУ при толстом GP. Сложность и разветвленность схемы этого устройства, приводимая в описаниях СФА, не вызвана никакой технической необходимостью. Это всего лишь попытки подогнать схему антенны под неверное понимание принципа ее работы. Нет

никаких противопоказаний, чтобы СУ короткого и толстого GP выполнять очень сложным и многоэлементным (как в CFA). Но правда заключается в том, что простейшее Г-образное СУ (см. параграф 3.5.2) будет в данном случае ничем не хуже.

Достаточно очевидно, что второй источник в CFA, подключенный к большому конденсатору, образуемому сеткой-противовесом и землей, никакого влияния на излучение GP оказать не может (практически вся реактивная энергия сосредоточена между обкладками, и на излучение ничего не остается — см. параграф 3.1.1). Поэтому в более поздних описаниях CFA второй источник тихо и бесследно исчез, а сама антенна была отодвинута подальше от земли и приобрела название «ЕН антенна».

3.7.8.5. ЕН антенна

ЕН «антенна» — всего лишь очень короткий GP (или диполь), выполненный из толстых проводников, с размерами около $1\% \lambda$. Лжеантенна в чистом виде. Рекламируется особенно агрессивно. Что странно — именно в данном случае ерунда в описании ее работы видна особенно отчетливо даже невооруженным теоретическими познаниями глазом. Если в описании CFA не всякий может заметить подмену «живой» ЭМВ простой и «мертвой» суммой полей, то в ЕН и этого не требуется. Даже в рамках приводимой авторами логики в описании ЕН антенны отовсюду выпирают сплошные несуразности.

Например, очевидно, что в случае двухвыводной антенны невозможно никакими внешними цепями согласования получить независимую регулировку фазы между током и напряжением антенны. Короткая ($1\% \lambda$) и толстая антенна представляет собой, по сути, конденсатор, ток в котором опережает напряжение на 90° , и какие бы внешние цепи ни были бы подключены к конденсатору, этот фазовый сдвиг не может быть изменен.

Давайте пройдемся по описанию ЕН антенн и посмеемся вместе.

- «Индуктивность, включенная последовательно с антенной вызовет задержку тока, и можно подобрать такую задержку, что ток и напряжение станут синфазными». Катушка, конечно, вызывает сдвиг тока. Но напряжения-то на удлиняющей катушке и конденсаторе — *разные*. Ток в конденсаторе (т. е. в нашем случае — в антенне) всегда опережает напряжение на конденсаторе на 90° . Это константа, что известно любому из школьного курса физики, поэтому приведенная фраза просто технически безграмотна.

На сегодняшний день (а последняя правка этих строк делается в августе 2004 года) никаких сколько-нибудь заметных новшеств (а тем более чего-то принципиально нового) в физике колебаний не имеется. Поэтому любые рассказы о «новых принципах и чудесных свойствах» какой-либо антенны являются враньем по определению.

Однако не факт, что так будет и завтра. Появление чего-то действительно нового, принципиального, хотя и крайне маловероятно, но возможно. Но будьте бдительны — очередные рекламные пустышки для легковверных появятся практически гарантировано. Помочь отличить одно от другого и призван материал этого параграфа.

Бони, август 2004

лировщики оказывается «не могут применяться». Почему? Ответ очевиден — компьютеру мозги рекламными уловками не промоешь (в отличие от доверчивых потребителей). Сколько ни излагай ему сказок про «новые принципы» — он не поверит. И посчитает все так, как есть на самом деле. И покажет, что Ga и ДН ЕН «антенны» в точности совпадают с теми же параметрами у диполя аналогичных размеров.

Глупостями, подобными вышеприведенным, в описаниях ЕН «антенн» можно заполнить не одну страницу. Верю, что читатели меня простят, если делать этого я не буду. И так уже ясно, что именно перед нами.

Наиболее распространено описание ЕН «антенны» в виде вертикального диполя из двух полых цилиндров длиной по $0,5...1\lambda$ каждый. Питание подается между цилиндрами, конструктивно провода питания проходят внутри нижнего цилиндра, а согласующее устройство располагается внизу под нижним цилиндром.

Очевидно, что данная конструкция не стыкуется даже с описанием принципов ЕН «антенны». Например, два цилиндра из фольги, расположенные торцами друг к другу имеют очень малую емкость (днищ у цилиндров нет, поэтому емкость образуется лишь между двумя тоненькими кольцами), поэтому ни о каком заметном токе смещения между цилиндрами и, соответственно, источнике Н поля речи быть не может.

СУ обычно дается сложное, но, присмотревшись к схеме, всегда можно увидеть удлиняющие катушки, включенные последовательно половинкам диполя. А как вы иначе настроите короткий диполь? Запутанность схемы СУ вызывает улыбку своей наивной одержимостью сделать невозможное (ток и напряжение на конденсаторе синфазными). Конечно, ничего из этого выйти не может, но для неспециалистов схема выглядит солидно и убедительно. По сути же — схемы СУ для ЕН (и CFA) это техническое шаманство. Нечто вроде патентованного прибора для вызывания духов.

Что забавно: большинство, пытавшихся сделать и настроить ЕН «антенну», после множества мучений с настройкой сложного СУ с удивлением убеждаются, что обычная последовательная катушка (в некоторых случаях — с дополнительной обмоткой связи или отводом для согласования) обеспечивает точно такую же работу ЕН «антенны».

И снова сторонники чудесно-маленьких антенн воскликнут: «Значит, все же она излучает!». Конечно, излучает. Вопрос в том как?

Здесь надо разграничить два случая:

1. Питающий кабель снабжен устройством подавления синфазных токов (см. параграф 3.6.4) хотя бы простейшим развязывающим дросселем, и оплетка кабеля ничего не излучает. В этом случае все характеристики ЕН «антенны» в точности равны характеристикам диполя или GP аналогичных размеров, с катушкой в точке питания (см. параграф 3.7.2). То есть при размерах 1λ , даже при толстых плечах диполя, КПД исчисляется единицами процентов, а Ga более чем на 10 dB уступает полноразмерным антеннам. О какой-либо эффективности говорить в данном случае не приходится.

2. На питающем кабеле нет устройств подавления синфазного тока. Случай самый частый — до такой «мелочи», как подавление излучения оплетки, создатели «новых теорий» обычно не снисходят.

Что мы имеем в этом случае? К длинному питающему коаксиальному кабелю подключены на конце пара коротких и толстых цилиндров. Причем цилиндр, который подключен к центральной жиле, — через удлиняющую катушку. Узнаете? Взгляните на рис. 3.7.20 — отличие лишь в том, что в ЕН «антенне» к оплетке кабеля подключен второй маленький цилиндр. Но, будучи включен параллельно длинному полноразмерному излучателю (наружной стороне оплетки кабеля), второй цилиндр никакого влияния не окажет. В этом случае ЕН «антенна» будет работать как микровертикал. А последний (как показано в параграфе 3.7.8.3) при соблюдении ряда условий может быть весьма эффективен.

Итак, ЕН «антенна» при наличии на кабеле устройства подавления синфазного тока I_c работает как короткий диполь с очень низким Ga. Если же на питающем кабеле нет устройства подавления тока I_c , то антенна работает как микровертикал (точнее говоря — антенна верхнего питания). Цилиндр, присоединенный к оплетке кабеля, в этом случае не нужен вовсе (это было доказано во многих экспериментах).

Несколько слов в завершении параграфа о лжеантеннах. Никакая наука не может считаться изученной и закрытой полностью. Физика колебаний, на которой базируется работа любой антенны, — не исключение (хотя, вообще говоря, это очень консервативная область физики, новшества в которой — большая редкость). И нельзя исключить, что грядущие достижения не приведут к появлению необычных и ныне неизвестных маленьких эффективных антенн (хотя вероятность этого, на мой взгляд, крайне низка).

На сегодняшний день (а последняя правка этих строк делается в августе 2004 года) никаких сколько-нибудь заметных новшеств (а тем более чего-то принципиально нового) в физике колебаний не имеется. Поэтому любые рассказы о «новых принципах и чудесных свойствах» какой-либо антенны являются враньем по определению.

Однако не факт, что так будет и завтра. Появление чего-то действительно нового, принципиального, хотя и крайне маловероятно, но возможно. Но будьте бдительны — очередные рекламные пустышки для легковверных появятся практически гарантировано. Помочь отличить одно от другого и призван материал этого параграфа.

Бонн, август 2004

Список литературы

1. Айзенберг Г. Коротковолновые антенны. — М.: Связьиздат, 1962.
2. Рад Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Пер. с нем. — М.: Мир, 1990.
3. Беньковский З., Липиньский Э. Любительские антенны коротких и ультракоротких волн. Пер. с польского. — М.: Радио и связь, 1983.
4. Пистолькорс А. Антенны. — М.: Связьиздат, 1947.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И БЛАГОДАРНОСТИ

Буду считать свою задачу выполненной, если благодаря этой книге многие темные и туманные места в непростом антенном деле стали для вас светлее и яснее. И теперь, вооружившись приобретенным знанием, вы способны на многое:

- обдуманно выбрать антенну;
- не ошибиться в выборе готовой антенны;
- обоснованно принять решение: довольствоваться ли готовой конструкцией или рассчитать и изготовить свою;
- грамотно создать ранее никем не виданную свою антенну;
- разобраться, почему плохо работает антенна;
- найти и устранить конструктивные и технические неполадки.

И не верьте, что это доступно лишь специалистам. Глубоко убежден, что достаточно среднего образования, большого желания разобраться и хороших книг. Я попытался увеличить их количество на одну.

Во второй части мне осталось лишь выразить свою глубокую благодарность и признательность людям, благодаря помощи которых книга приобрела нынешний вид:

- *Андрею Гарбузову* — моему старому другу и добровольному литредактору-рецензенту. Его замечания во многом улучшили язык книги.
- *Владимиру Сидорову (EU1SA)* — первому и доброжелательному читателю, который не только указывал на технические погрешности, но и нашел в себе силы терпеливо приводить в читабельный вид мои стилистические выкрутасы и оплошности.
- *Подписчикам рефлекторов HZ* (подписка Hz-subscribe@yaahoogroups.com) за интересные и плодотворные обсуждения многих вопросов, которые впоследствии вошли в книгу.
- *Всем, писавшим мне письма* с антенными вопросами и проблемами. Некоторые из результатов их решений — в этой книге.
- *Борису Степанову (RU3AX)*, приложившему много усилий, чтобы эта книга увидела свет.
- И наконец, *самому близкому и дорогому мне человеку*, благодаря терпению и пониманию которой, мне удалось большую часть свободного времени отдать этой книге.