

Boxoft Image To PDF Demo. Purchase from
www.Boxoft.com to remove the watermark

В. А. Романюк

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

УЧЕБНИК ДЛЯ СПО

Рекомендовано Учебно-методическим отделом среднего профессионального образования в качестве учебника для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования

Книга доступна в электронной библиотечной системе
biblio-online.ru

Москва • Юрайт • 2019

УДК 621.3(075.32)

ББК 32.84я723

Р69

Автор:

Романюк Виталий Александрович — кандидат технических наук, доцент кафедры микроэлектронных радиотехнических устройств и систем Московского государственного института электронной техники.

Романюк, В. А.

Р69 Основы радиоэлектроники : учебник для СПО / В. А. Романюк. — М. : Издательство Юрайт, 2019. — 288 с. — (Серия : Профессиональное образование).

ISBN 978-5-534-10394-6

В учебнике изложены механизмы работы систем и устройств радиосвязи. Значительное внимание удалено радиоволнам — их генери-рованию, излучению, распространению в различных средах, линиях передачи и околоземном пространстве. Приведены основные характеристики и параметры антенн, передатчиков и приемников. Описаны процессы, происходящие в связанных радиосистемах: генерирование электромагнитных колебаний, формирование радиосигналов, усиление их мощности, выделение слабых сигналов из помех, преобразование частоты, детектирование.

Приведены основные данные о радиосистемах, их дальности действия, помехоустойчивости, способах оптимального приема. В последней главе описаны современные системы и стандарты радиосвязи.

Соответствует актуальным требованиям Федерального государственного образовательного стандарта среднего профессионального образования и профессиональным требованиям.

Для студентов среднего профессионального образования, обучающихся по инженерно-техническим специальностям.

УДК 621.3(075.32)

ББК 32.84я723



Все права защищены. Никакая часть данной книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме без письменного разрешения владельцев авторских прав. Правовую поддержку издательства обеспечивает юридическая компания «Дельфи».

ISBN 978-5-534-10394-6

© Романюк В. А., 2009

© ООО «Издательство Юрайт», 2019

Оглавление

Введение	7
Глава 1. Радиоволны	10
1.1. Электромагнитное поле	10
1.2. Уравнения Максвелла	12
1.3. Радиоволны в идеальном диэлектрике без зарядов.....	14
1.4. Энергия электромагнитного поля.....	16
1.5. Монохроматические волны в идеальном пространстве	17
1.6. Поляризация радиоволн.....	19
1.7. Представление монохроматических волн в виде комплексных амплитуд	21
1.8. Радиоволны в диэлектрике с потерями энергии.....	23
1.9. Радиоволны в проводниках. Скин-эффект	26
Глава 2. Радиоволны в линиях передачи	30
2.1. Типы передающих линий.....	30
2.2. Поперечно-магнитные волны	33
2.3. Поперечно-электрические волны.....	36
2.4. Фазовая и групповая скорости волн	36
2.5. Длина волны в линии.....	38
2.6. Затухающие электромагнитные поля.....	38
2.7. Радиоволны в прямоугольном волноводе	39
2.8. Волны <i>TEM</i> -типа	42
2.9. Телеграфные уравнения	44
2.10. Решение телеграфных уравнений	47
2.11. Режимы работы линий передачи	48
2.12. Коэффициент стоячей волны напряжения. Коэффициент отражения.....	52
2.13. Передача энергии в нагрузку	53
2.14. Условия существования режима бегущих волн.....	54
Глава 3. Излучение и распространение радиоволн	57
3.1. Диполь Герца	57
3.2. Ближняя и дальняя зоны излучателя	60
3.3. Диаграмма направленности антенны	63
3.4. Излучение рамочной антенны	65
3.5. Излучение плоскости	66
3.6. Типы антенн.....	67
3.7. Основные параметры антенн	71
3.8. Влияние атмосферы на распространение радиоволн.....	75



3.9. Особенности распространения радиоволн в различных частотных диапазонах	77
Глава 4. Генерирование электромагнитных колебаний 81	
4.1. Структурная схема автогенератора.....	81
4.2. Негатронная модель автогенератора	83
4.3. Резонаторы автогенераторов	85
4.4. Транзисторные автогенераторы.....	92
4.5. Условия существования стационарного режима колебаний	95
4.6. Устойчивость стационарного режима и условие возбуждения колебаний	98
4.7. Стабильность частоты колебаний	100
4.8. Шумы в автогенераторах	103
4.9. Электрические схемы транзисторных автогенераторов	107
4.10. Кварцевые автогенераторы	109
4.11. Генераторы, управляемые напряжением	114
Глава 5. Синтез частот 120	
5.1. Фазовая автоподстройка частоты автогенераторов	120
5.2. Описание элементов цепи ФАПЧ	122
5.3. Передаточные характеристики петли ФАПЧ автогенераторов	125
5.4. Фильтрующие свойства петли ФАПЧ	128
5.5. Устойчивость системы ФАПЧ	131
5.6. Фазовый шум автогенератора, охваченного петлей ФАПЧ	134
5.7. Шпоры в выходном спектре ГУНа.....	138
5.8. Синтезаторы частот	139
Глава 6. Усиление мощности электромагнитных колебаний 144	
6.1. Структура усилителя мощности	144
6.2. Технические требования, предъявляемые к усилителям мощности	146
6.3. Характеристики и параметры биполярного транзистора	148
6.4. Механизм работы транзистора как активного элемента	149
6.5. Линейный режим работы транзистора в усилителе мощности	151



6.6. Более эффективные режимы работы транзистора	154
6.7. Оптимальное сопротивление нагрузки транзистора в усилителе мощности.....	159
6.8. Оптимальные режимы биполярного транзистора в мощных усилителях.....	161
6.9. Согласование транзистора с источником сигнала и нагрузкой.....	163
6.10. Усилители мощности диапазона СВЧ.....	165
6.11. Увеличение коэффициента усиления, выходной мощности и КПД усилителей	170
Глава 7. Формирование радиосигналов	176
7.1. Видеосигналы и радиосигналы.....	176
7.2. Амплитудная модуляция	178
7.3. Однополосная модуляция	182
7.4. Частотная модуляция.....	186
7.5. Модуляция цифровыми сигналами	191
Глава 8. Прием и преобразование радиосигналов	200
8.1. Шумы в радиоприемниках.....	200
8.2. Основные параметры и функциональные схемы радиоприемников.....	203
8.3. Физические процессы в супергетеродинном приемнике	206
8.4. Преобразователи частоты.....	208
8.5. Транзисторные смесители.....	211
8.6. Детектирование радиосигналов	212
Глава 9. Общие сведения о радиосистемах связи	220
9.1. Структурная схема цифровой связной радиосистемы	221
9.2. Обнаружение сигналов	224
9.3. Способы увеличения отношения сигнал/шум в приемнике радиостанции	228
9.4. Псевдослучайная последовательность импульсов	232
9.5. Корреляционный способ обнаружения	235
9.6. Дальность действия связной радиостанции	237
Глава 10. Современные системы радиосвязи	240
10.1. Виды связных радиосистем.....	240
10.2. Транкинговые системы	241
10.3. Беспроводные сети	243



10.4. Стандарты беспроводной связи.....	245
10.5. Стандарт Bluetooth.....	247
10.6. Стандарт DECT	250
10.7. Сотовые системы связи	252
10.8. Спутниковые системы.....	257
10.9. Системы связи без несущей частоты.....	258
Заключение	262
Приложения	264
Литература.....	288



Введение

Передача информации в пространстве с помощью радиоволн осуществлялась со времени изобретения радио в конце XIX в. В настоящее время интерес к радиосвязи возрос в связи с тенденцией отказа от проводов. Появился модный термин «беспроводная связь» (*Wireless*), что является синонимом «радиосвязь».

Передают обычно речь, музыку, тексты, изображение и др. Эту информацию преобразуют в видеосигнал, т.е. зависимость тока или напряжения от времени. Видеосигнал может быть аналоговым, как в имеющихся и отживающих системах, либо цифровым — в новейших системах. В последнем случае аналоговый сигнал преобразуется в поток цифр, как правило, записанных в двоичном виде.

С этой целью осуществляется квантование аналогового видеосигнала по времени и уровню. В результате каждому дискретному моменту времени ставится в соответствие ближайший цифровой уровень. Поток цифр посредством импульсно-кодовой модуляции преобразуется в двоичный вид. В конечном итоге передаче подлежит поток единиц и нулей, представляющих собой начальную информацию.

Спектр видеосигнала, в какой бы форме он ни был представлен — аналоговой или цифровой, — содержит весьма низкие частоты порядка герц и килогерц. Такие частоты бесполезно излучать в пространство, поскольку, как это будет показано в дальнейшем, антенна излучает только в том случае, когда ее размеры соизмеримы с длиной излучаемой волны или превышают ее.

Необходимо переместить спектр видеосигнала по оси частот вверх в тот диапазон, частоты которого эффективно излучаются. С этой целью необходимо осуществить две операции:

1) создать высокочастотное электромагнитное поле;

2) преобразовать видеосигнал в радиосигнал путем модуляции видеосигналом высокочастотных колебаний.

Эти операции выполняются в передатчике радиосистемы. Высокочастотные электромагнитные колебания называют несущими, поскольку они переносят информацию.

Ширину излучаемого спектра стремятся ограничить, с тем чтобы не создавать помехи другим станциям. С целью



ограничения спектра видеосигнал подвергают специальной обработке – фильтрованию и кодированию.

В соответствии с основными функциями, выполняемыми передатчиком, его обобщенная схема приведена на рис. В.1.



Рис. В.1. Обобщенная схема радиопередатчика

В приемную antennу радиосигнал поступает весьма ослабленным. Кроме него в antennе имеются помехи, обусловленные внешними наводками либо собственными шумами приемника, а также сигналы других радиостанций. Задача приемника состоит в том, чтобы, во-первых, выделить полезный радиосигнал из помех и, во-вторых, извлечь из принятого сигнала переданную информацию. Выделение радиосигнала осуществляется фильтрованием, извлечение информации – демодуляцией.

Успешно отфильтровать помехи и мешающие сигналы можно в том случае, когда частота полезного сигнала невелика. С этой целью в приемниках предусмотрено понижение принятой несущей частоты до некоторой промежуточной, на которой и осуществляется основная фильтрация. Типичная блок-схема радиоприемника приведена на рис. В.2.



Рис. В.2. Блок-схема радиоприемника

Преселектором является предварительный фильтр, настроенный на частоту полезного сигнала и устраниющий

перегрузку усилителя высокой частоты (УВЧ). В схеме имеется преобразователь частоты, состоящий из смесителя и высокочастотного генератора, называемого гетеродином. На выходе преобразователя стоит фильтр, выделяющий промежуточную частоту и отфильтровывающий все мешающие сигналы.

Усиление слабых сигналов осуществляется на трех частотах: высокой — усилитель высокой частоты (УВЧ), промежуточной — усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и низкой — усилитель низкой частоты (УНЧ), где усиливается выделенный видеосигнал. В результате удается достигнуть весьма высокого усиления — от микровольт на входе до единиц волт на выходе.

Оконечным устройством в приемнике могут быть динамический громкоговоритель, наушники, цифровое устройство, экран и др.

В радиосистемах связи осуществляются следующие основные операции:

- генерирование электромагнитных колебаний несущей частоты;
- обработка видеосигнала;
- модуляция колебаний несущей частоты видеосигналом, т.е. образование радиосигнала;
- усиление мощности радиосигнала;
- преобразование частоты;
- демодуляция.

В настоящем пособии рассмотрены эти процессы. Существенное внимание удалено радиоволнам, их формированию, распространению и излучению.

В результате изучения материала, студент должен освоить:

трудовые действия владения навыком проектирования систем радиосвязи;

необходимые умения проводить анализ физических процессов, происходящих в устройствах радиосвязи;

необходимые знания математических программ для решения инженерных задач расчёта и моделирования.

Глава 1

РАДИОВОЛНЫ

1.1. Электромагнитное поле

Радиоволны — это распространяющиеся в среде электромагнитные колебания, частоты которых лежат в диапазоне 3 кГц—3 ТГц, что соответствует длинам волн в вакууме от 100 км до 0,1 мм. Электромагнитные волны есть форма существования электромагнитного поля, которое определяется следующими основными физическими величинами:

- вектором напряженности электрического поля \vec{E} , В/м или Н/Кл;
- вектором магнитной индукции \vec{B} , Тл.

Напряженность \vec{E} — это сила \vec{F} , действующая со стороны электрического поля на тело, имеющее электрический заряд $Q = 1$ Кл:

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}}{q}.$$

Магнитная индукция \vec{B} — это сила \vec{F}_A магнитного поля, действующая на проводник длиной $l = 1$ м, по которому протекает ток $I = 1$ А, при условии, что вектор \vec{B} перпендикулярен проводнику:

$$|\vec{B}| = \frac{|\vec{F}_A|}{Il}.$$

Параметры среды

Условия распространения радиоволн в различных средах имеют особенности в зависимости от параметров среды. Для распространения радиоволн важны следующие параметры.

1. Абсолютная диэлектрическая проницаемость



$$\epsilon = \epsilon' \epsilon_0,$$

где ϵ' — относительная диэлектрическая проницаемость, ($\epsilon' \geq 1$), которая показывает, во сколько раз уменьшается напряженность электрического поля в среде по сравнению с вакуумом; $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \Phi/\text{м}$ — диэлектрическая постоянная.

2. Абсолютная магнитная проницаемость

$$\mu = \mu' \mu_0,$$

где μ' — относительная магнитная проницаемость (для ферромагнитных сред $\mu' \gg 1$), которая показывает, во сколько раз увеличивается магнитная индукция B в магнитной среде по сравнению с вакуумом; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн}/\text{м}$ — магнитная постоянная.

3. Удельная электропроводность g — это коэффициент пропорциональности между плотностью тока проводника j и напряженностью электрического поля \vec{E} :

$$\vec{j}_{\text{пп}} = g \vec{E}. \quad (1.1)$$

Уравнение (1.1) — это закон Ома в дифференциальной форме.

Дополнительные векторы электромагнитного поля

Наряду с основными физическими величинами \vec{E} и \vec{B} , характеризующими поле, применяют дополнительные:

- вектор электрической индукции

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} [\text{Кл} / \text{м}^2];$$

- вектор напряженности магнитного поля

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} [\text{А} / \text{м}].$$

При изучении распространения радиоволн обычно применяется пара векторов \vec{E} и \vec{H} , поскольку уравнения поля получаются симметричными [1].



Скалярные величины, характеризующие электромагнитное поле

Наряду с векторами для описания поля применяют скалярные величины:

- 1) потенциал электрического поля

$$\varphi = \frac{W_{\text{п}}}{q} [\text{В}],$$

где $W_{\text{п}}$ — потенциальная энергия заряда Q в электрическом поле;

- 2) магнитный поток

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} [\text{Вб}],$$

где интеграл от скалярного произведения векторов \vec{B} и $d\vec{S}$ (перпендикуляр к элементу поверхности площадью dS) берется по замкнутой поверхности S .

1.2. Уравнения Максвелла

Теория электромагнитного поля основана на уравнениях Максвелла, которые он сформулировал в Трактате по электричеству и магнетизму, опубликованном в 1873 г.

При выводе уравнений для переменного электромагнитного поля Дж. К. Максвелл использовал известные уравнения статических электрического и магнитного полей (т.е. постоянных во времени) (см. приложение 1), дополнив их двумя идеями (см. приложение 2):

1) вокруг линий переменной во времени магнитной индукции \vec{B} возникают замкнутые силовые линии напряженности электрического поля \vec{E} ;

2) вокруг линий переменного электрического поля возникают линии магнитной индуктивности, порождаемые током смещения $I_{\text{см}}$ плотностью $\vec{j}_{\text{см}}$:

$$\vec{j}_{\text{см}} = \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}.$$

Отсюда следует, что замкнутые линии вектора магнитной индукции \vec{B} возникают не только вокруг вектора плотности тока проводимости (т.е. вокруг траектории движущихся электрических зарядов), но и вокруг силовых линий \vec{E} , если E меняется во времени.

Число уравнений Максвелла, представленных в Трактате, было приведено Г. Герцем и О. Хевисайдом к совре-



менному компактному виду. В настоящее время принята следующая запись уравнений Максвелла.

Дифференциальная форма Интегральная форма

$$1) \operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_{\text{np}} + \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt};$$

$$\oint_l \vec{H} d\vec{l} = I_{\text{np}} + I_{\text{cm}};$$

$$2) \operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt};$$

$$\oint_l \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt};$$

$$3) \operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_3}{\epsilon};$$

$$\int_s \vec{E} d\vec{S} = \frac{q}{\epsilon};$$

$$4) \operatorname{div} \vec{H} = 0;$$

$$\int_s \vec{H} d\vec{S} = 0.$$

Здесь I_{np} — ток проводимости:

$$I_{\text{np}} = \int_s \vec{j}_{\text{np}} \cdot d\vec{S},$$

где в правой части — интеграл по замкнутой поверхности S от скалярного произведения векторов \vec{j} и $d\vec{S}$; ρ_3 — плотность электрического заряда q :

$$q = \int_V \rho_3 dV.$$

Ротор вектора напряженности магнитного поля $\operatorname{rot} \vec{H}$ (или электрического поля $\operatorname{rot} \vec{E}$) — это вектор, который в декартовой системе координат может быть записан в виде определителя:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i}_x & \vec{i}_y & \vec{i}_z \\ \frac{d}{dx} & \frac{d}{dy} & \frac{d}{dz} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix},$$

где $\vec{i}_x, \vec{i}_y, \vec{i}_z$ — единичные векторы, направленные по осям x, y, z ; H_x, H_y, H_z — проекции вектора \vec{H} на оси координат.



Дивергенция вектора напряженности электрического поля $\operatorname{div}\vec{E}$ (или магнитного поля $\operatorname{div}\vec{H}$) — это скалярная величина, вычисляемая в декартовой системе координат по формуле

$$\operatorname{div}\vec{E} = \frac{dE_x}{dx} + \frac{dE_y}{dy} + \frac{dE_z}{dz},$$

где E_x, E_y, E_z — проекции вектора \vec{E} на соответствующие оси.

Геометрический смысл уравнений Максвелла в дифференциальной форме следующий. Ротор вектора — это ось, вокруг которой закручиваются замкнутые линии соответствующего поля. Из первого уравнения Максвелла следует, что такой осью для магнитного поля являются линии плотности тока проводимости $\vec{j}_{\text{пр}}$ или линии напряженности электрического поля \vec{E} , если E меняется со временем.

Из второго уравнения Максвелла следует, что осью возникающих замкнутых линий электрического поля \vec{E} являются силовые линии магнитного поля \vec{H} , при условии, что H зависит от времени.

Дивергенция вектора — это точка в пространстве, откуда начинаются незамкнутые силовые линии поля. Из третьего уравнения Максвелла очевидно, что незамкнутые силовые линии напряженности электрического поля \vec{E} начинаются в точках, где есть электрические заряды плотностью ρ_3 . Из четвертого уравнения Максвелла следует, что незамкнутых линий напряженности магнитного поля не существует.

Решая уравнения Максвелла в различных средах, можем найти шесть проекций векторов \vec{E} и \vec{H} : $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$.

1.3. Радиоволны в идеальном диэлектрике без зарядов

Идеальный диэлектрик — это такой диэлектрик, в котором нет токов, т.е. в соответствии с (1.1) проводимость $g = 0$. Если для упрощения решения принять, что в диэлектрике нет зарядов, т.е. $q = 0$ (или $\rho_3 = 0$), а электромагнитное поле меняется только вдоль одной оси z , в то время как

$$\frac{d\vec{E}}{dx} = \frac{d\vec{E}}{dy} = 0, \quad \frac{d\vec{H}}{dx} = \frac{d\vec{H}}{dy} = 0,$$



то решение уравнений Максвелла приводит к волновым уравнениям для двух проекций векторов напряженности \vec{E} и \vec{H} , сдвинутых в пространстве на 90° ; например, для проекций E_x и H_y (см. приложение 3):

$$\frac{d^2 H_y}{dz^2} - \epsilon \mu \frac{d^2 H_y}{dt^2} = 0;$$

$$\frac{d^2 E_x}{dz^2} - \epsilon \mu \frac{d^2 E_x}{dt^2} = 0,$$

где t — текущее время.

Решением уравнений являются волновые функции $H_y(t - \frac{z}{v})$, $H_y(t + \frac{z}{v})$ и $E_x(t - \frac{z}{v})$, $E_x(t + \frac{z}{v})$, где $H_y(t - \frac{z}{v})$ и $E_x(t - \frac{z}{v})$ — прямые волны, распространяющиеся вдоль оси z , а $H_y(t + \frac{z}{v})$ и $E_x(t + \frac{z}{v})$ — обратные волны, бегущие в противоположном направлении. В полученных решениях применено обозначение

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}. \quad (1.2)$$

Параметр v имеет размерность м/с и является скоростью распространения электрической волны. Для вакуума $\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$ и $v = c$ ($c = 3 \cdot 10^8$) м/с. В любой среде, где $\epsilon' \neq 1$ и $\mu' \neq 1$,

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon' \mu'}}.$$

В приложении 3 записана связь E_x и H_y :

$$E_x = \rho H_y. \quad (1.3)$$

Величина $\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ имеет размерность Ом и называется волновым сопротивлением среды. В вакууме $\rho_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$.

Итак, в идеальном диэлектрике при сделанных допущениях решением уравнений Максвелла являются уравнения электромагнитных волн, движущихся вдоль оси z в прямом и обратном направлениях со скоростью v . Прямая



волна распространяется от источника электромагнитных колебаний, а обратная возникает при наличии отражений.

1.4. Энергия электромагнитного поля

Если в пространстве существует электромагнитное поле, то в произвольном объеме V имеется энергия

$$W = \int_V (w_E + w_H) dV,$$

где $w_E = \frac{\epsilon E^2}{2}$ — плотность электрической энергии, Дж/м³,

$w_H = \frac{\mu H^2}{2}$ — плотность магнитной энергии, Дж/м³.

Поскольку электромагнитное поле существует в виде волн, то оно будет перемещаться в пространстве. В частности, энергия будет выходить или входить в объем V . Для оценки энергии электромагнитных волн введена физическая величина, называемая *вектором Пойнтинга* $\vec{\Pi}$ и равная векторному произведению векторов \vec{E} и \vec{H} :

$$\vec{\Pi} = (\vec{E} \times \vec{H}) [\text{Вт/м}^2].$$

Величина вектора Пойнтинга

$$\Pi = EH \sin \alpha,$$

где α — угол между векторами \vec{E} и \vec{H} . В идеальном диэлектрике $\Pi = EH$.

Вектор Пойнтинга $\vec{\Pi}$ перпендикулярен к плоскости расположения векторов \vec{E} и \vec{H} , и его направление определяется «правилом винта» при вращении \vec{E} к \vec{H} по кратчайшему расстоянию (рис. 1.1).

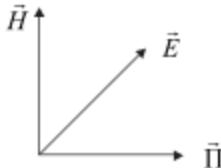


Рис. 1.1. Взаимная ориентация векторов \vec{E}, \vec{H} и $\vec{\Pi}$

Поэтому P – это энергия электромагнитного поля, проходящая в единицу времени через поверхность единичной площади, т.е. плотность потока мощности.

Энергия электромагнитного поля, выходящая из объема V в единицу времени, определяется формулой

$$P = \int_S \vec{P} \cdot d\vec{S},$$

где под интегралом – скалярное произведение векторов \vec{P} и $d\vec{S}$, а интеграл берется по замкнутой поверхности S , ограничивающей объем V .

В случае если диэлектрик в объеме V – неидеальный ($g \neq 0$), то возникают токи проводимости плотностью $\vec{j}_{\text{пр}}$, и в соответствии с законом Джоуля – Ленца часть энергии электромагнитного поля преобразуется во внутреннюю (тепловую) энергию диэлектрика.

Закон сохранения энергии определяется теоремой Пойнтинга:

$$-\frac{dW}{dt} = \int_S \vec{P} \cdot d\vec{S} + P_{\text{пот}}.$$

Здесь в левой части – скорость убывания энергии поля в объеме V ; $P_{\text{пот}}$ – количество теплоты, выделяющейся в 1 с в диэлектрике за счет протекания токов, т.е. мощность потерь, причем

$$P_{\text{пот}} = \int_V \vec{j}_{\text{пр}} \cdot \vec{E} dV,$$

где скалярное произведение $\vec{j}_{\text{пр}} \cdot \vec{E}$ – это плотность мощности потерь, т.е. количество теплоты, выделяемой в единицу времени.

В соответствии с теоремой Пойнтинга изменение энергии электромагнитного поля в объеме V происходит по двум причинам. Во-первых, за счет движения энергии в пространстве, во-вторых, за счет нагревания диэлектрика при протекании токов проводимости.

1.5. Монохроматические волны в идеальном пространстве

Радиосигнал представляет собой сложную зависимость величин E и H от времени, спектр сигнала содержит мно-



жество частот. Если сигнал узкополосный, то его спектр сосредоточен вблизи несущей частоты, и можно в первом приближении полагать, что колебания $E(t)$ и $H(t)$ имеют гармоническую форму, т.е. спектр содержит только одну частоту f , Гц (или циклическую частоту ω , рад/с).

Электромагнитные волны, у которых спектр колебаний содержит одну частоту, называют монохроматическими. Введение понятия монохроматических волн существенно упрощает анализ.

Предположим, что колебания распространяются вдоль одной оси z , т.е. $E(t, z)$ и $H(t, z)$ — функции двух переменных t и z . В некоторой точке пространства $z = 0$ имеется источник электромагнитного поля

$$E(t, 0) = E_m \cos \omega t,$$

где E_m — амплитуда колебаний.

Аналогично изменяется во времени и $H(t, 0)$.

Считаем, что источник колебаний создает поле, которое не меняется по координатам x и y . В точке $z \neq 0$ напряженность электрического поля

$$E(t, z) = E_m \cos \omega \left(t - \frac{z}{v} \right),$$

где v — скорость распространения волны, или

$$E(t, z) = E_m \cos(\omega t - \beta z).$$

Постоянная распространения

$$\beta = \frac{\omega}{v} \quad (1.4)$$

называется фазовым множителем. Если учесть, что $\omega = 2\pi f$, а длина волны $\lambda = \frac{v}{f}$, то

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

и имеет другое название — *волновой множитель*, или *волновое число*.

Мгновенная фаза колебаний

$$\psi = \omega t - \beta z \quad (1.5)$$

функция времени и координаты.



Если объединить в пространстве все точки, в которых колебания синфазны, т.е. $\psi = \text{const}$, то получим поверхность равных фаз. На этой поверхности в данный момент времени значения E одинаковы. Поверхность равных фаз называется волновой поверхностью. В рассматриваемом случае волновая поверхность является плоскостью, простирающейся в пространстве бесконечно вдоль координат y и x .

Вдоль оси z плоскость движется с фазовой скоростью

$$v_\phi = \frac{dz}{dt}. \text{ Из (1.5) следует, что } z = \frac{\omega t - \psi}{\beta} \text{ и фазовая скорость}$$

$$v_\phi = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta}, \text{ т.е. совпадает со скоростью } v, \text{ определяемой (1.2).}$$

Итак, если источник поля создает гармонические колебания в плоскости $z = 0$, то в идеальном диэлектрике возникает плоская монохроматическая волна, у которой векторы \vec{E} и \vec{H} изменяются по закону

$$E(t, z) = E_m \cos(\omega t - \beta z);$$

$$H(t, z) = H_m \cos(\omega t - \beta z)$$

и сдвинуты в пространстве на угол 90° , фазовая скорость волны равна $V_\phi = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$, а связь амплитуд напряженностей электрического и магнитного полей определяется формулой (1.3).

Запишем, в каком соотношении находятся энергии электрического и магнитного полей в плоской волне.

Плотность энергии электрического поля $w_E = \frac{\epsilon E^2}{2}$, учитывая (1.3), получаем

$$w_E = \frac{\epsilon H^2}{2} = w_H.$$

Таким образом, энергия плоской волны состоит из равных долей энергий электрического и магнитного полей.

1.6. Поляризация радиоволн

Электромагнитные волны бывают поляризованными и неполяризованными. Волны называются *поляризованными*,



ми, если направления векторов \vec{E} и \vec{H} в пространстве могут быть определены в любой момент времени. Если же направления \vec{E} и \vec{H} изменяются во времени случайным образом, то волна называется *неполяризованной*. Для радиосвязи естественно использовать поляризованные волны, что дает возможность эффективного приема радиосигналов при известном законе изменения \vec{E} и \vec{H} в пространстве.

Виды поляризации различаются законом изменения в пространстве плоскости поляризации, т.е. плоскости, проходящей через вектора \vec{E} и \vec{H} . Если плоскость поляризации остается неподвижной по мере распространения волны, то такая поляризация называется *линейной*. Примеры линейно поляризованных волн представлены на рис. 1.2.

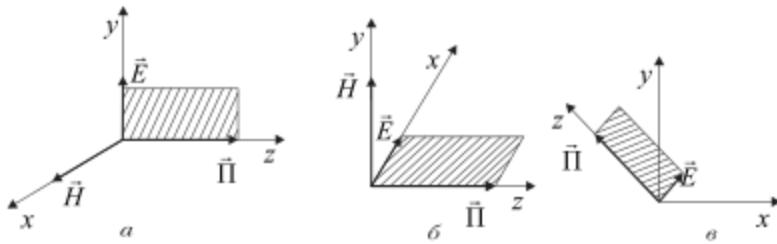


Рис. 1.2. Линейная поляризация:

- а* — вертикально поляризованные волны;
- б* — горизонтально поляризованные волны;
- в* — общий случай линейной поляризации

Вектор \vec{E} может быть расположен под углом к плоскости x или y . В этом случае он равен сумме двух векторов:

$$\vec{E} = \vec{i}_x E_x + \vec{i}_y E_y.$$

Если E_x и E_y колеблются синфазно во времени, то поляризация остается линейной. Если же антенной (при $z = 0$) возбуждаются колебания с одинаковой амплитудой E_x и E_y , сдвинутые по фазе на $\phi = \pm 90^\circ$, например:

$$E_x(t) = E_m \cos \omega t;$$

$$E_y(t) = E_m \sin \omega t,$$

то суммарный вектор \vec{E} вращается. Конец вектора \vec{E} (а следовательно, и \vec{H}) описывает окружность с центром в

начале координат. Такая поляризация называется *круговой*.

В случае неравенства амплитуд колебаний \vec{E} и \vec{H} поляризация становится *эллиптической* (рис. 1.3). Круговую и эллиптическую поляризацию называют также *вращающейся* (с левым или правым вращением).

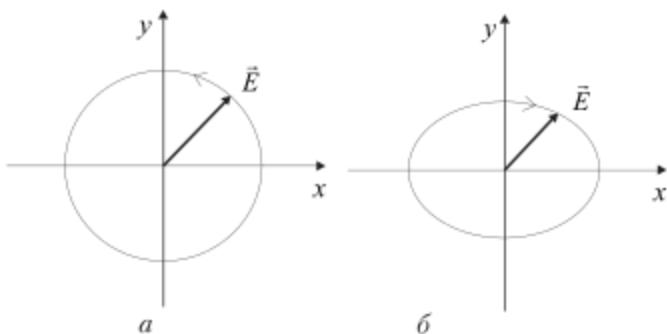


Рис. 1.3. Примеры вращающейся поляризации:

а — круговая с левым вращением ($\phi = 90^\circ$);

б — эллиптическая с правым вращением ($\phi = -90^\circ$)

При распространении волны с вращающейся поляризацией траектории концов векторов \vec{E} и \vec{H} имеют в пространстве вид винтовых линий.

1.7. Представление монохроматических волн в виде комплексных амплитуд

В случае монохроматических волн колебания в некоторой точке пространства имеют вид

$$E(t) = E_m \cos(\omega t + \varphi). \quad (1.6)$$

Функцию такого вида можно рассматривать как действительную часть показательной функции $e^{i(\omega t + \varphi)}$, где i — мнимая единица. Действительно, в соответствии с формулой Эйлера

$$e^{i(\omega t + \varphi)} = \cos(\omega t + \varphi) + i \sin(\omega t + \varphi).$$

Поскольку линейные операции — сложение, вычитание, дифференцирование и интегрирование — с комплексными числами осуществляются раздельно для действительных и мнимых частей, можно заменить функцию $\cos(\omega t + \phi)$ функцией $e^{i(\omega t + \phi)}$. При этом, совершая линейные операции над функцией, нужно помнить, что нас интересуют преобразования лишь действительных частей.

Таким образом, вместо колебаний вида (1.6) будем пользоваться формой записи

$$E(t) = E_m e^{i(\omega t + \phi)} = \dot{E} e^{i\omega t},$$

где $\dot{E} = E_m e^{i\phi}$ — комплексная амплитуда, т.е. величина, несущая информацию об амплитуде E_m и начальной фазе ϕ гармонических колебаний.

Такая замена выгодна тем, что при линейных операциях с гармоническими функциями сохраняется множитель $e^{i\omega t}$. Это очевидно в случае сложения и вычитания. Аналогично, при дифференцировании и интегрировании функции $E(t) = E_m e^{i\omega t}$

$$\frac{dE}{dt} = i\omega E_m e^{i\omega t};$$

$$\int E dt = \frac{E_m}{i\omega} e^{i\omega t}.$$

В результате множитель $e^{i\omega t}$ при преобразованиях гармонических функций можно отбросить и производить операции не с мгновенными значениями функций, а с комплексными амплитудами, что существенно упрощает анализ. При этом нужно помнить, что комплексная амплитуда производной функции равна комплексной амплитуде исходной функции, умноженной на $i\omega$, а операция интегрирования эквивалентна делению комплексной амплитуды исходной функции на $i\omega$.

Применяя метод комплексных амплитуд для бегущей волны вида

$$E(t, z) = E_m \cos(\omega t - \beta z),$$



получаем выражение для комплексной амплитуды бегущей волны

$$\dot{\vec{E}}(z) = E_m e^{-\beta z}. \quad (1.7)$$

1.8. Радиоволны в диэлектрике с потерями энергии

Для монохроматических волн удобно записать уравнения Максвелла в комплексном виде

$$\begin{aligned} \text{rot} \dot{\vec{H}} &= \dot{j}_{np} + i\omega\epsilon \dot{\vec{E}}; \\ \text{rot} \dot{\vec{E}} &= -i\omega\mu \dot{\vec{H}}; \\ \text{div} \dot{\vec{E}} &= \frac{\dot{\rho}_s}{\epsilon}; \\ \text{div} \dot{\vec{H}} &= 0, \end{aligned}$$

где $\dot{j}_{np}, \dot{E}, \dot{H}, \dot{\rho}_s$ — комплексные амплитуды соответствующих физических величин.

Комплексная диэлектрическая проницаемость среды

Учитывая (1.1), запишем для комплексных амплитуд

$$\dot{j}_{np} = g \dot{\vec{E}},$$

а первое уравнение Максвелла в комплексном виде запишется следующим образом:

$$\text{rot} \dot{\vec{H}} = i\omega \left(\epsilon - i \frac{g}{\omega} \right) \dot{\vec{E}}_m = i\omega \dot{\epsilon} \dot{\vec{E}}.$$

Величину

$$\dot{\epsilon} = \epsilon - i \frac{g}{\omega} \quad (1.8)$$

называют *комплексной диэлектрической проницаемостью* среды. Мнимая ее часть указывает на свойство среды проводить электрический ток. Величину $\dot{\epsilon}$ можно представить в виде вектора на комплексной плоскости (рис. 1.4).



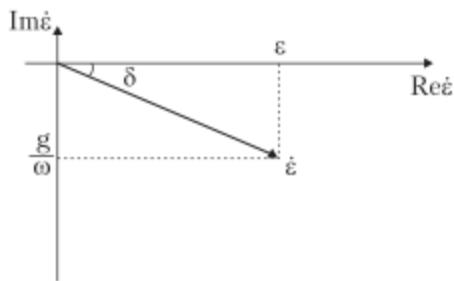


Рис. 1.4. Векторное представление комплексной диэлектрической проницаемости среды

Тангенс угла наклона вектора $\dot{\epsilon}$ к горизонтальной оси $\text{tg}\delta$ называют тангенсом угла диэлектрических потерь, который определяется по формуле

$$\text{tg}\delta = \frac{g}{\omega\epsilon}. \quad (1.9)$$

Для высококачественных диэлектриков $\text{tg}\delta \rightarrow 0$.

Диэлектрики и проводники

Как следует из (1.8) и (1.9), соотношение между мнимой и действительной частями $\dot{\epsilon}$ (т.е. $\text{tg}\delta$) зависит от частоты колебаний. Поскольку плотность тока в среде равна сумме плотностей токов проводимости и смещения:

$$\dot{j} = g\dot{E} + i\omega\epsilon\dot{E},$$

то величина $\text{tg}\delta$ равна отношению плотности тока проводимости к плотности тока смещения. Таким образом, в одной и той же среде на разных частотах могут преобладать либо только токи проводимости, либо только токи смещения, т.е. среда на одних частотах может быть проводником, а на других — диэлектриком.

Если колебания $E(t)$ и $H(t)$ происходят с частотой

$$\omega_{\text{рп}} = \frac{g}{\epsilon},$$

то

$$j_{\text{рп}} = j_{\text{см}}$$

и ω_{rp} — граничная частота.

При частотах, удовлетворяющих условию

$$\omega \ll \omega_{rp},$$

среда является проводником, а при

$$\omega \gg \omega_{rp} —$$

диэлектриком.

Комплексная амплитуда напряженности поля в среде с потерями энергии

Постоянная распространения β в идеальном диэлектрике определяется выражением (1.4), которое с учетом (1.2) принимает вид

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon \mu}.$$

В среде с потерями постоянная распространения становится комплексным числом

$$\dot{\gamma} = \omega \sqrt{(\epsilon - i \frac{g}{\omega}) \mu}.$$

Комплексную постоянную распространения запишем в виде (см. приложение 4)

$$\dot{\gamma} = \beta - i\alpha,$$

где для диэлектрика с малыми потерями

$$\alpha = 0,5g \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left[\frac{1}{m} \right].$$

Подставив в (1.7) $\dot{\gamma}$ вместо β , получим

$$\dot{E}(z) = E_m e^{-\alpha z} e^{-i\beta z}, \quad (1.10)$$

что эквивалентно записи для мгновенных значений

$$E(t, z) = E_m e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z).$$

Как очевидно, по мере распространения волны амплитуда колебаний уменьшается по закону $E_m(z) = E_m e^{-\alpha z}$. По



этой причине α называют коэффициентом затухания среды. Аналогично изменяется и напряженность магнитного поля

$$H(t, z) = H_m e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z).$$

Средняя во времени мощность электромагнитного поля, проходящего через поверхность единичной площади, определяется усредненным за период колебаний $T = \frac{2\pi}{\omega}$ вектором Пойнтинга:

$$\Pi_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T E \cdot H dt.$$

Подставив сюда $E(t, z)$ и $H(t, z)$, получим

$$\Pi_{cp} = 0,5 E_m H_m e^{-2\alpha z} = \Pi_{max} e^{-2\alpha z}.$$

Итак, в среде с потерями плотность мощности плоской электромагнитной волны уменьшается по мере удаления волны от источника со скоростью

$$10 \lg \frac{\Pi_{cp}}{\Pi_{max}} = -20 \lg e \cdot \alpha \text{ [дБ / м].}$$

1.9. Радиоволны в проводниках. Скин-эффект

В радиосистеме волны распространяются либо в свободном пространстве, либо в линиях передачи — направляющих системах. Линия передачи представляет собой совокупность проводников и диэлектрика. Волна распространяется в диэлектрике и попадает на границу раздела диэлектрик — проводник.

В результате возникает волна, отраженная и преломленная, уходящая вглубь проводника. Можно показать, что в проводниках угол преломления $\beta \approx 0$ независимо от угла падения, т.е. преломленная волна уходит в проводник почти по нормали к границе раздела сред (рис. 1.5).



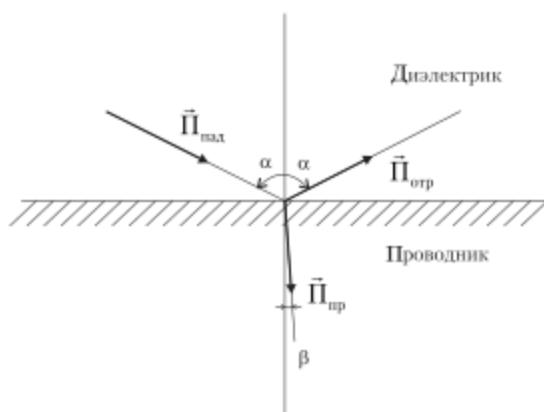


Рис. 1.5. Падение плоской волны на границу дизэлектрик – проводник.

Вектор Пойнтинга: $\vec{P}_{\text{пад}}$ – падающей волны, $\vec{P}_{\text{отр}}$ – отраженной волны, $\vec{P}_{\text{пр}}$ – преломленной волны

На рис. 1.6 показана часть проводника и направления координатных осей. Как очевидно, электрическое поле, а следовательно, и ток проводимости сосредоточены вблизи поверхности проводника. Явление протекания переменного тока у поверхности проводника называется поверхностным эффектом, или скин-эффектом.

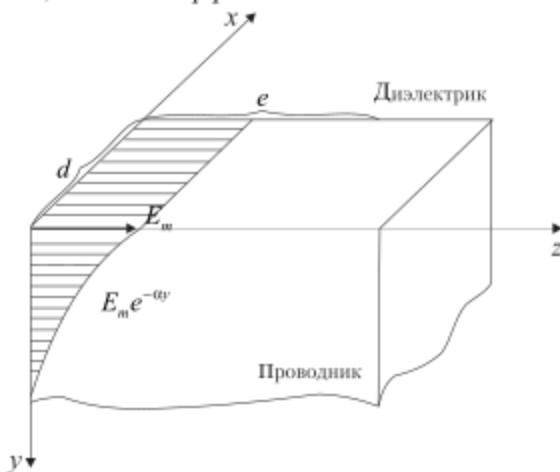


Рис. 1.6. Скин-эффект в проводнике

Составляющая напряженности электрического поля E , касательная к границе раздела сред, имеет в точке касания амплитуду колебания E_m . В соответствии с (1.10) комплексная амплитуда зависит от координаты y следующим образом:

$$\dot{E}_m(y) = E_m e^{-\alpha y} e^{-i\beta y}. \quad (1.11)$$

Коэффициент затухания в проводнике (см. приложение 4)

$$\alpha \equiv \sqrt{\pi f \mu g} \left[\frac{1}{m} \right]. \quad (1.12)$$

В проводнике α значительно выше, чем в диэлектрике, поэтому амплитуда колебаний E быстро уменьшается по мере проникновения поля в глубину проводника. То же действительно и для напряженности магнитного поля H . В результате в проводнике электромагнитное поле расположено в достаточно тонком поверхностном слое.

Глубину проникновения поля в проводник оценивают глубиной скин-слоя $h_{\text{ск}}$, т.е. величиной $y = h_{\text{ск}}$, при которой амплитуда колебаний поля уменьшается в e раз по сравнению со значением на поверхности. Из (1.11) следует, что глубина скин-слоя

$$h_{\text{ск}} = \frac{1}{\alpha}, \quad (1.13)$$

или с учетом (1.12)

$$h_{\text{ск}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu g}},$$

где f — частота колебаний поля; g — электропроводность проводника.

Сопротивление проводника переменному току

В результате того, что напряженность электрического поля сосредоточена вблизи поверхности проводника, переменный электрический ток протекает в относительно узком приповерхностном слое, что следует из закона Ома: $\vec{j}_{\text{пр}} = g \vec{E}$. Поэтому сопротивление переменному току оказывается выше, чем постоянному.

Получим выражение для сопротивления отрезка проводника длиной l , шириной d и бесконечной глубиной (координата y меняется от 0 до ∞). В соответствии с (1.11) плотность тока



$$j_{\text{пр}} = gE_m e^{-\alpha y} e^{-i\beta y}.$$

Комплексная амплитуда тока, проходящего через попечное сечение проводника шириной d и бесконечной глубиной,

$$\bar{I}_{\text{пр}} = \int_S \bar{j} d\bar{S} = \int_{x=0}^d \int_{y=0}^{\infty} gE_m e^{-\alpha y} e^{-i\beta y} dy dx,$$

или

$$\bar{I}_{\text{пр}} = gE_m \cdot d \int_{y=0}^{\infty} e^{-\alpha y} e^{-i\beta y} dy = \frac{gE_m d}{\alpha + i\beta}.$$

Комплексная амплитуда напряжения на проводнике длиной l

$$\dot{U}_m = E_m l.$$

Отсюда сопротивление проводника

$$Z = \frac{\dot{U}_m}{I} = \frac{E_m l (\alpha + i\beta)}{gE_m d} = \frac{l\alpha}{gd} + i \frac{l\beta}{gd} = R + iX.$$

Очевидно, что сопротивление Z имеет действительную часть

$$R = \frac{l\alpha}{gd}$$

и минимую часть индуктивного характера

$$X = \frac{l\beta}{gd}.$$

Учитывая (1.13), получаем, что активное сопротивление проводника переменному току

$$R = \frac{l}{gd h_{\text{ек}}}, \quad (1.14)$$

т.е. оно равно сопротивлению проводника постоянному току, если высота проводника $h = h_{\text{ек}}$.

Как следует из (1.14), при изготовлении проводников для переменного тока толщину металлизации нецелесообразно устанавливать существенно больше $h_{\text{ек}}$. На практике толщину металлизации выбирают с запасом в пределах

$$h = (2 \div 3)h_{\text{ек}}.$$



Глава 2

РАДИОВОЛНЫ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Для передачи энергии электромагнитного поля от передатчика к передающей антенне, от приемной антенны к приемнику, от каскада к каскаду в радиосистеме применяют линии передачи. Иначе их называют фидерные линии (от англ. «feed» — питать). Например, фидерная линия, ведущая от генератора электромагнитных колебаний к антenne, — это линия, питающая антенну электромагнитной энергией.

2.1. Типы передающих линий

В современных радиосистемах используют в основном четыре типа передающих линий — двухпроводную, коаксиальную, микрополосковую и волноводную (рис. 2.1).

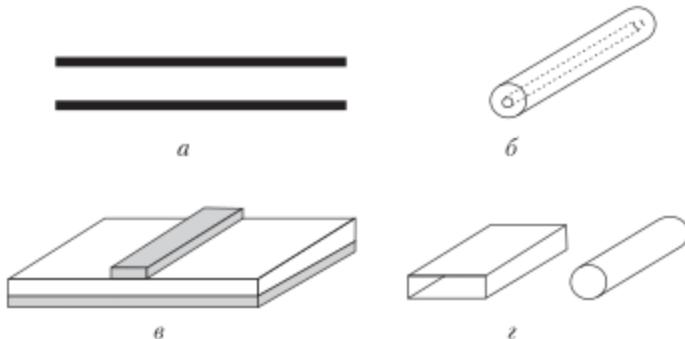


Рис. 2.1. Типы линий передачи:
а — двухпроводная; б — коаксиальная; в — микрополосковая;
г — волноводная (прямоугольный и круглый волноводы)

Простейшей линией является *двуихпроводная*, которая состоит из двух параллельных металлических проводни-

ков. Если один провод расположен внутри другого, получается *коаксиальная линия*, или коаксиальный кабель. В каскадах сверхвысоких частот (СВЧ) применяют *микрополосковую линию* (МПЛ), а также *волноводы* — трубы прямоугольного и круглого сечения. МПЛ — это два параллельных проводника — узкий и широкий, разделенных диэлектрической подложкой.

В линиях передачи электромагнитное поле существует в пространстве около проводников, а сами проводники по-добны рельсам, задающим направление движения энергии поля.

Пространство между проводниками может быть ничем не заполненным. В этом случае линия называется воздушной. Если между проводниками имеется диэлектрик, то это линия с диэлектрическим заполнением.

Для того чтобы определить структуру электромагнитного поля в линии передачи, рассмотрим модель, справедливую для всех типов линий, — это две параллельные бесконечные плоскости (рис. 2.2).

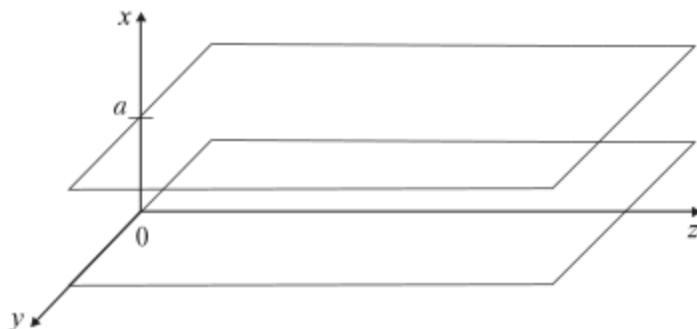


Рис. 2.2. Модель передающей линии

Решим уравнения Максвелла для линии передачи, образованной двумя параллельными плоскостями, при следующих допущениях:

- 1) плоскости, идеально проводящие, т.е. удельная электропроводность материала плоскости $g \rightarrow \infty$;
- 2) диэлектрик между плоскостями идеальный, т.е. его удельная электропроводность $g_{\text{диэл}} = 0$;
- 3) волны распространяются вдоль оси z ;

4) вдоль оси z плоскости бесконечны и электромагнитное поле вдоль этой оси не меняется;

5) линия возбуждается источником монохроматического поля.

При сделанных допущениях первое и второе уравнения Максвелла для комплексных амплитуд имеют следующий вид:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = i\omega\epsilon \vec{E};$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -i\omega\mu \vec{H}.$$

Раскрывая их и учитывая, что производные составляющих поля по оси z равны 0, получаем две системы уравнений: первая — относительно переменных $\dot{H}_y, \dot{E}_x, \dot{E}_z$

$$\begin{aligned} \frac{d\dot{H}_y}{dz} &= -i\omega\epsilon \dot{E}_x; \\ \frac{d\dot{E}_z}{dx} - \frac{d\dot{E}_x}{dz} &= i\omega\mu \dot{H}_y; \\ \frac{d\dot{H}_y}{dx} &= i\omega\epsilon \dot{E}_z, \end{aligned} \quad (2.1)$$

вторая — относительно переменных $\dot{E}_y, \dot{H}_x, \dot{H}_z$

$$\begin{aligned} \frac{d\dot{E}_y}{dz} &= i\omega\mu \dot{H}_x; \\ \frac{d\dot{E}_y}{dx} &= -i\omega\mu \dot{H}_z; \\ \frac{d\dot{H}_z}{dx} - \frac{d\dot{H}_x}{dz} &= -i\omega\epsilon \dot{E}_y. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Система уравнений (2.1) описывает поля, у которых вектор напряженности магнитного поля \vec{H} перпендикулярен направлению его распространения z , в то время как вектор \vec{E} имеет проекцию на ось z . Такие поля называют поперечно-магнитными (Transverse Magnetic Waves), или полями TM -типа. Иначе их называют полями E -типа.

Система уравнений (2.2) относится к поперечно-электрическим полям (Transverse Electrical Waves), т.е. полям

TE-типа (или полям *H*-типа), поскольку здесь вектор напряженности электрического поля \vec{E} перпендикулярен направлению распространения z (рис. 2.3). Рассмотрим структуру полей волн различных типов более подробно.

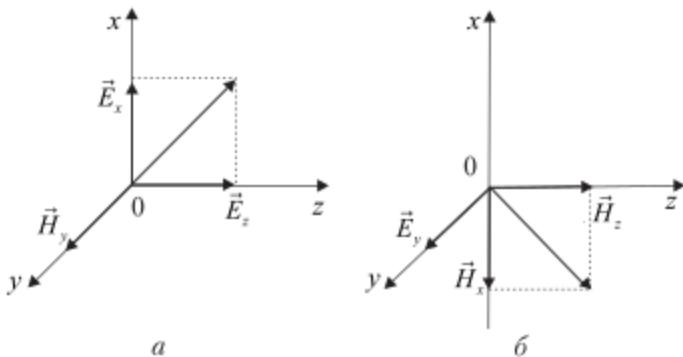


Рис. 2.3. Возможные типы полей в передающих линиях:
а — *TM*-волны; б — *TE*-волны

2.2. Поперечно-магнитные волны

Из системы (2.1) исключим \dot{E}_x и \dot{E}_z и составим одно уравнение относительно \dot{H}_y :

$$\frac{d^2 \dot{H}_y}{dx^2} + \frac{d^2 \dot{H}_y}{dz^2} + \omega^2 \epsilon \mu \dot{H}_y = 0. \quad (2.3)$$

Получили уравнение эллиптического типа, для однозначного решения которого требуется задание граничных условий [2].

Рассматриваемая линия передачи ограничена плоскостями, имеющими значения координаты x , соответственно $x = 0$ и $x = a$.

На границе с проводником вектор \vec{E} расположен таким образом, что может быть представлен суммой нормальной $E_{\text{нор}}$ и касательной $E_{\text{кас}}$ составляющих (рис. 2.4).

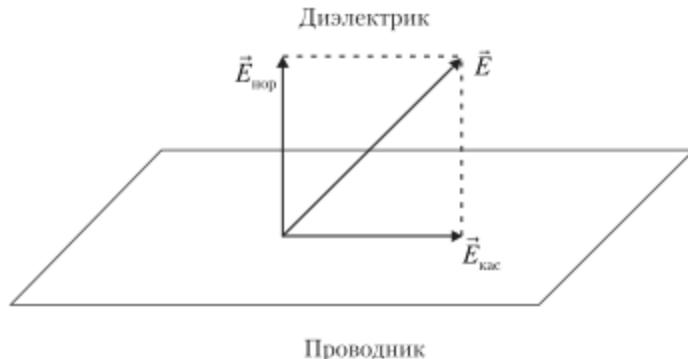


Рис. 2.4. Электрическое поле на границе диэлектрик – проводник

Наличие касательной составляющей электрического поля вызывает появление электрического тока плотностью

$$j_{\text{пр}} = g E_{\text{kac}},$$

где g – удельная электропроводность проводника.

Поскольку плотность тока конечна, а проводимость идеального проводника $g \rightarrow \infty$, то должно выполняться условие $E_{\text{kac}} = 0$ при $x = 0, x = a$. В соответствии с третьим уравнением системы (2.1) граничные условия для уравнения (2.3) запишем следующим образом:

$$\frac{dH_y}{dx} = 0 \quad \text{при } x = 0, x = a. \quad (2.4)$$

В приложении 5 получено решение уравнения (2.3) с граничными условиями (2.4). При отсутствии отражений оно может быть записано в следующем общем виде:

$$H_y(x, z) = H_{\text{пр}} \cos \frac{m\pi}{a} x e^{-\gamma z},$$

где $H_{\text{пр}}$ – амплитуда напряженности магнитного поля прямой волны при $z = 0$ ($m = 0, 1, 2, 3, \dots$);

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \beta^2};$$

$$\beta = \frac{\omega}{v}.$$

При выполнении условия $\beta > \frac{m\pi}{a}$ имеем

$$\gamma = i\beta_m,$$

где

$$\beta_m = \beta \sqrt{1 - \left(\frac{m\pi}{a\beta} \right)^2}$$

или

$$\beta_m = \beta \sqrt{1 - \left(\frac{f_{kp}}{f} \right)^2}, \quad (2.5)$$

критическая частота

$$f_{kp} = \frac{mv}{2a}. \quad (2.6)$$

В результате поле принимает вид бегущей волны

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_y(x, z) &= H_{up} \cos \frac{m\pi}{a} x e^{-\beta_m z} \dots \\ \dot{E}_x(x, z) &= \rho H_{up} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{kp}}{f} \right)^2} \cos \frac{m\pi}{a} x e^{-\beta_m z} \dots \\ \dot{E}_z(x, z) &= i\rho H_{up} \frac{f_{kp}}{f} \sin \frac{m\pi}{a} x e^{-\beta_m z} \dots \end{aligned} \right\}, \quad (2.7)$$

где

$$\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}.$$

Таким образом, в линиях передачи возможно существование бесконечного числа поперечно-магнитных волн типа E_m , отличающихся числом m , которые распространяются вдоль оси z , если частота колебаний источника $f > f_{kp}$.

Если в выражениях (2.7) и (2.6) установить $m = 0$, то получим поле, имеющее две взаимно перпендикулярные составляющие \dot{H}_y и \dot{E}_x . Такое поле называется поперечно-электромагнитным (Transverse Electro-Magnetic), или полем *TEM*-типа.

TEM-волны существуют при любых частотах f (т.е. $f_{kp} = 0$) и имеют такую же структуру, как и волны в свободном пространстве.



2.3. Поперечно-электрические волны

Решая уравнения системы (2.2), получаем выражение для составляющих поля поперечно-электрического типа (TE - или H -волны):

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_y(x, z) &= E_{\text{np}} \sin \frac{m\pi}{a} x e^{-\beta_m z} \dots \\ \dot{H}_x(x, z) &= -\frac{E_{\text{np}}}{\rho} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{kp}}}{f} \right)^2} \sin \frac{m\pi}{a} x e^{-\beta_m z} \dots \\ \dot{H}_z(x, z) &= i \frac{E_{\text{np}} f_{\text{kp}}}{\rho f} \cos \frac{m\pi}{a} x e^{-\beta_m z} \dots \end{aligned} \right\}, \quad (2.8)$$

где E_{np} — амплитуда колебаний напряженности электрического поля прямой волны при $z = 0$; $\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ — волновое сопротивление среды. Постоянная распространения β_m определяется выражением (2.5), критическая частота f_{kp} — формулой (2.6).

Из (2.8) очевидно, что существует бесконечное число типов поперечно-электрических волн типа H_m , соответствующих разным $m = 1, 2, 3, \dots$. При $m = 0$ все составляющие поля равны нулю.

Так же, как и поперечно-магнитные поля, H -волны распространяются вдоль оси z , если частота колебаний источника превышает критическую частоту f_{kp} , определяемую выражением (2.6).

2.4. Фазовая и групповая скорости волн

Фазовая скорость движения волн типа E_m и H_m , т.е. скорость распространения гармонических колебаний одной фазы, определяется выражением

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta_m}.$$

Подставив сюда выражение (2.5) и $\beta = \frac{\omega}{v}$, получим

$$v_\phi = \frac{v}{\sqrt{1 - (f_{\text{kp}}/f)^2}}, \quad (2.9)$$

где $v = 1/\sqrt{\epsilon\mu}$ — скорость света в среде.



Отсюда очевидно, что фазовая скорость TM - и TE -волны всегда больше скорости света. Следует отметить, что фазовая скорость E - и H -волн зависит от частоты колебаний f . Зависимость v_ϕ от f называется *дисперсией*, а среда, в которой наблюдается дисперсия, — дисперсионной. Таким образом, линии передачи, в которых распространяются поперечно-магнитные или поперечно-электрические волны, являются дисперсными.

Помимо фазовой для характеристики движения радиоволн применяют понятие групповой скорости v_{gp} . Она введена для оценки движения радиосигнала.

Радиосигналом называются высокочастотные колебания, модулированные низкочастотными колебаниями, содержащими информацию. Групповая скорость — это скорость перемещения информации. Одновременно групповая скорость является скоростью перемещения энергии.

При движении радиосигнала имеем не монохроматическую волну, а волну, содержащую спектр частот. Если радиосигнал узкополосный, т.е. ширина спектра $\Delta\omega$ много меньше средней частоты ω , то групповая скорость определяется по формуле [1]:

$$v_{gp} = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1}. \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) можно применить и к линиям передачи, определяя тем самым скорость перемещения энергии. Если в линии распространяется TEM -волна, для которой $\beta = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$, то из (2.10) следует, что

$$v_{gp} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}},$$

т.е. равна скорости света v в однородной среде.

При распространении волн E_m и H_m в формулу (2.10) вместо β следует подставить фазовый множитель β_m , определяемый выражением (2.5). В результате получим

$$v_{gp} = v\sqrt{1 - (f_{gp}/f)^2}. \quad (2.11)$$

Отсюда очевидно, что групповая скорость меньше скорости света v в среде. Объединяя выражения (2.9) и (2.11), запишем

$$v_\phi v_{gp} = v^2.$$



2.5. Длина волны в линии

Как известно, длина волны в линии — это расстояние, проходимое волной за период колебаний T :

$$\lambda_{\text{л}} = v_{\phi} T,$$

где v_{ϕ} — фазовая скорость, определяемая по (2.9).

Если в линии распространяется TEM -волну, то фазовая скорость равна v — скорости света в среде. Поскольку

$$\epsilon = \epsilon' \epsilon_0, \mu = \mu' \mu_0, \text{ а скорость света в вакууме } c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}, \text{ то}$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon' \mu'}},$$

$$\lambda_{\text{л}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon' \mu'}}, \quad (2.12)$$

где ϵ', μ' — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, заполняющего линию; $\lambda_0 = c/f$ — длина волны в вакууме.

В случае распространения волн типа E_m и H_m

$$\lambda_{\text{л}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon' \mu'}} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_{\text{кр}} / f)^2}}. \quad (2.13)$$

Из соотношений (2.12) и (2.13) следует, что $\lambda_{\text{л}}$ уменьшается при заполнении линии диэлектриком или магнитным материалом и увеличивается при возбуждении поперечно-магнитных и поперечно-электрических волн.

2.6. Затухающие электромагнитные поля

Если к линии подключен источник, генерирующий колебания, частота которых меньше критической, определяемой формулой (2.6), то система уравнений (2.1) имеет следующее решение (см. приложение 5):



$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_y(x, z) &= H_{y0}(x) e^{-\gamma z}, \\ \dot{E}_x(x, z) &= -i E_{x0}(x) e^{-\gamma z}, \\ \dot{E}_z(x, z) &= i E_{z0}(x) e^{-\gamma z}, \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

где $H_{y0}(x), E_{x0}(x), E_{z0}(x)$ — зависящие от x амплитуды колебаний напряженности поля в точке $z = 0$;

$$\gamma = \beta \sqrt{\left(\frac{f_{\text{вр}}}{f}\right)^2 - 1} \text{ — действительное число.}$$

Из (2.14) очевидно, что амплитуда колебаний, возбуждаемых в линии в точке $z = 0$, уменьшается с ростом z , причем быстрота затухания тем больше, чем сильнее отличаются f от $f_{\text{вр}}$. При любых z колебания синфазны, т.е. движение волны отсутствует.

Как следует из (2.14), колебания $H(t)$ и $E(t)$ происходят с фазовым сдвигом, равным 90° , поэтому средний во времени вектор Пойнтинга равен нулю, т.е. электромагнитное поле не переносит энергии.

2.7. Радиоволны в прямоугольном волноводе

Прямоугольный волновод (рис. 2.5) — широко используемая линия передачи, обладающая наименьшими потерями энергии по сравнению с другими типами линий.

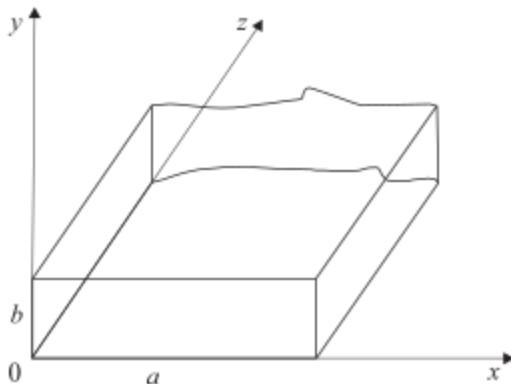


Рис. 2.5. Прямоугольный волновод

Поперечным сечением волновода является прямоугольник, широкая сторона которого равна a , узкая — b .

Для нахождения электромагнитного поля внутри волновода следует решить уравнения Максвелла с граничными условиями

$$E_{\text{zac}} = 0 \quad \text{при } x = 0, x = a, y = 0, y = b.$$

Проведя преобразования, аналогичные тем, которые были проделаны при нахождении поля между параллельными плоскостями, найдем выражения для составляющих поля в волноводе. Здесь также имеются две группы полей:

- поперечно-электрические, или TE -типа (H -типа),
- поперечно-магнитные, или TM -типа (E -типа).

Поле H -типа имеет составляющие E_x, E_y, H_x, H_y, H_z , а поле E -типа — E_x, E_y, E_z, H_x, H_y .

Радиоволны H -типа

Поперечно-электрические поля имеют следующие составляющие:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_x &= n\dot{E}_{x0} \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta_{mn} z}, \\ \dot{E}_y &= m\dot{E}_{y0} \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta_{mn} z}, \\ \dot{H}_x &= m\dot{H}_{x0} \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta_{mn} z}, \\ \dot{H}_y &= n\dot{H}_{y0} \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta_{mn} z}, \\ \dot{H}_z &= \dot{H}_{z0} \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y \cdot e^{-j\beta_{mn} z}, \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

где $m = 0, 1, 2, \dots$; $n = 0, 1, 2, \dots$;

$$\beta_{mn} = \beta \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{kp}}}{f} \right)^2}. \quad (2.16)$$

Очевидно, что поле имеет вид бегущей волны при $f > f_{\text{kp}}$, где

$$f_{\text{kp}} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2}. \quad (2.17)$$



В волноводе может распространяться бесконечное число волн H_{mn} , соответствующих разным значениям m и n . Для того чтобы расширить диапазон пропускаемых частот, следует, по возможности, уменьшить критическую частоту f_{kp} . С этой целью нужно возбуждать волны, у которых m и n минимальны.

Как очевидно из выражений для составляющих поля, не существует волны H_{00} . Простейшими типами колебаний являются H_{10} и H_{01} . Так как $a > b$, то из (2.17) следует, что наименьшая критическая частота у волны H_{10} . Именно она главным образом используется на практике.

Волна H_{10}

Подставим в (2.15) $m = 1$, $n = 0$, тогда получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_y &= \dot{E}_{y0} \sin \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j\beta_{10} z}, \\ \dot{H}_x &= \dot{H}_{x0} \sin \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j\beta_{10} z}, \\ \dot{H}_z &= \dot{H}_{z0} \cos \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j\beta_{10} z}, \end{aligned} \right\}$$

где β_{10} — постоянная распространения волн H_{10} , определяемая выражением (2.16), а критическая частота

$$f_{kp} = \frac{v}{2a}.$$

Поскольку $f_{kp} = \frac{v}{\lambda_{kp}}$, где λ_{kp} — критическая длина волны в диэлектрике, заполняющем волновод, то

$$\lambda_{kp} = 2a.$$

Длина волны в волноводе определяется соотношением (2.13), справедливым для волн H - и E -типа.

На рис. 2.6 приведено распределение линий напряженности E и H в случае возбуждения волн H_{10} .



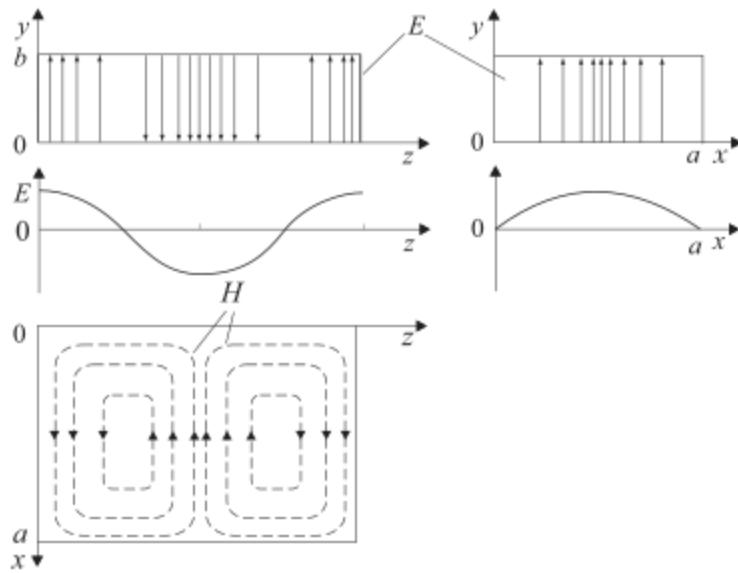
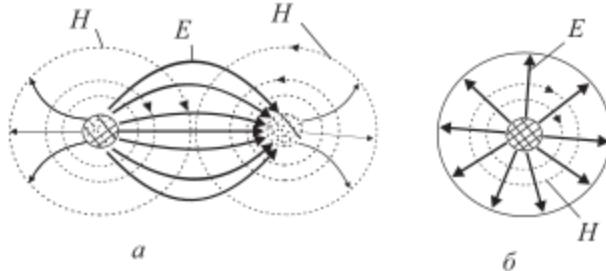


Рис. 2.6. Картины силовых линий поля H_{10}

2.8. Волны TEM -типа

Как было отмечено в параграфе 2.2, поперечные электромагнитные поля (TEM -типа) существуют в линии передачи при любых частотах колебаний, в том числе при $f = 0$, т.е. при протекании постоянного тока. Поэтому TEM -волны могут распространяться в тех линиях передачи, которые пропускают постоянный ток, т.е. в двухпроводных, коаксиальных и микрополосковых линиях (см. рис. 2.1).

На рис. 2.7 изображены распределения электрических и магнитных силовых линий в линиях передачи TEM -волны, справедливые для некоторого момента времени.



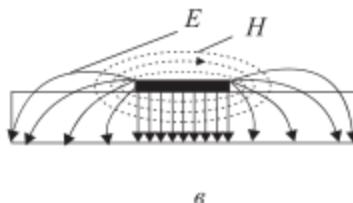


Рис. 2.7. Распределение силовых линий электрического (*E*) и магнитного (*H*) полей в линиях передачи с *TEM*-волной:
a — двухпроводной; *b* — коаксиальной; *c* — микрополосковой

Помимо главной особенности таких *TEM*-волн — отсутствии граничной частоты, эти волны имеют следующие свойства.

1. Фазовая скорость не зависит от частоты колебаний и равна скорости света в среде

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon' \mu'}}.$$

Для немагнитных сред ($\mu' = 1$)

$$v_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon'}}. \quad (2.18)$$

В микрополосковой линии среда неоднородна по сечению, поэтому в (2.18) нужно подставить некоторую эффективную относительную диэлектрическую проницаемость ϵ'_{ϕ} , которая заключена в пределах

$$1 < \epsilon'_{\phi} < \epsilon',$$

где ϵ' — относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

2. Длина волны в линии передачи не зависит от частоты колебаний *f*:

$$\lambda_x = \frac{v_{\phi}}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon' \mu'}}.$$

Для линии с немагнитным заполнением

$$\lambda_x = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon'}}.$$

3. Поскольку структура поля в линии передачи такая же, как и при протекании постоянного тока, а статическое электрическое поле потенциально, то и для переменных полей можно использовать понятие потенциала $\phi = \int \mathbf{E} dx$. Это дает возможность перехода при расчете поля от дифференциальной векторной величины $\vec{E}(t, x, y, z)$ к интегральной скалярной величине $U(t, x)$, где U – разность потенциалов, или напряжение. В результате вместо расчета трех проекций вектора \vec{E} , зависящих от четырех переменных, достаточно найти одну величину U как функцию двух переменных. Это значительно упрощает расчет.

4. Вектор плотности тока \vec{j} в линиях с *TEM*-волной имеет составляющую, направленную вдоль оси распространения (оси x). Поэтому вместо дифференциальной векторной величины $\vec{j}(t, x, y, z)$ можно перейти к интегральной скалярной величине – току $I(t, x)$.

2.9. Телеграфные уравнения

Получим соотношения между напряжением U и током I в линии передачи с *TEM*-волной, которые позволят анализировать распространение электромагнитной волны в линии, не решая уравнения Максвелла. С этой целью рассмотрим небольшой отрезок коаксиальной линии длиной Δx (рис. 2.8).

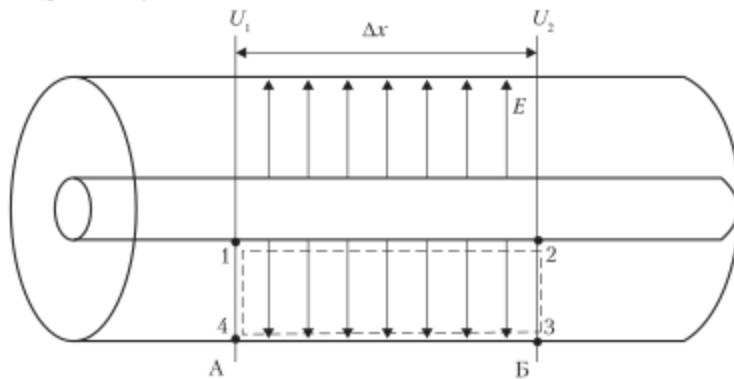


Рис. 2.8. Отрезок коаксиальной линии.
Пунктир – линия интегрирования

Полагаем, что напряжение в сечении плоскости А равно U_1 , а в сечении плоскости Б – U_2 . Линию считаем не имею-

щей потерь, обладающей погонной индуктивностью L_1 и погонной емкостью C_1 (L_1, C_1 — это соответственно индуктивность и емкость линии длиной 1 м).

Воспользуемся интегральной записью второго уравнения Максвелла

$$\oint \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt},$$

где магнитный поток представим в виде

$$\Phi = LI. \quad (2.19)$$

Здесь L — индуктивность отрезка линии, определяемая погонной индуктивностью L_1 и длиной Δx :

$$L = L_1 \cdot \Delta x. \quad (2.20)$$

Контур интегрирования 1–2–3–4 изображен на рис. 2.8. Итак, с учетом (2.19)

$$\oint_{1-2-3-4} \vec{E} d\vec{l} = \int_1^2 \vec{E} d\vec{l} + \int_2^3 \vec{E} d\vec{l} + \int_3^4 \vec{E} d\vec{l} + \int_4^1 \vec{E} d\vec{l} = -L \frac{dI}{dt}.$$

Поскольку скалярное произведение векторов $\vec{E} d\vec{l} = \vec{E} dl \times \cos \alpha$, где α — угол между векторами \vec{E} и $d\vec{l}$, то

$$\int_1^2 \vec{E} d\vec{l} = \int_3^4 \vec{E} d\vec{l} = 0.$$

Учитывая связь напряженности электрического поля E с потенциалом $\phi = -\int E dx$, запишем

$$\int_2^3 \vec{E} d\vec{l} = U_2, \quad \int_4^1 \vec{E} d\vec{l} = -U_1.$$

Принимая во внимание (2.20), получаем

$$U_2 - U_1 = -L_1 \frac{dI}{dt} \cdot \Delta x,$$

или, обозначив $U_2 - U_1 = \Delta U$,

$$\frac{\Delta U}{\Delta x} = -L_1 \frac{dI}{dt}.$$

В пределе при $\Delta x \rightarrow 0$ окончательно запишем

$$\frac{dU}{dx} = -L_1 \frac{dI}{dt}. \quad (2.21)$$



Переход от \vec{j} к I

Воспользуемся определением силы тока

$$I = -\frac{dq}{dt},$$

где заряд $Q = CU$, C — емкость линии, определяемая погонной емкостью C_1 и длиной Δx , т.е. $C = C_1 \Delta x$.

Связь силы тока I с плотностью тока \vec{j} определяется следующим соотношением:

$$I = \int_S \vec{j} d\vec{S}.$$

Выберем в качестве поверхности интегрирования цилиндрическую поверхность, охватывающую внутренний проводник коаксиальной линии (рис. 2.9).

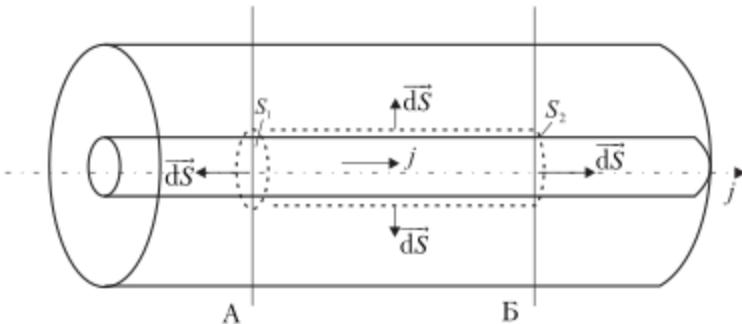


Рис. 2.9. Пояснение перехода от \vec{j} к I

Тогда $\int_S \vec{j} d\vec{S} = \int_{-S_1}^{S_1} \vec{j} d\vec{S} + \int_{S_1}^{S_2} \vec{j} d\vec{S} = I_2 - I_1 = \Delta I$ (интеграл по боковой поверхности равен нулю)
и

$$\Delta I = -\Delta x \cdot C_1 \frac{dU}{dt}.$$

Окончательно при переходе к пределу при $\Delta x \rightarrow 0$ имеем

$$\frac{dI}{dx} = -C_1 \frac{dU}{dt}. \quad (2.22)$$

Уравнения (2.21) и (2.22) называют телеграфными. Их решение дает возможность найти ток I и напряжение U как функции времени и координаты x .

2.10. Решение телеграфных уравнений

Продифференцировав уравнение (2.21) по координате x , а уравнение (2.22) по времени t и исключив ток I , получим волновое уравнение для напряжения U :

$$\frac{d^2U}{dx^2} - L_1 C_1 \frac{d^2U}{dt^2} = 0. \quad (2.23)$$

Будем полагать для простоты, что к линии подводятся колебания одной частоты ω . Тогда решение уравнения (2.23) может быть записано в виде монохроматических волн

$$U(t, x) = U_{\text{пад}} \cos(\omega t - \beta x) + U_{\text{отр}} \cos(\omega t + \beta x), \quad (2.24)$$

где первое слагаемое в правой части уравнения описывает падающую волну, бегущую по линии в положительном направлении оси x , а второе слагаемое — отраженную волну, распространяющуюся в отрицательном направлении оси x .

В решении (2.24) $U_{\text{пад}}$, $U_{\text{отр}}$ — амплитуды падающей и отраженной волн (начальные фазы при $t = 0$ и $x = 0$ считаем равными нулю); β — постоянная распространения

$$\beta = \frac{\omega}{v},$$

v — скорость волны в линии

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}.$$

Волновое уравнение может быть записано и для тока

$$\frac{d^2I}{dx^2} - L_1 C_1 \frac{d^2I}{dt^2} = 0,$$

его решение имеет вид

$$I(t, x) = I_{\text{пад}} \cos(\omega t - \beta x) + I_{\text{отр}} \cos(\omega t + \beta x).$$

Как было отмечено в параграфе 1.7, монохроматические волны удобно представлять в виде комплексных амплитуд



$$\dot{U}(x) = U_{\text{над}} e^{-j\beta x} + U_{\text{отр}} e^{j\beta x};$$

$$\dot{I}(x) = I_{\text{над}} e^{-j\beta x} + I_{\text{отр}} e^{j\beta x}.$$

Связь между $U_{\text{над}}$ и $I_{\text{над}}$ можно получить, подставив в первое телеграфное уравнение (2.21) мгновенные значения напряжения и тока в линии передачи.

В результате будем иметь

$$I_{\text{над}} = \frac{U_{\text{над}}}{\rho},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ — волновое сопротивление линии.

Аналогично можно найти связь $U_{\text{отр}}$ с $I_{\text{отр}}$:

$$I_{\text{отр}} = -\frac{U_{\text{отр}}}{\rho}.$$

2.11. Режимы работы линий передачи

Допустим, к входу линии передачи длиной l подключен источник гармонического напряжения с частотой ω и амплитудой $U_{\text{над}}$, а в конце линии имеется нагрузка сопротивлением z_n (рис. 2.10).

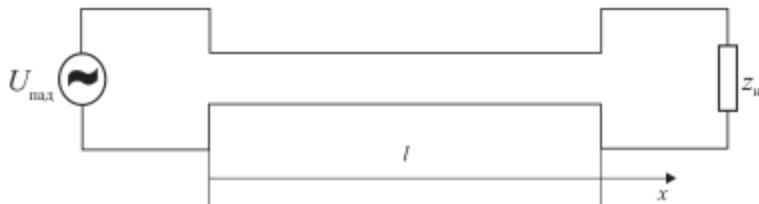


Рис. 2.10. Линия передачи

Режим бегущей волны

Если в линии отсутствует отраженная волна, то имеем режим бегущей волны

$$\dot{U}(x) = U_{\text{пад}} e^{-\beta x};$$

$$\dot{I}(x) = I_{\text{пад}} e^{-\beta x}.$$

Очевидно, что в любом сечении z линии передачи имеются колебания напряжения $U(t)$ с одинаковой амплитудой $U_{\text{пад}}$ и колебания тока $I(t)$ с неизменяющейся амплитудой $I_{\text{пад}}$.

Мгновенная фаза колебаний

$$\psi = \omega t - \beta x$$

зависит от координаты.

Особенностью режима бегущей волны является постоянство сопротивления линии при любых x :

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \rho.$$

Получим выражение для средней по времени мощности колебаний в режиме бегущей волны

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T U \cdot I dt. \quad (2.25)$$

Мгновенные значения напряжения и тока в линии

$$U(t, x) = U_{\text{пад}} \cos(\omega t - \beta x);$$

$$I(t, x) = I_{\text{пад}} \cos(\omega t - \beta x).$$

Подставив эти выражения в (2.25), получим

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{пад}}^2}{\rho}.$$

Режим стоячих волн

Допустим, что в линии имеется отраженная волна, амплитуда которой равна амплитуде падающей волны

$$\dot{U}_{\text{отр}} = \dot{U}_{\text{пад}} e^{i\phi_{\text{отр}}}.$$

В этом случае напряжение в линии

$$U(t, x) = U_{\text{пад}} \cos(\omega t - \beta x) + U_{\text{пад}} \cos(\omega t + \beta x + \phi_{\text{отр}}).$$

После некоторых преобразований получим



$$U(t, x) = 2U_{\max} \cos\left(\omega t + \frac{\Phi_{\text{отр}}}{2}\right) \cos\left(\beta x + \frac{\Phi_{\text{отр}}}{2}\right). \quad (2.26)$$

В этом случае колебания напряжения в линии происходят синфазно, независимо от координаты x . Амплитуда колебаний изменяется вдоль линии по закону косинуса (рис. 2.11) в зависимости от x :

$$U = 2U_{\max} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_a} x + \frac{\Phi_{\text{отр}}}{2}\right).$$

Можно получить аналогичные выражения для тока в линии

$$I(t, x) = \frac{U_{\max}}{\rho} \cos(\omega t - \beta x) - \frac{U_{\max}}{\rho} \cos(\omega t + \beta x + \Phi_{\text{отр}}),$$

или

$$I(t, x) = \frac{2U_{\max}}{\rho} \sin\left(\omega t + \frac{\Phi_{\text{отр}}}{2}\right) \sin\left(\beta x + \frac{\Phi_{\text{отр}}}{2}\right). \quad (2.27)$$

Амплитуда колебаний тока также меняется в зависимости от x (см. рис. 2.11).

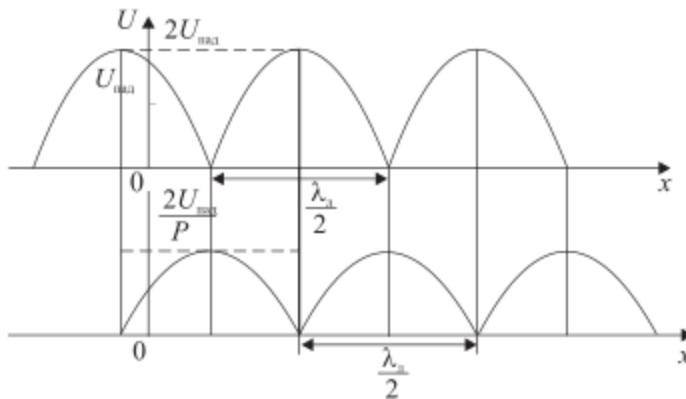


Рис. 2.11. Распределение амплитуд колебаний напряжения и тока вдоль линии в режиме стоячей волны

Нетрудно заметить, что в линии имеются сечения, где амплитуда колебаний максимальна, она в два раза больше амплитуды источника. Эти сечения называются пучностя-

ми. В других сечениях колебания отсутствуют, это — узлы. Пучности (а также узлы) отстают друг от друга на расстояние, равное $\frac{\lambda_n}{2}$.

Получим выражение для средней мощности колебаний в линии. С этой целью подставим в (2.25) выражения (2.26) и (2.27), в результате имеем $P_{\text{cp}} = 0$. Итак, в режиме стоячих волн энергия вдоль линии не передается. Таким образом, этот режим для передачи радиоволн непригоден. Его применяют в резонаторах.

Режим смешанных волн

На практике в линии всегда присутствует отраженная волна, причем ее амплитуда $U_{\text{отр}}$ меньше амплитуды падающей $U_{\text{пад}}$. Допустим, что $\dot{U}_{\text{отр}} = U_{\text{отр}}$, т.е. фаза напряжения отраженной волны $\phi_{\text{отр}} = 0$. Комплексная амплитуда напряжения в линии

$$\dot{U}(x) = \dot{U}_{\text{пад}} e^{-j\beta x} + \dot{U}_{\text{отр}} e^{j\beta x}.$$

Распределение амплитуды напряжений вдоль линии показано на рис. 2.12.

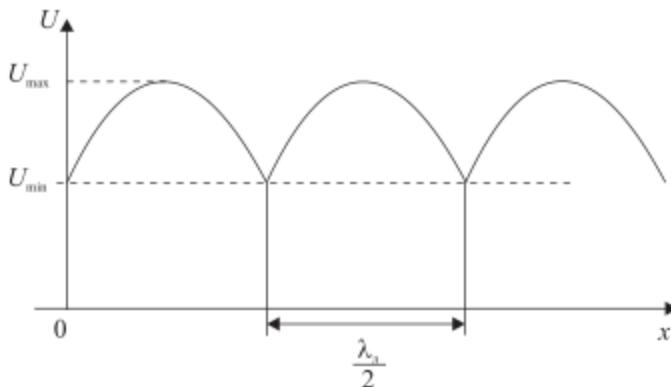


Рис. 2.12. Распределение амплитуды напряжения вдоль линии в режиме смешанных волн

В некоторых сечениях линии (пучностях) имеется усиливающая интерференция, когда падающая и отраженная

волны складываются в фазе и амплитуда колебаний напряжения максимальна (U_{\max}). В других сечениях (узлах) — гасящая интерференция, волны складываются в противофазе. Здесь амплитуда напряжений минимальна (U_{\min}).

2.12. Коэффициент стоячей волны напряжения. Коэффициент отражения

Для характеристики режима работы линии передачи используют коэффициент стоячей волны напряжения $k_{\text{св}}$, который определяется следующим образом:

$$k_{\text{св}} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}.$$

Поскольку $U_{\max} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}$, $U_{\min} = U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}$, то

$$k_{\text{св}} = \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} = \frac{1 + \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}}{1 - \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}}. \quad (2.28)$$

Коэффициент отражения

Для оценки режима работы линии передачи, применяется также коэффициент отражения напряжения от нагрузки $\dot{\Gamma}$:

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}}} \Big|_{x=l}.$$

Так как при $x = l$ $\dot{U}_{\text{отр}} = U_{\text{отр}} e^{i(\beta l + \Phi_{\text{отр}})}$, $\dot{U}_{\text{пад}} = U_{\text{пад}} e^{-\beta l}$, то

$$\dot{\Gamma} = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} e^{i(2\beta l + \Phi_{\text{отр}})} = \Gamma \cdot e^{i\Phi_{\Gamma}}, \quad (2.29)$$

где $\Gamma = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}$ — модуль коэффициента отражения; $\Phi_{\Gamma} = 2\beta l + \Phi_{\text{отр}}$ — фаза коэффициента отражения.



Связь $k_{\text{св}}$ с Γ

Из (2.28) и (2.29) следует, что

$$k_{\text{св}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (2.30)$$

Отсюда

$$\Gamma = \frac{k_{\text{св}} - 1}{k_{\text{св}} + 1}.$$

Из (2.29) следует, что модуль коэффициента отражения может находиться в пределах

$$0 < \Gamma < 1,$$

а, согласно (2.30), пределы изменения коэффициента стоячей волны

$$1 \leq k_{\text{св}} \leq \infty.$$

2.13. Передача энергии в нагрузку

В режиме смешанных волн мощность электромагнитных колебаний, поступающая в нагрузку,

$$P_n = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}},$$

где $P_{\text{пад}}$ — мощность колебаний падающей волны; $P_{\text{отр}}$ — мощность колебаний отраженной волны, причем

$$P_{\text{пад}} = \frac{1}{2} U_{\text{пад}}^2 \cdot G_n;$$

$$P_{\text{отр}} = \frac{1}{2} U_{\text{отр}}^2 \cdot G_n,$$

где G_n — проводимость нагрузки.

Отсюда

$$P_n = P_{\text{пад}} \left(1 - \frac{U_{\text{отр}}^2}{U_{\text{пад}}^2} \right),$$

или

$$P_n = P_{\text{пад}} (1 - \Gamma^2). \quad (2.31)$$



Таким образом, мощность электромагнитных колебаний, передаваемых по линии от источника в нагрузке, в значительной мере зависит от модуля коэффициента отражения Γ .

В любой линии передачи существует максимально допустимая амплитуда колебаний $U_{\text{доп}}$. Допустим, что в предельном случае выполняется условие

$$U_{\text{ макс}} = U_{\text{доп}},$$

где $U_{\text{ макс}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}$ — максимальная амплитуда колебаний в линии, т.е. амплитуда в пучностях.

В этом случае

$$U_{\text{доп}} = U_{\text{пад}}(1 + \Gamma)$$

и мощность колебаний падающей волны

$$P_{\text{пад}} = \frac{1}{2} U_{\text{пад}}^2 \cdot G_{\text{n}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{доп}}^2}{(1 + \Gamma)^2} G_{\text{n}}.$$

Подставив это выражение в (2.31), получим с учетом (2.30)

$$P_{\text{n макс}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{доп}}^2 G_{\text{n}}}{k_{\text{ca}}} \quad (2.32)$$

Из (2.32) следует, что при заданной допустимой амплитуде $U_{\text{доп}}$ для максимальной передачи мощности в нагрузку следует уменьшать k_{ca} , т.е. стремиться к установлению режима бегущих волн.

2.14. Условия существования режима бегущих волн

Как было отмечено в параграфе 2.13, для наиболее эффективной передачи энергии электромагнитных колебаний по линии от источника в нагрузку следует устанавливать режим бегущих волн. Получим условие его существования.

В конце линии при $x = l$ сопротивление нагрузки

$$\dot{Z}_{\text{n}} = \frac{\dot{U}(l)}{\dot{I}(l)} = R_{\text{n}} + iX_{\text{n}},$$



где

$$\dot{U}(I) = \dot{U}_{\text{над}} e^{-i\beta I} + \dot{U}_{\text{отр}} e^{i\beta I};$$

$$\dot{I}(I) = \dot{I}_{\text{над}} e^{-i\beta I} + \dot{I}_{\text{отр}} e^{i\beta I}.$$

Отсюда

$$\dot{Z}_n = \rho \frac{\frac{e^{-i\beta I}}{\dot{U}_{\text{над}}} + \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{над}}} e^{i\beta I}}{\frac{e^{-i\beta I}}{\dot{U}_{\text{над}}} - \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{над}}} e^{i\beta I}}$$

или, поделив числитель и знаменатель на $e^{-i\beta I}$ и приняв во внимание выражение (2.29), получим

$$\dot{Z}_n = \rho \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}},$$

отсюда

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z}_n - \rho}{\dot{Z}_n + \rho}. \quad (2.33)$$

В режиме бегущих волн коэффициент отражения напряжения $\dot{\Gamma} = 0$. Таким образом, получаем следующие условия для существования режима бегущих волн:

$$\dot{Z}_n = \rho$$

или

$$X_n = 0;$$

$$R_n = \rho,$$

где волновое сопротивление линии

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Для того чтобы в линии передачи существовал режим бегущих волн, требуется наличие чисто активной нагрузки, и ее сопротивление должно равняться волновому сопротивлению линии.

Волновое сопротивление зависит от погонных параметров линии L_1 и C_1 , которые определяются ее размерами и заполнением. В большинстве радиотехнических устройств применяются коаксиальные и микрополосковые линии со стандартным волновым сопротивлением 50 или 75 Ом.



Такие значения сначала были выбраны для коаксиальных линий из условия минимума потерь в линии передач и максимума передаваемой мощности (см. приложение 6). Поскольку в микроэлектронных радиосистемах коаксиальные линии сопрягаются с микрополосковыми, такой же стандарт был выбран и для последних.

В заключение отметим, что при таком условии амплитуды колебаний напряжения и тока не зависят от того, в каком сечении линии они определены. Изменение амплитуд объясняется сложением колебаний, распространяющихся вдоль оси x и обратно, мгновенная фаза которых зависит от координаты. Из-за этой зависимости возникают пучности, где разница фаз падающей и отраженной волн равна нулю, и узлы, где разность фаз составляет π радиан. Для того чтобы устранить эту зависимость, нужно выполнить условие

$$\beta l \ll 1,$$

или

$$l \ll \frac{\lambda}{2\pi}.$$

Таким образом, линии передачи и любые электронные каскады радиосистем, размеры которых значительно меньше длины волны, можно считать устройствами с сосредоточенными параметрами. Зависимость параметров от координат в них не проявляется.



Глава 3

ИЗЛУЧЕНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Электромагнитные волны излучаются в пространстве передающими антеннами, на которые поступают колебания по фидеру от источника. В антенах происходят преобразования колебаний различных типов, существующих в фидере, в *TEM*-волны, распространяющиеся в свободном пространстве.

3.1. Диполь Герца

Электромагнитное поле создается генератором, от которого колебания $E(t)$ и $H(t)$ по фидерному тракту поступают в излучатель антенны (рис. 3.1).



Рис. 3.1. Образование электромагнитного поля в пространстве

Антина — это устройство, которое служит для излучения и приема электромагнитных колебаний. Существует огромное количество типов антенн. Все они взаимны, т.е. одновременно могут излучать и принимать. Изучение антенн начнем с самых простых.

Простейшим излучателем является диполь Герца, представляющий собой металлический стержень, имеющий разрыв, в который поступают колебания от генератора $I_r(t)$, а на концах стержня располагаются шары.

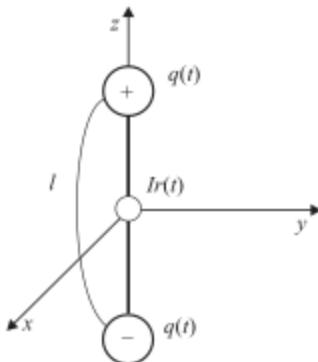


Рис. 3.2. Диполь Герца

При периодическом изменении тока генератора в диполе протекает переменный ток плотностью $j(t)$, а на шарах накапливается переменный заряд $Q(t)$. Диполь Герца излучает электромагнитные колебания по следующим причинам:

1) в соответствии с первым и третьим уравнениями Максвелла под действием переменных $j(t)$ и $\rho_s(t)$ в пространстве около диполя возникают переменные магнитное $H(t)$ и электрическое $E(t)$ поля;

2) согласно первому и второму уравнениям Максвелла вокруг силовых линий \vec{E} возникает магнитное поле \vec{H} , а вокруг силовых линий \vec{H} — электрическое поле \vec{E} ; далее процесс повторяется, в результате чего образуется электромагнитная волна, распространяющаяся в пространстве.

Для того чтобы определить характеристики излучения диполя Герца, решим уравнения Максвелла при следующих допущениях:

1) плотность тока проводимости вибратора $j_{np}(t)$ одинакова в любой точке сечения стержня, т.е. ток равномерно распределен по сечению площадью S , отсюда

$$I_{np} = j_{np}S;$$

2) ток генератора изменяется во времени по гармоническому закону

$$I_r(t) = I_{rm}e^{j\theta t},$$

где I_{rm} — амплитуда; ω — циклическая частота колебаний.

Уравнения Максвелла целесообразно решать в сферической системе координат, где координатами являются:

r — расстояние от начала координат до точки наблюдения, θ — угол места, ϕ — азимутальный угол (рис. 3.3).

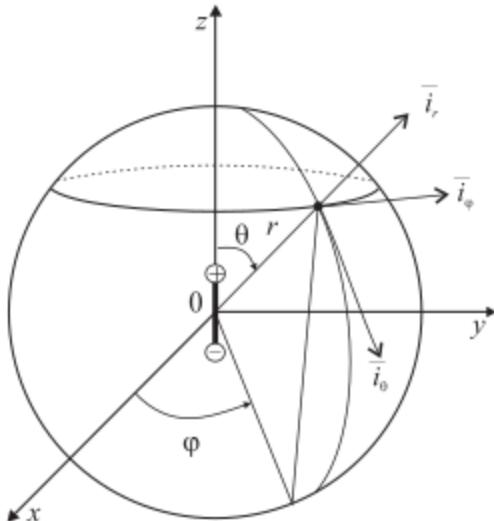


Рис. 3.3. Сферическая система координат

Векторы \vec{E} и \vec{H} в сферической системе могут быть записаны следующим образом:

$$\vec{E} = \vec{i}_r E_r + \vec{i}_\theta E_\theta + \vec{i}_\phi E_\phi;$$

$$\vec{H} = \vec{i}_r H_r + \vec{i}_\theta H_\theta + \vec{i}_\phi H_\phi,$$

где $\vec{i}_r, \vec{i}_\theta, \vec{i}_\phi$ — единичные векторы длины, направленные по касательной к координатным линиям; $E_r, E_\theta, E_\phi, H_r, H_\theta, H_\phi$ — проекции векторов \vec{E} и \vec{H} на координатные линии r, θ, ϕ .

Координатная линия — это линия пересечения двух координатных поверхностей, которые представляют собой поверхности одинаковых значений r, θ, ϕ . Координатной поверхностью $r = \text{const}$ является сфера, $\theta = \text{const}$ — поверхность конуса, $\phi = \text{const}$ — плоскость.

Координатная линия r — это прямая, образованная пересечениями конической поверхности $\theta = \text{const}$ и плоскости $\phi = \text{const}$, координатная линия θ — окружность, образованная пересечением сферы $r = \text{const}$ и плоскости $\phi = \text{const}$, линия ϕ — окружность, образованная пересечением сферы

$r = \text{const}$ и поверхности косинуса $\theta = \text{const}$. На рис. 3.3 показаны направления векторов \vec{i}_r , \vec{i}_θ и \vec{i}_φ .

При расположении диполя Герца, показанном на рис. 3.3, составляющие поля не зависят от азимутального угла φ . Решение уравнений Максвелла при известной длине диполя l , амплитуде тока генератора $I_{\text{тв}}$, параметрах пространства ε и μ , а также условии отсутствия потерь энергии имеет следующий вид [3]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_\theta(\theta, r) &= \frac{I_{\text{тв}} l}{4\pi} \left(i \frac{\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \sin \theta e^{-i\beta r}, \\ \dot{E}_\theta(\theta, r) &= \frac{I_{\text{тв}} l}{4\pi} \rho_0 \left(i \frac{\beta}{r} + \frac{1}{r^2} - i \frac{1}{\beta r^3} \right) \sin \theta e^{-i\beta r}, \\ \dot{E}_r(\theta, r) &= \frac{I_{\text{тв}} l}{2\pi} \rho_0 \left(\frac{1}{r^2} - i \frac{1}{\beta r^3} \right) \cos \theta e^{-i\beta r}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где $\rho_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ — волновое сопротивление пространства,

$\beta = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$ — фазовый множитель.

Из (3.1) очевидно, что из шести проекций векторов \vec{E} и \vec{H} в решении оказалось только три.

3.2. Ближняя и дальняя зоны излучателя

Анализ полученных соотношений для проекций векторов показывает, что характер электромагнитного поля антенны существенно зависит от сомножителя $e^{-i\beta r}$. Произведение βr можно записать в виде

$$\beta r = \frac{2\pi}{\lambda} r.$$

Ближняя зона

В точках пространства, расположенных вблизи излучателя, там, где выполняется соотношение

$$\frac{2\pi}{\lambda} r \ll 1,$$



можно считать, что $e^{-i\beta r} \approx 1$. Кроме того, можно еще упростить выражения для комплексных амплитуд \dot{H}_φ , \dot{E}_θ и \dot{E}_r , пренебрегая в скобках слагаемыми высших порядков малости. Итак, для $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ комплексные амплитуды

$$\dot{H}_\varphi(\theta, r) \simeq \frac{I_{\text{эм}} l \sin \theta}{4\pi r^2};$$

$$\dot{E}_\theta(\theta, r) = -i \frac{I_{\text{эм}} l \rho_0 \sin \theta}{4\pi \beta r^3};$$

$$\dot{E}_r(\theta, r) = -i \frac{I_{\text{эм}} l \rho_0 \cos \theta}{2\pi \beta r^3}.$$

Мгновенные значения проекций векторов напряженности \vec{E} и \vec{H} могут быть записаны в следующем виде:

$$H_\varphi(t, \theta, r) \equiv \frac{I_{\text{эм}} l \sin \theta}{4\pi r^2} \cos \omega t = H_m(r, \theta) \cos \omega t;$$

$$E_\theta(t, \theta, r) = \frac{H_m(r, \theta) \rho_0}{\pi r} \sin \omega t;$$

$$E_r(t, \theta, r) = \frac{2H_m(r, \theta) \rho_0 \operatorname{ctg} \theta}{\pi r} \sin \omega t,$$

где $H_m(r, \theta) = \frac{I_{\text{эм}} l \sin \theta}{4\pi r^2}$ — амплитуда колебаний напряженности магнитного поля.

Расположение проекций векторов \vec{E} и \vec{H} в пространстве показано на рис. 3.4.

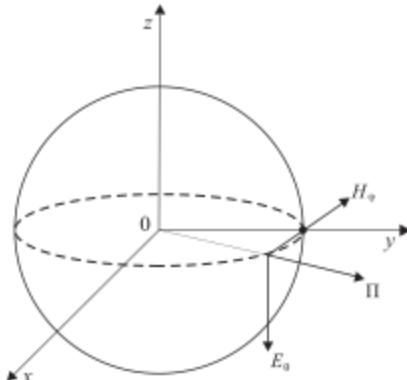


Рис. 3.4. Проекции векторов \vec{E} и \vec{H} в ближней зоне

Суммарный вектор \vec{E} перпендикулярен вектору \vec{H} и колебания $E(t, \theta, r) = E_m(\theta, r) \sin \omega t$ (где E_m — амплитуда напряженности электрического поля) и $H(t, r, \theta) = H_m(r, \theta) \cos \omega t$ сдвинуты во времени на 90° .

Мгновенный вектор Пойнтинга в ближней зоне

$$\Pi(t) = E_m(\theta, r) H_m(\theta, r) \sin \omega t \cos \omega t = \frac{1}{2} E_m(\theta, r) H_m(\theta, r) \cos 2\omega t.$$

Очевидно, что плотность потока мощности электромагнитного поля в ближней зоне излучателя колеблется около нулевого значения, уходя от антенны и возвращаясь обратно. Среднее во времени значение вектора Пойнтинга

$$\Pi_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T \Pi(t) dt = 0.$$

Итак, в ближней зоне излучения энергии нет.

Выделим *особенности ближней зоны*.

1. Электромагнитная волна не распространяется в пространстве, а колеблется около антенны, причем амплитуды колебаний напряженностей \vec{E} и \vec{H} быстро падают с ростом расстояния r : H_ϕ — падает обратно пропорционально r^2 , а E_θ , E_r — обратно пропорционально r^3 .

2. Колебания $H(t)$ и $E(t)$ имеют постоянный фазовый сдвиг, равный 90° , в результате чего средняя во времени плотность мощности электромагнитных колебаний равна нулю; антenna в ближней зоне эквивалентна реактивному элементу электрической цепи (емкости или индуктивности), у которого, как известно, ток и напряжение колеблются в квадратуре.

Ближнюю зону иначе называют *зоной индукции*.

Дальняя зона

При достаточно больших расстояниях от антенны, где $\frac{2\pi}{\lambda} r \gg 1$ ($r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$), не учитывать сомножитель $e^{-\beta r}$ в выражениях для \dot{H}_ϕ , \dot{E}_θ и \dot{E}_r нельзя. Пренебрегая малыми членами в скобках выражений (3.1), получаем

$$\dot{H}_\phi(\theta, r) \simeq i \frac{I_{\text{ра}} / \beta \sin \theta}{4\pi r} e^{-\beta r};$$

$$\dot{E}_\theta(\theta, r) = -i \frac{I_{\text{ра}} / \rho_0 \beta \sin \theta}{4\pi r} e^{-\beta r};$$

$$\dot{E}_r(r, \theta) = 0.$$



Мгновенные значения напряженностей H и E :

$$\left. \begin{aligned} H_\phi(t, \theta, r) &\equiv H'_m(\theta, r) \sin(\omega t - \beta r), \\ E_\theta(t, \theta, r) &= -E'_m(\theta, r) \sin(\omega t - \beta r), \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

где $H'_m(\theta, r) = \frac{I_{im} l \beta \sin \theta}{4\pi r}$, $E'_m(\theta, r) = \frac{I_{im} l \beta \rho_0 \sin \theta}{4\pi r}$ — амплитуды колебаний напряженностей поля.

Очевидно, что векторы \vec{E} и \vec{H} перпендикулярны в пространстве и их значения колеблются синфазно во времени. Из (3.2) следует, что выражения для H и E представляют собой волны, бегущие вдоль оси r .

Среднее значение вектора Пойнтинга в дальней зоне

$$\Pi_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T H_m(t) E_m(t) dt = \frac{1}{8} I_{im}^2 \rho_0 \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2. \quad (3.3)$$

В радиосистемах прием электромагнитных колебаний происходит на расстояниях, существенно больших длины волны, т.е. в дальней зоне.

Выделим особенности дальней зоны.

1. Напряженности H и E колеблются синфазно, их амплитуды уменьшаются обратно пропорционально расстоянию r .

2. Плотность мощности электромагнитного поля определяется квадратом амплитуды тока генератора I_{im}^2 , растет с увеличением отношения длины вибратора l к длине излучаемой волны λ и падает обратно пропорционально квадрату расстояния r^2 .

3. Излучаемая мощность зависит от угла места θ и максимальна в направлении, перпендикулярном оси вибратора.

Из выражения (3.3) следует, что для эффективного излучения геометрические размеры антенны должны быть соизмеримы с длиной волны. Этот вывод справедлив для всех антенн.

3.3. Диаграмма направленности антенны

Из (3.1) и (3.3) следует, что комплексные амплитуды и плотность мощности электромагнитного поля, излучаемого диполем Герца, зависят от угла места θ . Для других антенн эти величины зависят и от азимутального угла ϕ . В общем случае от θ и ϕ зависят комплексные амплитуды и фазы



\dot{H} и \dot{E} . Поскольку \dot{H} и \dot{E} жестко связаны, обычно используют зависимость $\dot{E}(\theta, \phi)$.

Зависимость амплитуды напряженности электрического поля E в дальней зоне от угла места θ и азимута ϕ при постоянном расстоянии r называется *амплитудной диаграммой направленности*. Зависимость фазы комплексной амплитуды \dot{E} от θ и ϕ называется *фазовой диаграммой направленности*.

Зависимость E от θ для диполя Герца определяется множителем $\sin\theta$, поэтому диаграмма направленности имеет вид баранки (тороид вращения) (рис. 3.5).

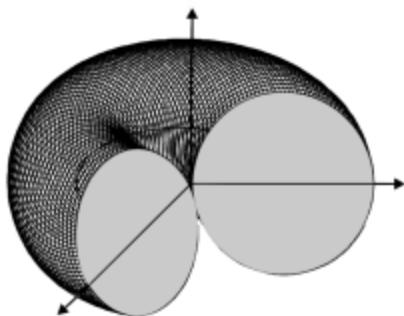


Рис. 3.5. Диаграмма направленности диполя Герца

Диаграмму направленности изображают в полярных или декартовых координатах в двух плоскостях:

- в плоскости $\phi = \text{const}$ (рис. 3.6, а);
- в плоскости $\theta = \text{const}$ (рис. 3.6, б).

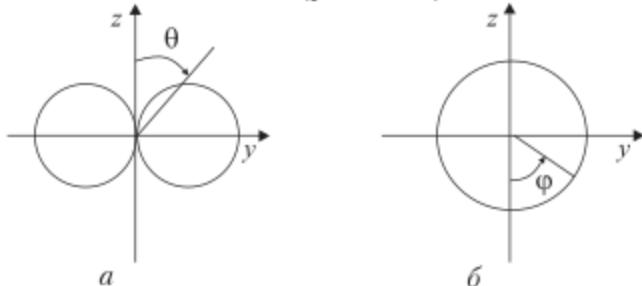


Рис. 3.6. Диаграмма направленности диполя Герца в двух плоскостях

3.4. Излучение рамочной антенны

Еще одним простейшим излучателем является круглая проволочная рамка радиусом a , по которой протекает переменный ток $I(t)$. Допустим, ток меняется во времени по гармоническому закону, т.е.

$$I(t) = I_m \cos \omega t.$$

Если рамка расположена в горизонтальной плоскости, как показано на рис. 3.7, то решение уравнений Максвелла дает существование трех проекций векторов напряженности поля: E''_φ , H''_θ и H''_r . Значения комплексных амплитуд соответствуют выражениям (3.1) для \dot{H}_φ , \dot{E}_θ , \dot{E}_r , полученным для диполя Герца, причем

$$E''_\varphi = -\dot{H}_\varphi;$$

$$H''_\theta = \dot{E}_\theta;$$

$$H''_r = \dot{E}_r.$$

В дальней зоне векторы \vec{E} , \vec{H} и $\vec{\Pi}$ ориентированы в пространстве так, как показано на рис. 3.7.

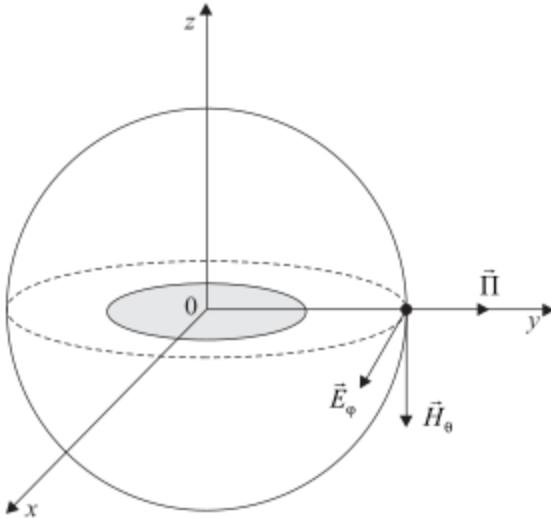


Рис.3.7. Ориентация векторов \vec{E} , \vec{H} и $\vec{\Pi}$ для рамочной антенны

Максимум излучения оказывается в горизонтальной плоскости, т.е. в плоскости рамки. Таким образом, диаграмма направленности рамочной антенны такая же, как и у диполя Герца, только векторы \vec{E} и \vec{H} поменялись местами.

3.5. Излучение плоскости

Предположим, что имеется плоская поверхность в виде прямоугольника со сторонами a и b , по которой равномерно распределены векторы \vec{E} и \vec{H} , как показано на рис. 3.8.

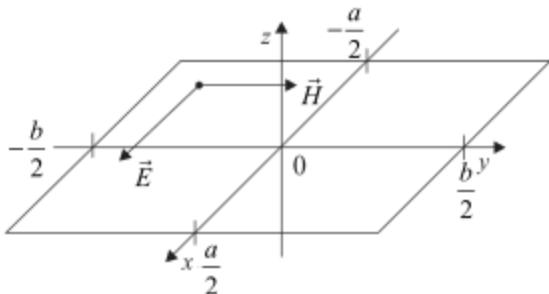


Рис. 3.8. Излучающая плоскость

Нормированная диаграмма направленности такого излучающего элемента в двух взаимно перпендикулярных плоскостях при $\phi = 0$ и $\phi = \pi/2$ $E'_m(\theta) = \frac{E_m(\theta)}{E_{m\max}}$ имеет следующий вид:

$$E'_m(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi l}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi l}{\lambda} \sin \theta} (1 + \cos \theta), \quad (3.4)$$

где $E_{m\max}$ — максимальная амплитуда, соответствующая углу места $\theta = 0$; $l = a$ для плоскости $\phi = 0$ (т.е. $x0z$) и $l = b$ для плоскости $\phi = \pi/2$ (т.е. $y0z$). Графики функции E'_m , построенные для двух значений $\frac{l}{\lambda}$, приведены на рис. 3.9.

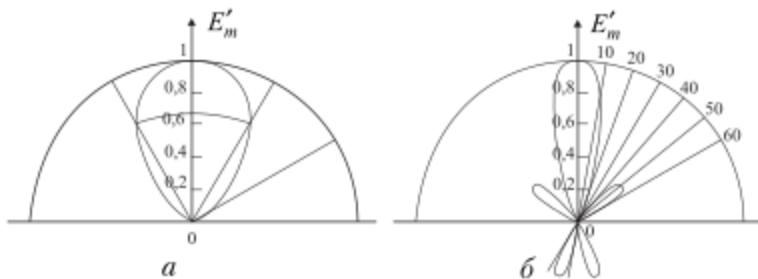


Рис. 3.9. Нормированные диаграммы направленности излучающей плоскости:

$$a - \text{при } \varphi = 0, \frac{a}{\lambda} = 1; b - \text{при } \varphi = \pi/2, \frac{b}{\lambda} = 3$$

Как очевидно, диаграмма направленности имеет вид лепестка, причем максимум излучения направлен перпендикулярно излучающей плоскости. Если размер плоскости увеличивается, то главный лепесток сужается, и появляются боковые лепестки, создающие излучения в других направлениях.

Появление максимумов и минимумов в диаграмме направленности объясняется усиливающей и ослабляющей интерференцией полей, созданных отдельными участками излучающей поверхности. Ширину главного лепестка оценивают величиной $2\theta_0$, где θ_0 — минимальный угол, при котором $E'_m = 0$, либо величиной $2\theta_{-3dB}$, где θ_{-3dB} — угол, при котором E'_m падает на 3 дБ по сравнению с максимальным значением.

Из (3.4) и рис. 3.9 следует, что для создания узконаправленных диаграмм нужно увеличивать линейные размеры антенны l с тем, чтобы выполнялось соотношение $l \gg \lambda$.

3.6. Типы антенн

Существуют передающие антенны, предназначенные для излучения радиоволн, и приемные антенны, служащие для приема этих волн. Антенны, как уже отмечалось, — устройства взаимные, их можно использовать и для излучения, и для приема.

Имеется огромное количество типов антенн, различающихся диапазонами рабочих частот и диаграммами на-

правленности [3]. При проектировании антенн задаются следующие параметры:

- 1) полоса частот;
- 2) вид диаграммы направленности и поляризация излучаемых или принимаемых радиоволн;
- 3) минимальные потери энергии в антенне;
- 4) входное сопротивление и максимальный K_{ce} в фидере;
- 5) минимальный шум (для приемных антенн).

Антенны классифицируются по различным признакам: частоте, виду диаграммы направленности, конструкции. В зависимости от конструкции существуют следующие типы антенн:

- 1) линейные;
- 2) апертурные;
- 3) антенные решетки.

Линейные антенны. Особенностью линейных антенн является то, что их поперечные размеры малы по сравнению с продольными. К линейным относятся проволочные (рис. 3.10, *a* – *b*), щелевые (рис. 3.10, *г*) и полосковые (рис. 3.10, *д*) антенны.

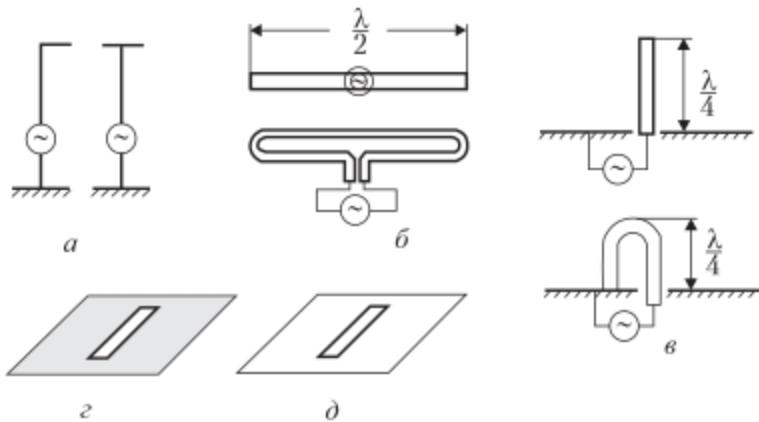


Рис. 3.10. Линейные антенны:

a — Г- и Т-образные; *б* — симметричный и петлевой полуволновые вибраторы; *в* — несимметричный и петлевой четвертьволновые вибраторы; *г* — щелевой излучатель в металлическом экране; *д* — полосковый излучатель на диэлектрической подложке

Антенны Г- и Т-образные выполнены из проводника узкого сечения и применяются на низких частотах. Вибраторные щелевые и полосковые антенны применяют в разных частотных диапазонах, в том числе и на СВЧ. Линейные антенны обычно создают слабонаправленное излучение.

Апертурные антенны. В апертурных антенах излучение происходит из некоторой плоскости, называемой *апертурой*, или раскрытием. К этому типу антенн относятся рупорные, зеркальные и линзовье антенны (рис. 3.11).

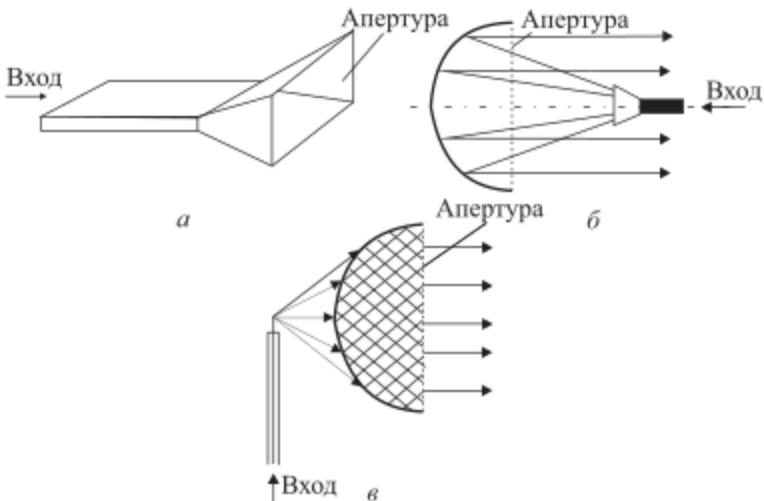
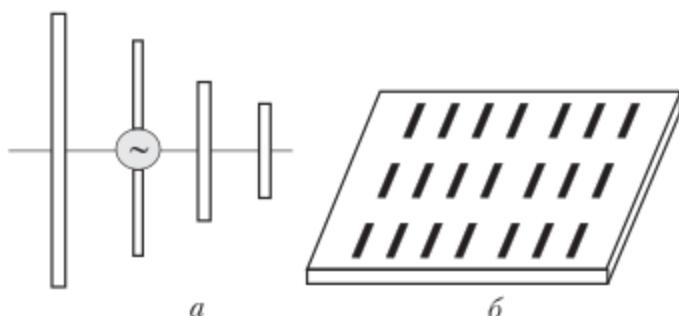


Рис. 3.11. Апертурные антенны

Наиболее распространенными типами апертурных антенн являются волноводный рупор (рис. 3.11, *а*) и зеркальные антенны, представляющие собой параболоид вращения, облучаемый, например, рупором (рис. 3.11, *б*). К апертурным относятся и линзовьи антенны, выполненные из высококачественного диэлектрика (рис. 3.11, *в*).

Размеры апертуры обычно значительно больше длины волны, в результате чего имеется возможность создания остронаправленных лучей.

Антенные решетки. Таковыми называется совокупность ряда излучателей, расположенных на некоторой поверхности. В простейшем случае — это линейка излучателей (рис. 3.12, *а*), а в более сложном — плоскость (рис. 3.12, *б*).



*Рис. 3.12. Антенные решетки:
а – линейная; б – плоская*

Антенные решетки позволяют сужать диаграмму направленности. Если на пути электромагнитной волны поставить управляемый фазовращатель, то появляется возможность изменять направление излучения, создавать многолучевую диаграмму направленности или излучение специальной формы.

Решетки с возможностью управления фазой колебаний, излучаемых отдельным элементом, называют фазированными антенными решетками (ФАР) (рис. 3.13).

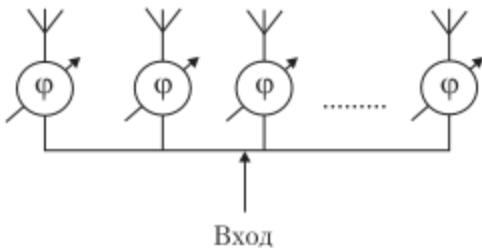


Рис. 3.13. Фазированная антенная решетка

Для уменьшения мощности источника колебаний, питающего решетку, увеличения надежности передающей системы последовательно с фазовращателями включают усилители мощности (УМ) (рис. 3.14). Такие антенны называют активными фазированными антенными решетками (АФАР).

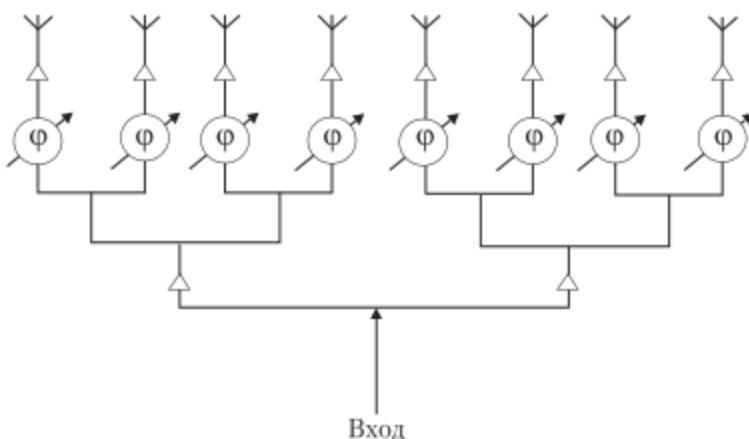


Рис. 3.14. Активная фазированная антенна решетка

3.7. Основные параметры антенн

Для характеристики антенн используют следующие параметры:

- 1) ширину луча, $2\theta_{-3\text{дБ}}$;
- 2) уровень боковых лепестков δ , дБ;
- 3) коэффициент направленного действия D ;
- 4) коэффициент полезного действия η ;
- 5) коэффициент усиления G ;
- 6) действующую площадь приемной антенны $S_{\text{пр}}$;
- 7) шумовую температуру приемной антенны T_a .

Ширина луча и уровень боковых лепестков. Первые два параметра определяются по диаграмме направленности (рис. 3.15). Ширина луча — это угол, в пределах которого напряженность электрического поля не падает ниже -3дБ относительно максимального значения (см. рис. 3.15).

Уровень боковых лепестков оценивается величиной

$$\delta = 10 \lg \frac{P_{\text{бок}}}{P_{\text{макс}}}$$

или

$$\delta = 20 \lg \frac{E_{\text{бок}}}{E_{\text{макс}}},$$

где $P_{\text{бок}}, E_{\text{бок}}$ — мощность и напряженность электрического поля наибольшего бокового лепестка; $P_{\text{макс}}, E_{\text{макс}}$ — мощность и напряженность в направлении максимума диаграммы направленности.

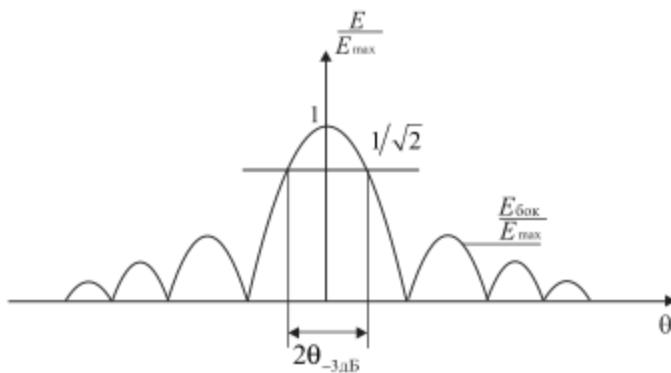
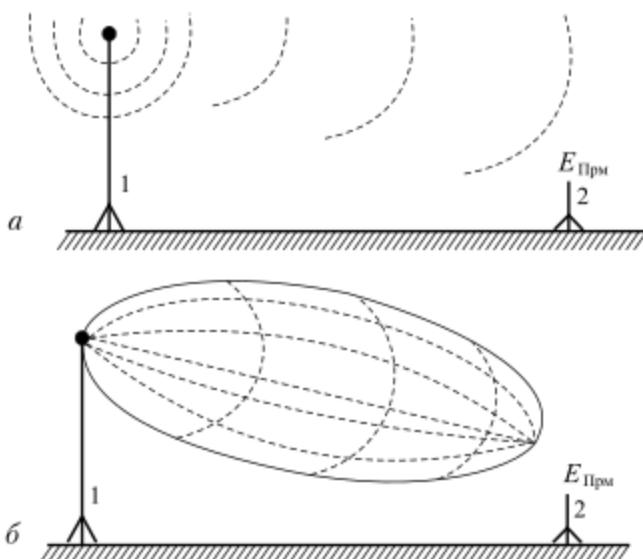


Рис. 3.15. Диаграмма направленности многолепестковой антенны в декартовых координатах

Коэффициент направленного действия антенны. Для оценки степени концентрации энергии электромагнитного поля в определенном направлении применяется параметр, называемый коэффициентом направленного действия антенны

$$D = \frac{P_{\text{ненапр}}}{P_{\text{напр}}} \text{ при } E_{\text{При}} = \text{const},$$

где $P_{\text{ненапр}}$ — мощность, излучаемая ненаправленной антенной; $P_{\text{напр}}$ — мощность, излучаемая направленной антенной при одной и той же амплитуде напряженности электрического поля в приемной антенне; $E_{\text{При}}$ — напряженность поля в приемной антенне (рис. 3.16).



*Рис. 3.16. Излучение ненаправленной (а) и направленной (б) антенн:
1 – передающая антенна; 2 – приемная антенна*

Коэффициент полезного действия антенны η . Этот коэффициент показывает, какая часть мощности электромагнитных колебаний, поступающих в антенну из передатчика, излучается в пространство:

$$\eta = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{Пра}}},$$

где $P_{\text{изл}}$ – мощность, излучаемая направленной антенной;
 $P_{\text{Пра}}$ – мощность передатчика.

Коэффициент усиления антенны. Этот коэффициент

$$G = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{Пра}}}$$

показывает, во сколько раз мощность колебаний, излучаемых ненаправленной антенной, больше мощности, посту-

пающей от передатчика в реальную (направленную) антенну при одной и той же амплитуде $E_{\text{пп}}$ в приемной антенне. Коэффициент усиления антенны дает возможность оценить, во сколько раз можно уменьшать мощность передатчика при той же дальности связи за счет применения направленной антенны.

Действующая площадь приемной антенны. Этот параметр рассчитывается по следующей формуле:

$$S_{\text{пп}} = \frac{P_{\text{При}}}{\Pi},$$

где $P_{\text{При}}$ — мощность, поступающая в приемную антенну из пространства; Π — величина вектора Пойнтинга в месте расположения приемной антенны.

Шумовая температура приемной антенны T_a . Данный параметр служит мерой уровня случайных флуктуаций напряженности электрического поля (шума) в приемной антенне.

Мощность шума

$$P_{\text{ш}} = kT_a \cdot \Delta f,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ — постоянная Больцмана; T_a — шумовая температура антенны, К; Δf — полоса пропускания антенны.

Связь между параметрами антенны. Приведем известные из антенной техники соотношения между перечисленными параметрами антенн:

$$\theta_{-3\text{дБ}} = A \frac{\lambda}{\sqrt{S}};$$

$$D = \frac{4\pi S}{\lambda^2};$$

$$G = D\eta,$$

где A — некоторый коэффициент; S — площадь раскрыва антенны.

Из приведенных соотношений следует, что для увеличения направленных свойств антенны нужно увеличивать отношение размеров антенны к длине излучаемой волны.



3.8. Влияние атмосферы на распространение радиоволн

Радиоволны, излученные антеннами, распространяются в околоземном пространстве. На условия распространения радиоволн влияют два основных фактора:

- особенности строения атмосферы;
- частота излучаемых колебаний.

Рассмотрим состав и процессы в атмосфере, влияющие на распространение радиоволн. Атмосфера простирается от поверхности Земли до высоты ~ 20 000 км и имеет следующие слои (рис. 3.17):

- тропосфера, занимающая промежуток 0–15 км над поверхностью;
- стратосфера – 15–60 км;
- ионосфера – 60–20 000 км.

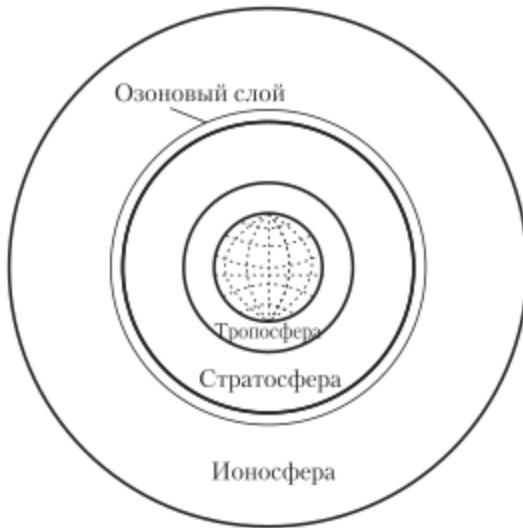


Рис. 3.17. Строение атмосферы

Тропосфера состоит из электрически нейтральных молекул газов. Особенностью ее является неоднородная плотность и изменяющаяся диэлектрическая проницаемость ϵ' .

Стратосфера содержит разряженный однородный газ, по своим электрическим свойствам она близка к вакууму.

Ионосфера содержит ионизированный газ, состоящий из электронов и ионов. На границе стратосферы имеется слой озона O_3 .

На распространение радиоволн влияют следующие основные явления:

- 1) дифракция радиоволн, т.е. огибание ими Земли (рис. 3.18, *а*);
- 2) рефракция (искривление) волн в тропосфере (рис. 3.18, *б*);
- 3) отражение от земной поверхности (рис. 3.18, *г*);
- 4) отражение от ионосферы (рис. 3.18, *в*).

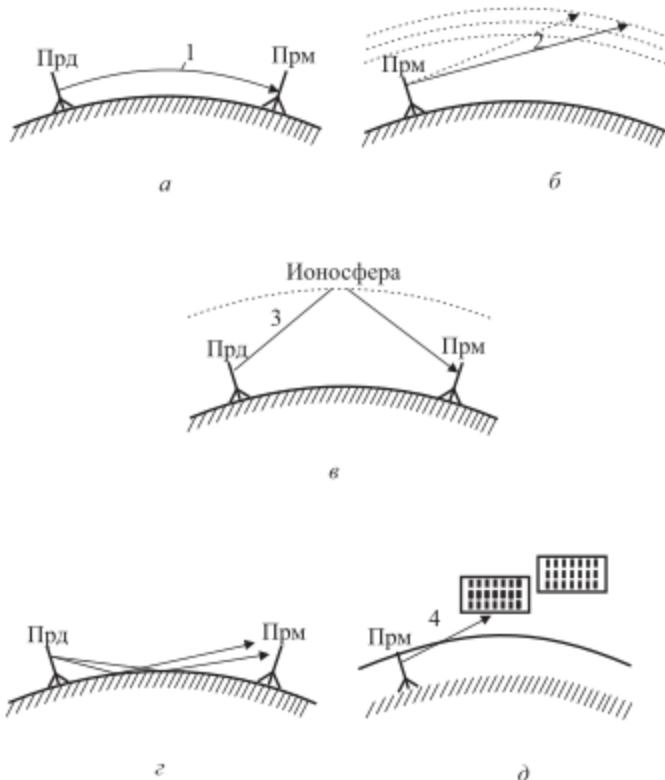


Рис. 3.18. Физические явления в атмосфере:

а — дифракция; *б* — рефракция; *г* — отражение от ионосферы; *д* — отражение от Земли; Прд — передатчик; Прм — приемник

- 5) поглощение энергии радиоволн газами и метеоосадками;
- 6) отражение от строений и растений на поверхности земли;
- 7) ослабляющая или усиливающая интерференция волн, приходящих к приемной антенне разными путями.

Степень влияния перечисленных явлений на распространение радиоволн в атмосфере зависит от диапазона частот колебаний напряженностей поля. В зависимости от того, какое явление преобладает в том или ином частотном диапазоне, различают следующие типы радиоволн (см. рис. 3.18, 1–4).

1. **Земные** — на них сильное влияние оказывает дифракция, т.е. огибание земной поверхности.
2. **Тропосферные** — распространяются в тропосфере и испытывают влияние рефракции.
3. **Ионосферные** — при распространении отражаются от ионосферы и Земли.
4. **Прямые** — распространяются по прямой линии.

3.9. Особенности распространения радиоволн в различных частотных диапазонах

Все частоты электромагнитных колебаний, отнесенные к радиоволнам: 3 кГц – 3 ГГц, разделены на девять диапазонов. В табл. 3 приведены обозначения и наименования этих диапазонов в зависимости от частоты и длины волн. Там же указаны преимущественные области использования различных диапазонов. Длины волн, соответствующие различным частотам, рассчитаны при допущении, что скорость распространения волн равна скорости света в вакууме $c = 3 \cdot 10^8$ м/с.

Рассмотрим, как влияет диапазон частот на условие распространение радиоволни.

1. Очень низкие и низкие частоты. Для таких радиоволн характерна дифракция. Это земные волны. Прием радиосигналов может быть осуществлен на расстоянии до нескольких тысяч километров.

2. Средние частоты. Радиоволны этих частот подвержены дифракции, рефракции и в зависимости от времени суток отражению от ионосферы. Волны на этих частотах земные, тропосферные, ночью ионосферные. Прием осуществляется на расстоянии до 1000 км.



Таблица 3

Частота	Обозначение	Наименование частотного диапазона	Длины волн	Наименование волнового диапазона	Применение
3–30 кГц	ОНЧ	Очень низкие частоты	100–10 км	Мириаметровые	Навигация
30–300 кГц	НЧ	Низкие частоты	10–1 км	Километровые	Навигация
300–3000 кГц	СЧ	Средние частоты	1000–100 м	Гектометровые	Навигация Радиовещание
3–30 МГц	ВЧ	Высокие частоты	100–10 м	Декаметровые	Связь Радиовещание
30–300 МГц	ОВЧ	Очень высокие частоты	10–1 м	Метровые	Связь Навигация Телевидение
300–3000 МГц	УВЧ	Ультравысокие частоты	10–1 дм	Дециметровые	Связь Телевидение
3–30 ГГц	СВЧ	Сверхвысокие частоты	10–1 см	Сантиметровые	Радиолокация
30–300 ГГц	КВЧ	Крайне высокие частоты	10–1 мм	Миллиметровые	Связь
300–3000 ГГц	ГВЧ	Гипервысокие частоты	1–0,1 мм	Субмиллиметровые	

3. Высокие частоты. В этом диапазоне волны ионосферные. Характерным для них является фединг (замирание), т.е. изменение мощности принимаемых колебаний в различное время суток. Фединг объясняется тем, что в данном частотном диапазоне в месте приема происходит интерференция волн, отраженных от ионосферы и прямых (или отраженных от Земли). При изменении состояния ионосферы изменяется фаза отраженной волны, и интерференция может быть усиливающей или гасящей. Состояние ионосферы



может изменяться в зависимости от времени суток, солнечной активности, магнитных бурь.

Прием радиосигналов за счет многократного отражения от ионосферы и Земли может осуществляться на любых земных расстояниях, за исключением небольшой мертвей зоны вблизи передающей антенны (рис. 3.19).

4. Очень, ультра-, сверх-, крайне и гипервысокие частоты, длины волн $\lambda < 10$ м. Волны этих диапазонов проходят сквозь ионосферу. В этом диапазоне волны прямые.

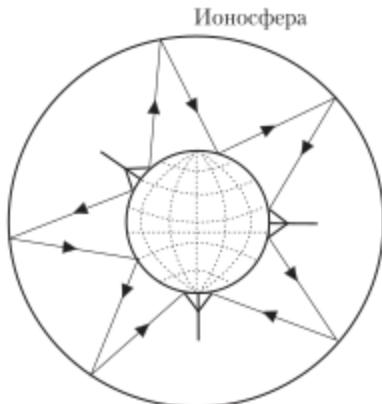


Рис. 3.19. Распространение волн диапазона ВЧ

Для прямых волн несложно рассчитать максимальное расстояние, на котором можно осуществлять радиосвязь. Это расстояние связано с кривизной земной поверхности (рис. 3.20).

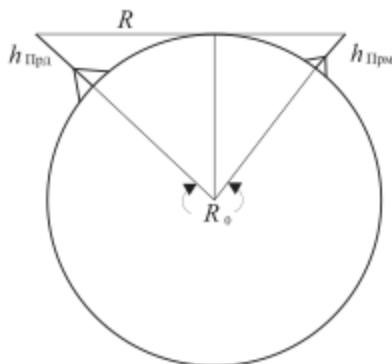


Рис. 3.20. Определение максимального расстояния

Из рис. 3.20 очевидно, что расстояние прямой видимости определяется следующим выражением:

$$R = \sqrt{(R_0 + h_{\text{Прд}})^2 - R_0^2} + \sqrt{(R_0 + h_{\text{Прм}}^2) - R_0^2},$$

где R_0 — радиус Земли; $h_{\text{Прд}}$, $h_{\text{Прм}}$ — высота антенны, соответственно передающей и приемной.

После несложных преобразований получим

$$R = \sqrt{2R_0} (\sqrt{h_{\text{Прд}}} + \sqrt{h_{\text{Прм}}}).$$

Полученное выражение дает возможность рассчитать, например, высоту передающей антенны по заданному расстоянию.

Глава 4

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Для формирования радиосигналов требуется источник электромагнитных колебаний. Частота колебаний источника должна быть достаточно высокой, для того чтобы радиоволны эффективно излучались в пространстве, с этой целью необходимо условие $\lambda \ll l$, где λ — длина волны; l — линейный размер антенны.

Генерирование высокочастотных колебаний осуществляется в автогенераторе, к которому предъявляются следующие основные требования:

- форма колебаний должна быть близкой к гармонической;
- частота и амплитуда колебаний должны быть постоянными, т.е. мало изменяться под воздействием дестабилизирующих факторов.

4.1. Структурная схема автогенератора

Для создания гармонического автогенератора обычно используется колебательный характер переходного процесса в резонаторе. Простейшим резонатором является *LC*-контур.

Если емкость C конденсатора зарядить до некоторого напряжения U_m и затем подключить к индуктивности L , возникнет переходный процесс, который может быть описан следующим дифференциальным уравнением (см. приложение 7):

$$\frac{d^2U}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU}{dt} + \omega_{res}^2 U = 0, \quad (4.1)$$

где коэффициент $\alpha = \frac{R}{2L}$; $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — резонансная частота колебательного контура; R — сопротивление контура, обусловленное потерями и связью с нагрузкой.



Решение уравнения может быть записано в следующем виде:

$$U(t) = Ae^{r_1 t} + Be^{r_2 t}, \quad (4.2)$$

где A, B — коэффициенты; r_1, r_2 — корни характеристического уравнения, соответствующего дифференциальному уравнению (4.1)

$$r^2 + 2\alpha r + \omega_{\text{рез}}^2 = 0. \quad (4.3)$$

Уравнение (4.3) имеет следующее решение:

$$r_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_{\text{рез}}^2}.$$

Для того чтобы переходный процесс, определяемый выражением (4.2), был колебательным, необходимо выполнение условия

$$\alpha < \omega_{\text{рез}}. \quad (4.4)$$

С учетом (4.4) и начального условия $U(t=0)=U_m$ получим решение дифференциального уравнения (4.1)

$$U(t) = U_m e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega_0 t,$$

где $\omega_0 = \omega_{\text{рез}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}$ — собственная частота резонатора;
 $Q = \frac{\rho}{R}$ — добротность; ρ — характеристическое сопротивление контура.

Из полученного решения следует, что переходный процесс имеет вид затухающих колебаний, где α — коэффициент затухания. Скорость затухания оценивают логарифмическим декрементом δ :

$$\delta = \ln \frac{U(0)}{U(T)},$$

где $T = \frac{2\pi}{\omega_{\text{рез}}}$ — период колебаний резонансной частоты. Нетрудно убедиться, что



$$\delta = \frac{\pi}{Q}.$$

Колебания затухают слабо, когда $\delta \rightarrow 0$, т.е. добротность контура велика. С этой целью требуется компенсировать положительное сопротивление R . Включением сопротивления в контур моделируется убыль энергии колебаний в соответствии с теоремой Пойнтинга – за счет ухода энергии из контура в нагрузку и благодаря протеканию токов и нагреванию элементов контура.

Таким образом, для создания незатухающих колебаний необходимо в LC -контур периодически передавать энергию электромагнитных колебаний, причем моменты введения дополнительной энергии должны быть синхронизированы с существующими колебаниями. Дополнительная энергия колебаний создается активным элементом (АЭ) цепи.

Активный элемент – это прибор, способный преобразовывать энергию постоянного электрического поля источника питания в энергию колебаний. Активным элементом может быть транзистор, генераторный диод, магнетрон и т.д. Обобщив изложенное выше, можно построить структурную схему автогенератора, вид которой представлен на рис. 4.1.



Рис. 4.1. Структурная схема автогенератора

Обратная связь нужна для управления работой АЭ, с тем чтобы энергия в резонатор поступала в нужные моменты времени.

4.2. Негатронная модель автогенератора

Наличие активного элемента в составе автогенератора иногда моделируют путем подключения к резонатору отрицательного сопротивления (рис. 4.2).

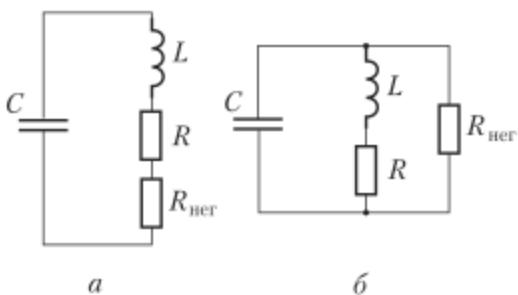


Рис. 4.2. Включение в контур отрицательного сопротивления:

a — последовательно; *b* — параллельно

На рис. 4.2 $R_{\text{нег}}$ — отрицательное сопротивление негатрона. *Негатроном* называют элемент цепи, проявляющий себя как отрицательное сопротивление в отличие от обычного резистора, сопротивление которого положительно.

Известно, что при протекании тока $I(t) = I \cos \omega t$ через резистор на нем падает напряжение $u = U \cos \omega t$, при этом колебания тока и напряжения синфазны. Поделив комплексную амплитуду напряжения \dot{U} на комплексную амплитуду тока \dot{I} , получим

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = R > 0.$$

Средняя во времени мощность колебаний на резисторе

$$P_p = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) u(t) dt = \frac{1}{2} I U$$

положительна, причем энергия электромагнитного поля при протекании тока через резистор преобразуется во внутреннюю энергию материала резистора, нагревая его.

На негатроне колебания напряжения и тока противофазны. В результате

$$\frac{\dot{U}_{\text{нег}}}{\dot{I}_{\text{нег}}} = -R_{\text{нег}}$$

и

$$P_{\text{нег}} = -\frac{1}{2} I U < 0.$$

Отрицательное значение мощности негатрона свидетельствует о том, что электромагнитная энергия не потребляет-

ся негатроном, а отдается во внешнюю цепь, т.е. он является генератором.

Для того чтобы ток и напряжение колебались в противофазе, необходимо существование участка отрицательной крутизны на динамической вольт-амперной характеристике (ВАХ) прибора. Такой участок возникает, например, на зависимости мгновенного коллекторного тока от мгновенного коллекторного напряжения биполярного транзистора при подаче переменного напряжения между базой и эмиттером, если транзистор открыт (рис. 4.3, а).

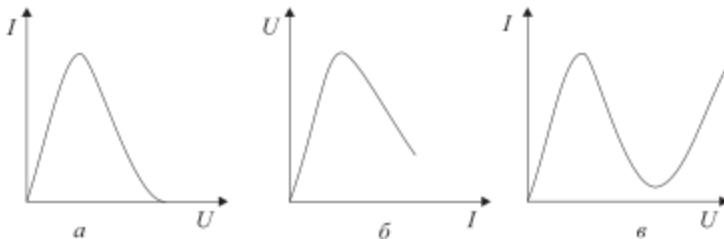


Рис. 4.3. Вольт-амперные характеристики негатронов:

- а — динамическая выходная ВАХ транзистора;
- б — динамическая ВАХ лавинно-пролетного диода;
- в — статическая ВАХ туннельного диода

В результате часть электрической цепи между коллектором и эмиттером, включающая транзистор и источник входных колебаний, подводимых к базе, является негатроном.

Участок отрицательной крутизны возникает на динамической ВАХ одного из видов генераторных диодов — лавинно-пролетного диода, если он связан с резонатором (рис. 4.3, б). У другого генераторного диода — туннельного участок отрицательной крутизны существует не только на динамической, но и на статической (т.е. измеренной на постоянном токе) ВАХ (рис. 4.3, в).

Как очевидно, негатроном может быть любой активный элемент.

4.3. Резонаторы автогенераторов

Для создания автогенераторов относительно низких частот (до ~1 ГГц) используют LC -контуры. На более высоких

частотах применяют резонаторы, представляющие собой отрезки линий — коаксиальной, микрополосковой, волноводной, либо объемные резонаторы других видов. Рассмотрим особенности резонаторов различных типов.

Колебательные контуры

Соединение колебательного LC -контура с негатроном может быть последовательным или параллельным (рис. 4.4).

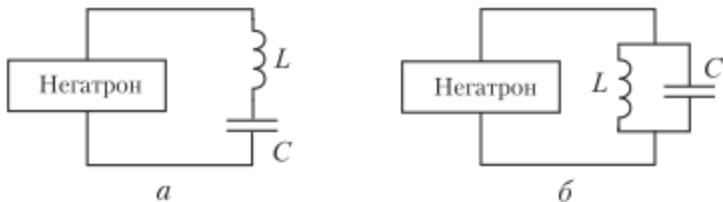


Рис. 4.4. Схема включения негатрона в колебательный контур:

а — последовательная; б — параллельная

Импеданс контура при последовательном включении (в том случае контур назовем последовательным)

$$\dot{Z} = R + i \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + iX,$$

где R — сопротивление потерь в контуре.

В показательной форме

$$\dot{Z} = |\dot{Z}| e^{i\varphi_Z},$$

где

$$|\dot{Z}| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} = R \sqrt{1 + a^2};$$

$$\Phi_Z = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R};$$

$$a = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} -$$

обобщенная расстройка.

Иногда вместо импеданса \dot{Z} удобнее использовать адmittанс $\dot{Y} = \frac{1}{\dot{Z}} = G + iB = Ye^{i\varphi_Y}$. Частотные характеристики последовательного контура приведены на рис. 4.5.

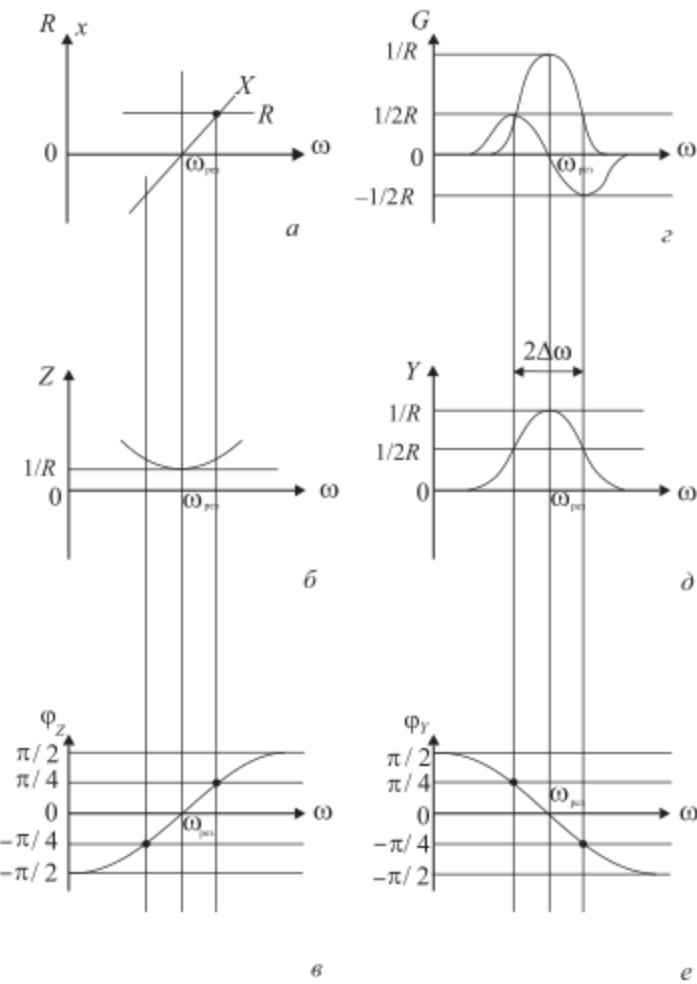


Рис. 4.5. Частотные характеристики колебательного контура при последовательном резонансе (а – е)

Особенности последовательного контура отражают следующие соотношения, справедливые на резонансной частоте $\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$:

$$\frac{dx}{d\omega} > 0, \quad \frac{dB}{d\omega} < 0;$$

$$\frac{d\phi_z}{d\omega} > 0, \quad \frac{d\phi_y}{d\omega} < 0.$$

Кроме того, интересно отметить, что на резонансной частоте $|\dot{Z}|$ имеет минимум, равный R , а $|\dot{Y}|$ — максимум, равный $\frac{1}{R}$.

При параллельном включении контура его импеданс

$$\dot{Z} = \frac{R_{\text{рез}}}{1 + iQ\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{рез}}} - \frac{\omega_{\text{рез}}}{\omega}\right)} = R + iX,$$

где $R_{\text{рез}} = \rho Q$ — резонансное сопротивление; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ — характеристическое сопротивление контура; $Q = \frac{\rho}{R}$; R — сопротивление потерь в контуре.

Адmittанс параллельного контура

$$\dot{Y} = G + iB.$$

Так же, как и в случае последовательного контура, при параллельном резонансе импеданс и admittанс иногда целесообразно представить в показательной форме

$$\dot{Z} = |\dot{Z}| e^{i\phi_z}; \quad \dot{Y} = |\dot{Y}| e^{i\phi_y}.$$

Частотные функции $R(\omega)$, $X(\omega)$, $G(\omega)$, $B(\omega)$, $\phi_z(\omega)$, $\phi_y(\omega)$ приведены на рис. 4.6.



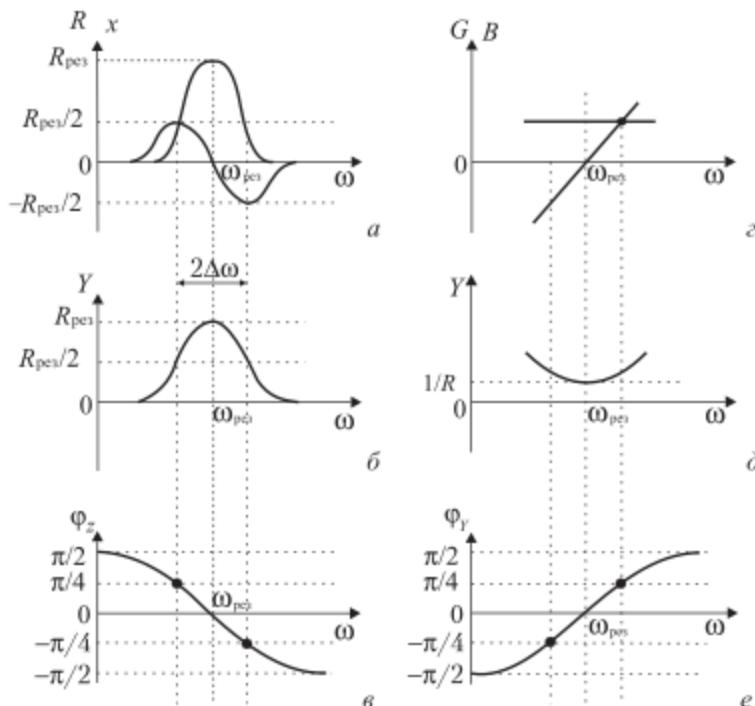


Рис. 4.6. Частотные характеристики колебательного контура при параллельном резонансе (а – е)

Особенности параллельного резонанса следующие:

$$\begin{aligned} \frac{dX}{d\omega} &< 0, & \frac{dB}{d\omega} &> 0; \\ \frac{d\phi_z}{d\omega} &< 0, & \frac{d\phi_Y}{d\omega} &> 0. \end{aligned}$$

Резонаторы стоячих волн на отрезках линий

На частотах ≥ 1 ГГц применяют резонаторы, выполненные на отрезках линий. Получим выражение для резонансных частот подобных резонаторов. Рассмотрим отрезок линии, нагруженный с обоих концов сопротивлениями Z_1 и Z_2 (рис. 4.7).

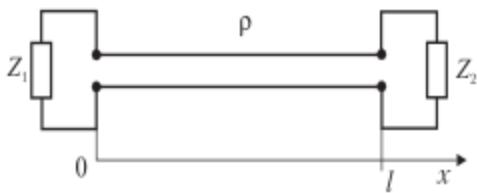


Рис. 4.7. Резонатор, образованный линией передачи:

I — длина отрезка; ρ — волновое сопротивление

Если в каком-то сечении линии включен источник электромагнитных колебаний, то в линии возникают волны, бегущие вдоль оси x и обратно. В положительном направлении оси x бежит падающая волна напряжения

$$u_{\text{пад}} = U_{\text{пад}} \cos(\omega t - \beta x),$$

в обратном направлении — отраженная волна

$$u_{\text{отр}} = U_{\text{отр}} \cos(\omega t + \beta x).$$

При $x = 0$ закон изменения напряжения, обусловленный падающей волной,

$$u(t, 0) = U_{\text{пад}} \cos \omega t.$$

Падающая волна достигает конца линии, отражается с некоторым коэффициентом отражения Γ_2 , возвращается обратно и при $x = 0$ вторично отражается от левого конца линии с коэффициентом отражения Γ_1 . В случае когда колебания, вызванные вторично отраженной волной, совпадают по фазе с первичными колебаниями, возникает усиливающая интерференция, амплитуда колебаний увеличивается, наступает резонанс.

Мгновенная фаза первичных колебаний $\psi_1 = \omega t$, мгновенная фаза вторичных колебаний $\psi_2 = \omega t - 2\beta I + \phi_1 + \phi_2$, где $2\beta I$ — набег фазы, обусловленный пробегом волны вдоль линии и обратно; ϕ_1, ϕ_2 — фазы коэффициентов отражения Γ_1 и Γ_2 . Резонанс возникает при условии

$$\Delta\psi = \psi_1 - \psi_2 = 2\pi n,$$

где $n = 1, 2\dots$

Итак, условие резонанса

$$2\beta l - \varphi_1 - \varphi_2 = 2\pi n. \quad (4.5)$$

Полуволновые и четвертьволновые резонаторы

На практике применяют следующие варианты резонаторов на отрезках линий:

а) отрезок линии, открытый (или замкнутый) с обоих концов;

б) отрезок линии, замкнутый с одной стороны и разомкнутый с другой.

Допустим, в качестве резонатора применен отрезок линии, разомкнутый с обоих концов. В этом случае $Z_1 = Z_2 = \infty$ в соответствии с выражением (2.32) $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 1$ и $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$.

Из (4.5) следует условие резонанса

$$l = \frac{\lambda}{2} n, \quad (4.6)$$

где λ — длина волны в линии.

Таким образом, резонанс наступает в том случае, когда на длине линии l укладывается целое число полуволн. Аналогичная ситуация возникает при короткозамкнутых концах линии. Такие резонаторы называют полуволновыми.

Рассмотрим резонатор, образованный линией, замкнутой с одной стороны и открытой с другой. В соответствии с (2.32) фаза коэффициента отражения от открытого конца $\varphi_1 = 0$, а короткозамкнутого конца $\varphi_2 = \pi$. Условие резонанса в этом случае

$$l = \frac{\lambda}{4} (2n - 1).$$

Резонанс наступает тогда, когда на длине линии укладывается нечетное число четвертей волн. Резонаторы такого типа называют четвертьволновыми.

Резонаторы бегущих волн

Бегущие волны могут существовать в резонаторе, образованном линией длиной l , свернутой в кольцо (рис. 4.8).



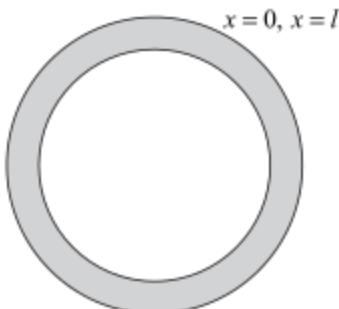


Рис. 4.8. Резонатор бегущих волн

Если в некотором сечении линии возбуждены электромагнитные колебания, то они вызывают волну, бегущую вдоль линии. Резонанс наступает в том случае, когда вторичные колебания, возникшие в результате пришедшой в данное сечение волны, совпадают по фазе с первичными колебаниями. Условие резонанса может быть записано в виде

$$\beta l = 2\pi n,$$

или

$$l = \lambda n,$$

где $n = 1, 2, 3\dots$

Для осуществления резонанса длина линии должна быть кратна длине волны.

4.4. Транзисторные автогенераторы

В качестве активного элемента в автогенераторах чаще всего применяются биполярные транзисторы. На относительно низких частотах, как уже отмечалось, резонаторами являются LC -контуры. Известно несколько типовых схем транзисторных автогенераторов, отличающихся видом обратной связи. На рис. 4.9 приведена схема автогенератора, справедливая для переменного тока, построенная в соответствии с общей структурной схемой, изображенной на рис. 4.1.

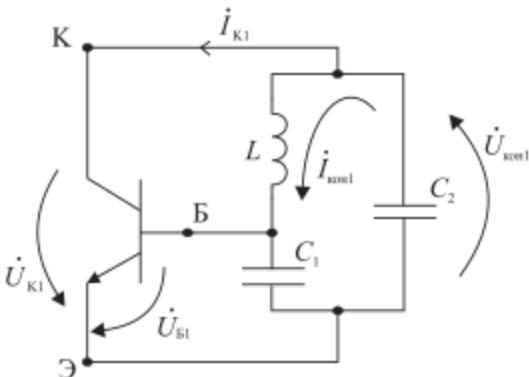


Рис. 4.9. Схема автогенератора с емкостной обратной связью

На изображенной схеме имеется емкостная положительная обратная связь по напряжению. Как показала практика, генераторы, выполненные по этой схеме, имеют наибольшую стабильность частоты. Ее называют схемой Колпитца, именно она в основном и применяется для создания автогенераторов.

Благодаря положительной обратной связи транзистор в точке коллектора (К) – эмиттер (Э) проявляет себя в качестве негатрона, т.е. к контуру подключается отрицательное сопротивление, компенсирующее убыль энергии.

При подаче напряжения питания на транзистор в контуре возбуждаются и нарастают колебания. Если выполнен ряд необходимых условий, в автогенераторе устанавливается стационарный режим работы, в котором амплитуда и частота колебаний постоянны.

Рассмотрим процесс установления стационарного режима в схеме, приведенной на рис. 4.9. При включении питания в контуре возникают колебания малой амплитуды на собственной частоте ω_0 , за счет обратной связи появляются колебания напряжения между базой Б и эмиттером транзистора с комплексной амплитудой первой гармоники $\dot{U}_{Б1}$. Это напряжение вызывает колебания коллекторного тока с комплексной амплитудой первой гармоники $\dot{I}_{К1}$. Коллекторный ток, протекая по колебательному контуру, образованному элементами L, C_1, C_2 , создает на нем колебания напряжения с комплексной амплитудой $\dot{U}_{ком1}$.

Если эти колебания синфазны с первоначальными, амплитуда колебаний нарастает, т.е. увеличиваются $U_{\text{кон1}}$, $U_{\text{Б1}}$ и $I_{\text{К1}}$. Увеличение амплитуды колебаний происходит до тех пор, пока не вступает в действие механизм их ограничения. Ограничение амплитуды наступает тогда, когда начинает проявляться нелинейность характеристик транзистора — вольтамперных, связывающих токи и напряжения на электродах, либо вольт-кулонных, описывающих емкости $p-n$ переходов.

Процесс ограничения амплитуды колебаний можно проследить по так называемой колебательной характеристике автогенератора, связывающей амплитуду коллекторного тока $I_{\text{К1}}$ с амплитудой напряжения на коллекторе $U_{\text{К1}}$. Как следует из рис. 4.9,

$$\dot{U}_{\text{К1}} = -\dot{U}_{\text{кон1}}. \quad (4.7)$$

При малых амплитудах нелинейность характеристик не проявляется и $I_{\text{К1}}$ растет пропорционально $U_{\text{К1}}$. С ростом амплитуды вступает в действие механизм ее ограничения и устанавливается стационарный режим (рис. 4.10).

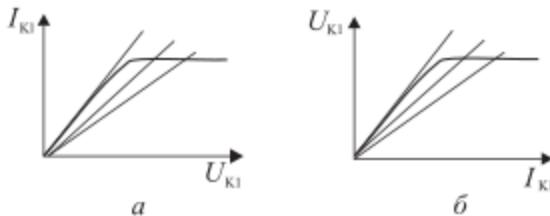
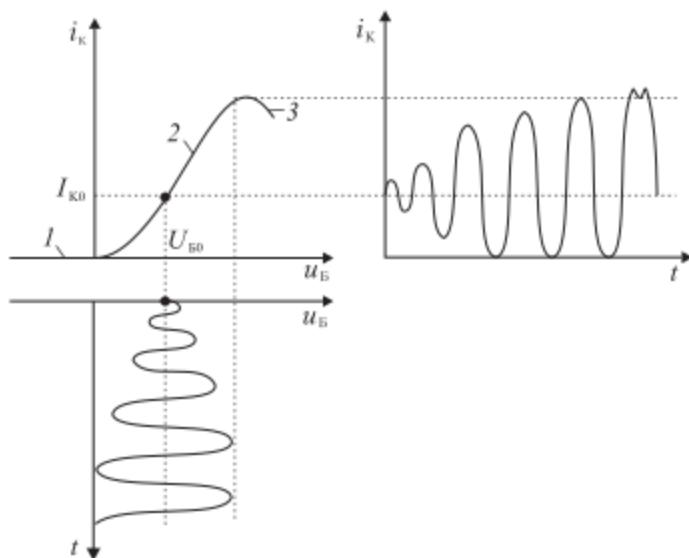


Рис. 4.10. Колебательные характеристики автогенератора

Стационарный режим колебаний может установиться либо за счет ограничения амплитуды тока $I_{\text{К1}}$ (рис. 4.10, а), либо за счет ограничения амплитуды напряжения $U_{\text{К1}}$ (рис. 4.10, б). Тот или иной механизм ограничения определяется преобладающим влиянием конкретной нелинейности. В биполярных транзисторах прежде всего проявляется нелинейность вольтамперной характеристики $i_{\text{K}}(U_{\text{Б1}})$, обусловленная переходом транзистора из активной области в область отсечки или область насыщения (рис. 4.11). Стабильность частоты колебаний оказывается наибольшей, если ограничение амплитуды происходит за счет отсечки тока без работы транзистора в области насыщения.



*Рис. 4.11. Установление колебаний в автогенераторе:
1 – область отсечки; 2 – активная область; 3 – область насыщения*

Как следует из рис. 4.11, колебательная характеристика транзистора соответствует рис. 4.10, а.

4.5. Условия существования стационарного режима колебаний

Определим условия, которые необходимо выполнить, чтобы в автогенераторе был возможен стационарный режим колебаний. С этой целью введем два параметра автогенератора:

- 1) $\dot{S}_1 = \frac{\dot{I}_{K1}}{\dot{U}_{B1}}$ – крутизну транзистора для первой гармоники колебаний;
- 2) $\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{U}_{B1}}{\dot{U}_{кон1}}$ – коэффициент обратной связи по напряжению.

При емкостной обратной связи, справедливой для схемы, представленной на рис. 4.9, коэффициент обратной связи оп-

ределяется сопротивлением емкостей контура. Действительно, в элементах высокодобротного контура протекает единый ток амплитудой $I_{\text{кон1}}$. Коэффициент обратной связи

$$\dot{K}_{\text{oc}} = \frac{\dot{U}_{\text{Б1}}}{\dot{U}_{\text{кон1}}} = \frac{\dot{I}_{\text{кон1}} \frac{1}{i\omega C_1}}{\dot{I}_{\text{кон1}} \frac{1}{i\omega C_2}}$$

оказывается действительной величиной

$$\dot{K}_{\text{oc}} = \frac{C_2}{C_1}. \quad (4.8)$$

Используя введенные параметры, запишем соотношения между комплексными амплитудами:

$$\begin{aligned}\dot{I}_{\text{К1}} &= \dot{S}_1 \dot{U}_{\text{Б1}}; \\ \dot{U}_{\text{Б1}} &= \dot{K}_{\text{oc}} \dot{U}_{\text{кон1}}; \\ \dot{U}_{\text{кон1}} &= \dot{I}_{\text{К1}} \dot{Z}_{\text{кон}},\end{aligned}$$

где $\dot{Z}_{\text{кон}}$ — комплексное сопротивление контура.

Объединяя эти выражения, получаем условие существования стационарного режима колебаний в автогенераторе

$$\dot{S}_1 \dot{K}_{\text{oc}} \dot{Z}_{\text{кон}} = 1. \quad (4.9)$$

Записывая комплексные величины в показательной форме $\dot{S}_1 = S_1 e^{i\varphi_s}$, $\dot{K}_{\text{oc}} = K_{\text{oc}} e^{i\varphi_{\text{oc}}}$, $\dot{Z}_{\text{кон}} = Z_{\text{кон}} e^{i\varphi_z}$, представим (4.9) в виде двух выражений:

$$S_1 K_{\text{oc}} Z_{\text{кон}} = 1; \quad (4.10)$$

$$\varphi_s + \varphi_{\text{oc}} + \varphi_z = 2\pi n, \quad (4.11)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Условие (4.10) называют *балансом амплитуд*, а (4.11) — *балансом фаз*.

Поскольку главное требование к автогенераторам — высокая стабильность частоты, то при их создании стремятся обеспечить работу автогенератора на резонансной частоте контура $\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}}$, где $C_{\Sigma} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ — суммарная емкость контура; при его высокой добротности и влиянии дестабилизирующих факторов частота колебаний незначительно отличается от $\omega_{\text{рез}}$.



В этом случае $\phi_Z = 0$ (см. рис. 4.6) и для выполнения баланса фаз требуется

$$\phi_S + \phi_{oc} = 2\pi n.$$

Если влиянием реактивных элементов транзистора на контур можно пренебречь, то коэффициент обратной связи определяется выражением (4.8), т.е. $\phi_{oc} = 0$. Откуда следует, что для выполнения баланса фаз нужно, чтобы $\phi_S = 0$, т.е. транзистор был безынерционен. С этой целью для автогенератора следует выбирать транзисторы, у которых граничная частота f_t много больше частоты колебаний [4].

Условие существования стационарного режима (4.9) можно представить несколько в ином виде

$$\dot{S}_l \dot{K}_{oc} = \dot{Y}_{kon},$$

где $\dot{Y}_{kon} = \frac{1}{\dot{Z}_{kon}} = G_{kon} + iB_{kon}$ — адmittанс колебательного контура в точках К — Э (см. рис. 4.9).

Поскольку $\dot{S}_l \dot{K}_{oc} = \frac{\dot{I}_{kl}}{\dot{U}_{kon1}}$, то с учетом (4.7) запишем

$$\dot{S}_l \dot{K}_{oc} = -\frac{\dot{I}_{kl}}{\dot{U}_{kl}} = -\dot{Y}_{ner},$$

где $\dot{Y}_{ner} = -G_{ner} + iB_{ner}$ — комплексная проводимость негатрона.

Итак, условия существования стационарного режима следующие:

$$\dot{Y}_{kon} = -\dot{Y}_{ner}$$

или

$$G_{kon} = G_{ner}; \quad (4.12)$$

$$B_{kon} + B_{ner} = 0. \quad (4.13)$$

Мощность, отдаваемая негатроном в контур,

$$P_{ner} = \frac{1}{2} U_{kl}^2 |G_{ner}|,$$

а мощность, потребляемая контуром,

$$P_{kon} = \frac{1}{2} U_{kl}^2 G_{kon}.$$



Отсюда условие (4.12), эквивалентное выражению (4.10), физически означает равенство мощностей, отдаваемой негатроном и потребляемой контуром.

Выражение (4.13) и его аналог (4.11) — условие резонанса в полной колебательной системе автогенератора, включающей контур, транзистор и элементы обратной связи.

Действительная $G_{\text{кон}}$ и мнимая $B_{\text{кон}}$ части полной проводимости контура являются функциями частоты ω и не зависят от амплитуды колебаний $U_{\text{к1}}$. В то же время $G_{\text{нег}}$ и $B_{\text{нег}}$ зависят от $U_{\text{к1}}$, а их зависимость от ω слабая и ее можно не учитывать. Таким образом, решая систему из двух алгебраических уравнений (4.12) и (4.13) либо (4.10) и (4.11) с двумя неизвестными, можем найти частоту ω_0 и амплитуду колебаний $U_{\text{к1}} = U_{\text{ст}}$ в стационарном режиме.

4.6. Устойчивость стационарного режима и условие возбуждения колебаний

Выполнение условий баланса фаз и баланса амплитуд еще не гарантирует того, что стационарный режим будет реализован на практике. Требуется оценить его устойчивость к малым отклонениям амплитуды колебаний.

Допустим, в автогенераторе существуют колебания

$$u(t) = U_{\text{ст}} \cos \omega_0 t.$$

Предположим, что амплитуда $U_{\text{ст}}$ изменилась на некоторую малую величину $\Delta U_{\text{ст}} \ll U_{\text{ст}}$, тогда новая амплитуда $U'_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} + \Delta U_{\text{ст}}$. Стационарный режим устойчив, если при этом возникает переходный процесс, стремящийся вернуть амплитуду колебаний к прежнему значению.

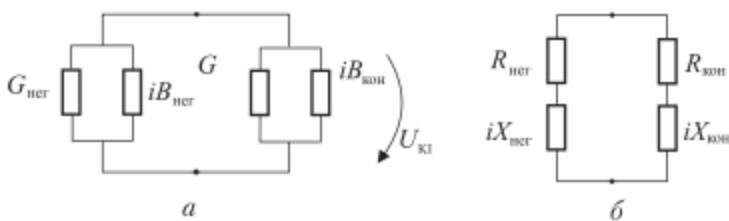
Зависимость $u(t)$ во время переходного процесса можно аппроксимировать функцией

$$u(t) = U'_{\text{ст}} e^{\gamma t} \cos \omega t,$$

где $\gamma = \gamma(t)$, $\omega = \omega(t)$. При $\Delta U_{\text{ст}} > 0$ режим устойчив, если $\gamma < 0$, а при $\Delta U_{\text{ст}} < 0$ устойчивость достигается, если $\gamma > 0$.

В приложении 8 получено условие устойчивости стационарного режима, автогенератор при этом представлен моделью в виде соединения адmittансов или импедансов колебательного контура и негатрона (рис. 4.12).





**Рис. 4.12. Обобщенные эквивалентные схемы
автогенераторов:**

a — соединение адмитансов; *б* — соединение импедансов

Стационарный режим устойчив к малым отклонениям амплитуды колебаний при одновременном выполнении одного из вариантов следующих неравенств:

$$1) \frac{dG_{\text{нер}}}{dU_{\text{КИ}}} \Big|_{U_{\text{cr}}} < 0, \quad \frac{dB_{\text{кон}}}{d\omega} \Big|_{\omega_0} > 0, \quad (4.14)$$

$$2) \frac{dG_{\text{нер}}}{dU_{\text{КИ}}} \Big|_{U_{\text{cr}}} > 0, \quad \frac{dB_{\text{кон}}}{d\omega} \Big|_{\omega_0} < 0. \quad (4.15)$$

В первом варианте колебательная система в точках подключения негатрона должна иметь частотную характеристику, характерную для параллельного резонанса, а во втором — для последовательного. Это следует из анализа рис. 4.5 и 4.6.

Тип колебательного контура (с параллельным или последовательным резонансом) зависит от механизма ограничения амплитуды колебаний в автогенераторе. Если ограничивается амплитуда тока негатрона на рис. 4.10, *а*, то $\frac{d|G_{\text{нер}}|}{dU_{\text{КИ}}} < 0$ и к негатрону требуется подсоединять контур с параллельным резонансом. При ограничении амплитуды напряжения $U_{\text{КИ}}$ (см. рис. 4.10, *б*) резонанс должен быть последовательным.

В подавляющем большинстве типов транзисторных генераторов амплитуда колебаний ограничивается за счет отсечки коллекторного тока. При этом колебательная характеристика $I_{\text{КИ}}(U_{\text{КИ}})$ имеет вид кривой, представленной рис. 4.10, *а*, и для устойчивости стационарного режима к электродам К-Э транзистора требуется подключать параллельный колебательный контур.

Помимо условий существования и устойчивости стационарного режима колебаний требуется, чтобы при подаче питания на транзистор колебания возбуждались автоматически. Определим условие самовозбуждения колебаний.

Колебания малой амплитуды, возникшие в контуре при включении питания, будут нарастать, если мощность колебаний, отдаваемая негатроном, будет превышать мощность, потребляемую контуром:

$$P_{\text{нер}} > P_{\text{кон}},$$

т.е., как следует из рис. 4.12, *a*,

$$G_0 > G_{\text{кон}}, \quad (4.16)$$

где G_0 — действительная часть проводимости негатрона при малых амплитудах колебаний $U_{K1} \rightarrow 0$.

При малых амплитудах колебаний крутизна транзистора для первой гармоники \dot{S}_1 — это крутизна S статической переходной характеристики $i_K(u_B)$. Поэтому $G_0 = SK_{\text{oc}}$, и условие самовозбуждения может быть записано в форме

$$SK_{\text{oc}} Z_{\text{кон}} > 1.$$

Условие самовозбуждения (4.16) справедливо только для автогенератора, устойчивость которого определяется выражением (4.14). Если же реализован автогенератор с последовательным контуром, устойчивость которого определяется неравенствами (4.15), самовозбуждение колебаний происходит при условии

$$R_0 > R_{\text{кон}},$$

где R_0 — действительная часть импеданса негатрона $\dot{Z}_{\text{нер}}$ при $I_{K1} \rightarrow 0$.

4.7. Стабильность частоты колебаний

В идеальном генераторе при выполнении условий существования и устойчивости стационарного режима, а также условия самовозбуждения существуют колебания постоянной амплитуды $U_{\text{ст}}$ и частоты ω_0 . На практике частота и амплитуда колебаний флюктуируют относительно стационарных значений.



Флуктуации частоты могут быть медленными и быстрыми. Медленные флуктуации, т.е. изменение частоты в течение минут, часов, суток, оценивают величиной ее относительной нестабильности: $\frac{\Delta f_{\max}}{f_0}$, где Δf_{\max} — максимальное отклонение частоты под действием дестабилизирующих факторов — при изменении климатических условий (температуры, влажности воздуха, давления), напряжений питания, механических воздействиях — ударах и вибрациях; f_0 — частота колебаний в стационарном режиме.

Быстрые флуктуации частоты, т.е. ее изменения в течение секунд или долей секунды, рассматривают как частотный или фазовый шум и оценивают его мощностью. Определим условия, при которых колебания получаются наиболее стабильными.

Частоту колебаний можно найти из уравнения (4.13) или эквивалентного ему (4.11). Воспользуемся последним уравнением, полагая, что $n = 0$. Поскольку наиболее сильная зависимость от частоты проявляется у функции $\Phi_Z(\omega)$, то считаем, что сумма $\Phi_S + \Phi_{oc}$ от частоты не зависит. Графический способ нахождения частоты генерации приведен на рис. 4.13.

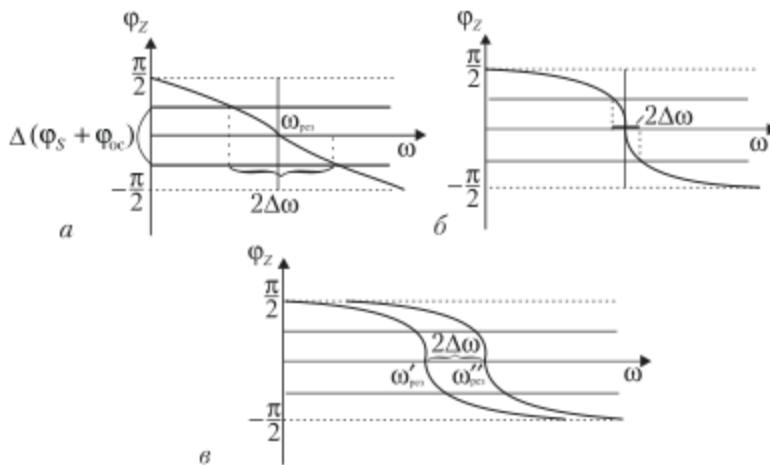


Рис. 4.13. Пояснения появления изменений частоты генерации (а – в)

Из рис. 4.13 следует, что отклонения частоты ω от $\omega_{\text{рез}}$ тем больше, чем больше флуктуации фазы $\phi_s + \phi_{\text{oc}}$ и чем меньше крутизна фазовой характеристики. Кроме того, нестабильность частоты колебаний появляется при изменениях резонансной частоты контура. Для снижения отклонений частоты требуется выполнение следующих условий:

- 1) уменьшение отклонений $\Delta(\phi_s + \phi_{\text{oc}})$ от 0;
- 2) увеличение крутизны фазовой характеристики контура частоты ω ;
- 3) постоянство резонансной частоты контура при воздействии всех дестабилизирующих факторов.

Уменьшать фазовый сдвиг ϕ_s можно, тщательно устанавливая режим работы транзистора. Крутизна фазовой характеристики может быть найдена из выражения для импеданса контура (см. приложение 9)

$$\dot{Z}_{\text{кон}} = \frac{p^2 R_{\text{рез}}}{1+ia} = Z_{\text{кон}} e^{i\phi_Z},$$

$$a \simeq \frac{2Q(\omega - \omega_{\text{рез}})}{\omega_{\text{рез}}}; \quad p = \frac{U_{K1}}{U_{L1}} =$$

коэффициент включения контура; U_{L1} — амплитуда напряжения на индуктивности контура;

$$\phi_Z = -\arctg a.$$

Отсюда следует, что

$$\left. \frac{d\phi_Z}{d\omega} \right|_{\omega_{\text{рез}}} = \left. \frac{d\phi_Z}{da} \cdot \frac{da}{d\omega} \right|_{\omega_{\text{рез}}} = \frac{2Q}{\omega_{\text{рез}}}.$$

Таким образом, для увеличения стабильности частоты нужно увеличивать добротность резонатора.

Добротность резонатора определяется следующим образом:

$$Q = \frac{\omega_{\text{рез}} W_3}{P}. \quad (4.16)$$

Здесь W_3 — энергия, запасаемая в резонаторе; P — мощность электромагнитных колебаний, расходуемая в резонаторе,

$$P = P_n + P_{\text{пот}},$$

где P_n — мощность, передаваемая в нагрузку; $P_{\text{пот}}$ — мощность потерь.



Подставляя это выражение в (4.16), запишем

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_n}, \quad (4.17)$$

где

$$Q_0 = \frac{\omega_{\text{рез}} W_a}{P_{\text{наг}}} — \quad (4.18)$$

собственная добротность резонатора;

$$Q_n = \frac{\omega_{\text{рез}} W_a}{P_n} — \quad (4.19)$$

внешняя добротность.

Как следует из (4.17)–(4.19), для увеличения добротности необходимо применять резонаторы, имеющие высокую собственную добротность Q_0 , и ослаблять связь резонатора с нагрузкой.

4.8. Шумы в автогенераторах

Напряжение на выходе идеального автогенератора

$$u = U_{\text{cr}} \cos \omega_0 t.$$

В реальном генераторе

$$u = [U_{\text{cr}} + \delta U_{\text{cr}}(t)] \cos [\omega_0 t + \delta \psi(t)],$$

где $\delta U_{\text{cr}}(t)$ — амплитудный шум; $\delta \psi(t)$ — фазовый шум.

Учитывая малость флуктуаций амплитуды и фазы, формулу напряжений запишем в виде

$$u \simeq U_{\text{cr}} \cos \omega_0 t + \delta U_{\text{cr}}(t) \cos \omega_0 t - \delta \psi(t) U_{\text{cr}} \sin \omega_0 t.$$

Полученное выражение определяет спектр шумящего автогенератора.

Первое слагаемое представляет собой спектральную линию на частоте автогенератора ω_0 . Второе слагаемое указывает на наличие боковых полос вблизи частоты ω_0 , обусловленных амплитудным шумом, третье слагаемое определяет боковые полосы, созданные фазовым шумом. Обычно амплитудный шум существенно ниже фазового, и учитывают, как правило, лишь фазовый шум.



Для того чтобы оценить уровень фазового шума, нужно знать спектральный состав случайной флюктуации $\delta\psi(t)$, который зависит в основном от шума транзистора.

Шум транзистора

Если к транзистору подвести питание и открывающее его напряжение смещения, то токи и напряжение на эмиттерах, помимо постоянных составляющих, будут иметь шумовые флюктуации. Например, коллекторный ток

$$I_k(t) = I_{ct} + \delta I_{ct}(t).$$

Случайная флюктуация $\delta I_{ct}(t)$ характеризуется спектральной плотностью мощности $S_I(F)$, где F — частота флюктуации амплитуды тока. В зависимости от вида функции $S_I(F)$ различают два типа шума транзистора:

1) «белый» шум, у которого спектральная плотность не зависит от частоты флюктуации

$$S_0 = N_m kT,$$

где N_m — коэффициент шума транзистора; k — постоянная Больцмана; T — температура транзистора, К;

2) фликкер-шум, спектральная плотность мощности которого обратно пропорциональна частоте флюктуации

$$S_\Phi = \frac{A_\Phi}{F},$$

где A_Φ — параметр транзистора, определяющий уровень фликкер-шума.

Суммарная спектральная плотность мощности шума транзистора

$$S_I = S_0 + \frac{A_\Phi}{F},$$

или

$$S_I = S_0 \left(1 + \frac{F_\Phi}{F} \right), \quad (4.20)$$

где $F_\Phi = \frac{A_\Phi}{S_0}$ — граничная частота фликкер-шума, т.е. частота флюктуации коллекторного тока, на которой $S_\Phi = S_0$. Таким образом, шум транзистора определяется двумя его параметрами: N_m и F_Φ , а также температурой.



Фазовый шум автогенератора

Если транзистор включен в схему автогенератора, то его шум преобразуется в флюктуации фазы выходных колебаний, т.е. в фазовый шум автогенератора $\delta\psi(t)$. Известна формула Лисона для спектральной плотности мощности фазового шума:

$$S'(\Phi) = \frac{N_m k T}{P_r} \left(\frac{\Delta f_{\text{рез}}^2 F_\Phi}{F^3} + \frac{\Delta f_{\text{рез}}^2}{F^2} + \frac{F_\Phi}{F} + 1 \right). \quad (4.21)$$

Здесь $\Delta f_{\text{рез}} = \frac{f_{\text{рез}}}{2Q}$ — половина полосы пропускания резонатора; $f_{\text{рез}}$ — резонансная частота; Q — добротность; F — частота флюктуации мгновенной фазы выходного напряжения автогенератора; P_r — выходная мощность автогенератора.

Зависимость $S'_\psi(F)$ представлена на рис. 4.14.

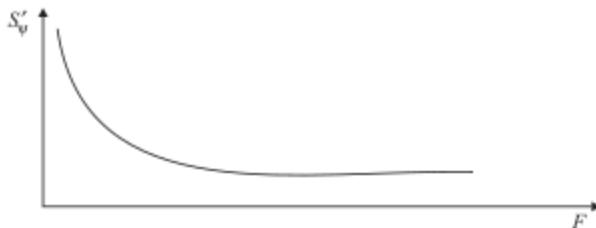


Рис. 4.14. Зависимость спектральной плотности мощности фазового шума от частоты флюктуации фазы

Эта зависимость переносится на частоту колебаний f_0 в автогенераторе, и спектр выходных колебаний принимает вид, представленный на рис. 4.15.

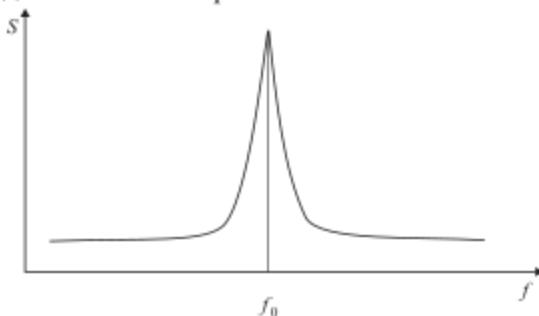


Рис. 4.15. Выходной спектр автогенератора

При переходе от частоты генератора f_0 на некоторую частоту, отстоящую от f_0 на F , и выборе малой полосы частот Δf , в пределах которой можно считать $S = \text{const}$, мощность фазового шума в этой полосе

$$P_{\text{ш}}(F) = S(F)\Delta f.$$

При проектировании автогенераторов предъявляют требования по допустимому уровню шума в зависимости от F :

$$\delta = 10 \lg \frac{P_{\text{ш}}(F)}{P_r} \left[\frac{\text{дБ}}{\Gamma_{\text{ц}}} \right],$$

где частоты F устанавливают на уровне 0,1, 10, 100 кГц и т.д.

Для снижения уровня фазового шума автогенераторов, как следует из (4.21), необходимо:

1) применять транзисторы с минимальным отношением $\frac{N_{\text{ш}}}{P_r}$; как показала практика, существует оптимальный диапазон мощностей транзисторов, в котором отношение коэффициента шума $N_{\text{ш}}$ и P_r минимально;

2) выбирать транзисторы с минимальной критической частотой фликкер-шума F_{ϕ} ;

3) применять резонаторы с малой полосой пропускания резонатора $\Delta f_{\text{рез}}$ или большой добротностью Q .

Амплитудный шум автогенератора

В некоторых радиосистемах, где информация содержится в изменении амплитуды колебаний, важен амплитудный шум. Поскольку основным источником шума является транзистор, то для снижения амплитудного шума автогенератора нужно уменьшать спектральную плотность S_I , определяемую выражением (4.20). С этой целью следует выбирать транзистор с малым коэффициентом шума $N_{\text{ш}}$ и малой критической частотой фликкер-шума F_{ϕ} .

Амплитуду колебаний в стационарном режиме можно найти, например, решая уравнение (4.12). Графический способ решения представлен на рис. 4.16.

Из рис. 4.16 следует, что при флуктуациях $G_{\text{кон}}$ изменение амплитуды тем меньше, чем больше модуль крутизны зависимости $G_{\text{нер}}(U_{K1})$. Таким образом, амплитудный шум можно уменьшать, увеличивая $\left. \frac{dG_{\text{нер}}}{dU_{K1}} \right|_{U_{\text{ср}}}$ путем выбора



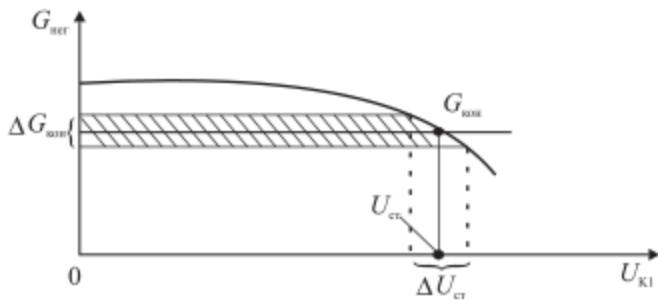


Рис. 4.16. Определение амплитуды колебаний в стационарном режиме

режима работы транзистора. Следует отметить, что увеличение добротности резонатора, снижающее фазовый шум, никакого влияния на амплитудный шум не оказывает.

4.9. Электрические схемы транзисторных автогенераторов

Для составления электрической схемы автогенератора нужно к схеме, справедливой для переменного тока (см. рис. 4.9), добавить элементы, подводящие постоянные напряжения к электродам транзистора. Биполярный транзистор работает в активном режиме, когда на коллекторный $p-n$ переход подается запирающее напряжение, а на эмиттерный переход — открывющее. Типичная схема включения $n-p-n$ транзистора по постоянному току изображена на рис. 4.17.

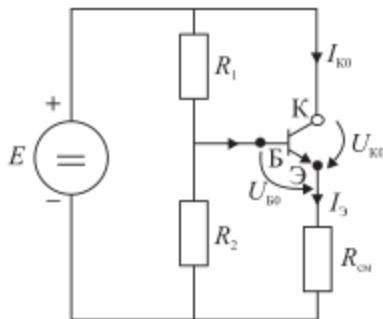


Рис. 4.17. Схема подачи постоянных напряжений на биполярный транзистор

Постоянное напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{K0} = E - I_{B0} R_{cm},$$

напряжение смещения между базой и эмиттером

$$U_{B0} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{K0} R_{cm} - I_{B0} \left(R_{cm} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

При записи выражения для U_{B0} учтено соотношение

$$I_{B0} = I_{K0} + I_{B0}.$$

Сопротивления R_1 и R_2 служат для создания фиксированного напряжения смещения на базе, открывающего транзистор. Сопротивление R_{cm} создает автоматическое смещение за счет протекания постоянного тока эмиттера I_{B0} . Автосмещение применяют для того, чтобы при установлении стационарного режима напряжение на базе смешалось в сторону отрицательных напряжений для устранения перехода режима транзистора в область насыщения. Применение R_{cm} увеличивает стабильность частоты и снижает уровень фазового шума.

Электрические схемы автогенераторов составляют, объединяя схемы для переменного (см. рис. 4.9) и постоянного тока. Какой-либо из электродов транзистора заземляют по постоянному и переменному току, причем не обязательно один и тот же. Для заземления электрода по переменному току его соединяют с землей посредством конденсатора большой емкости. На рис. 4.18 изображены возможные схемы автогенераторов — с заземленным эмиттером (рис. 4.18, а) и заземленным коллектором (рис. 4.18, б).

Колебательные контуры образованы элементами L , C_1 , C_2 . Блокировочные элементы C_{61} , R_{61} препятствуют попаданию переменного тока в источник питания. В схеме, представленной на рис. 4.18, б, емкость C_{61} одновременно заземляет коллектор по переменному току, а в схеме на рис. 4.18, а эмиттер заземляют посредством C_{611} .

Емкость C_p служит для разделения потенциалов базы и коллектора, C_{cb} — для связи с нагрузкой.



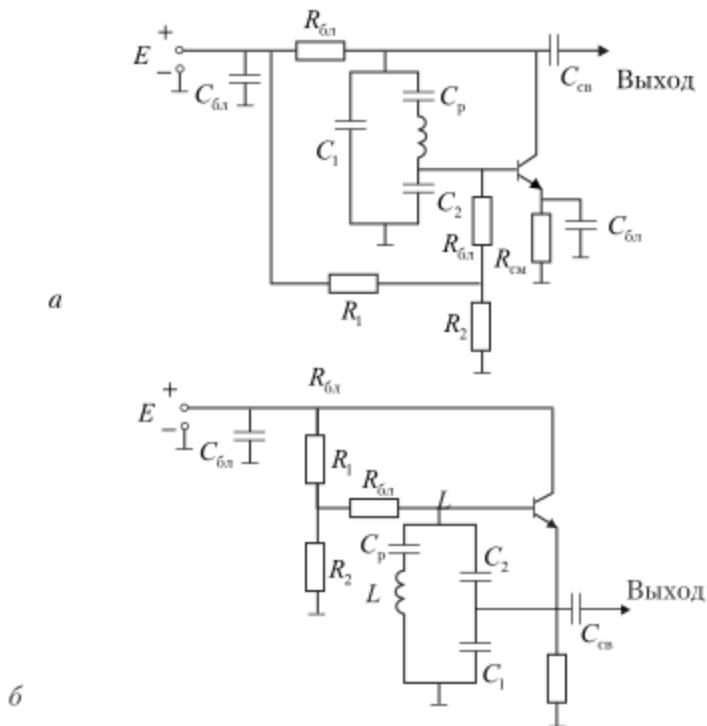


Рис. 4.18. Схемы автогенератора:

a — с заземленным эмиттером; *б* — с заземленным коллектором

4.10. Кварцевые автогенераторы

Относительная нестабильность частоты автогенераторов, включенных с использованием *LC*-контуров, составляет 10^{-2} – 10^{-3} , в то время как для практики требуется 10^{-5} – 10^{-8} . С целью стабилизации частоты требуется применение резонатора с большой собственной добротностью Q_0 и постоянством резонансной частоты при воздействии дестабилизирующих факторов. Подобными свойствами обладают кварцевые резонаторы.

Кварцевые резонаторы

Кварцевый резонатор — это пластина кварца с двумя металлическими контактами на противоположных гранях. Резонансные свойства пластины проявляются благодаря

действию пьезоэлектрического эффекта — прямого и обратного. Если к электродам кварцевого резонатора подвести переменное напряжение, то вследствие обратного пьезоэффекта в пластине возникают механические колебания. Из-за прямого пьезоэффекта эти колебания вызывают протекание через пластину пьезоэлектрического тока дополнительно к току смещения, протекающего через емкость, образованную контактами и кварцем. Амплитуда пьезоэлектрического тока пропорциональна амплитуде механических колебаний.

Возникшие в пластине механические колебания образуют волны, бегущие от одного электрода к другому и обратно, поэтому кварцевый резонатор можно представить в виде линии, разомкнутой с обоих концов. Резкое увеличение амплитуды механических колебаний наступает при выполнении условия (4.6): $d = \frac{\lambda}{2} n$, т.е. в случае, когда вдоль толщины пластины d укладывается целое число полуволн (рис. 4.19).

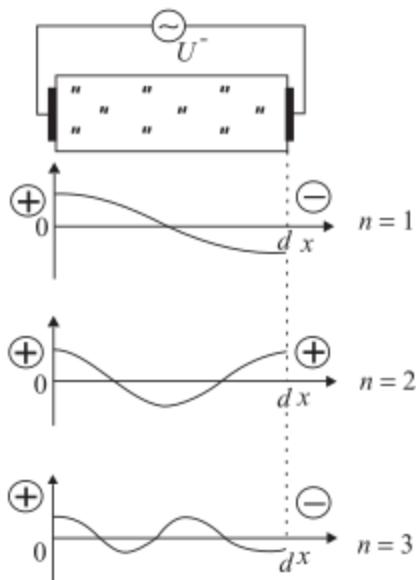


Рис. 4.19. Резонансы в кварцевой пластине

Из рис. 4.19 следует, что когда число полуволн нечетное, заряды на электродах имеют разные знаки, следовательно, разность потенциалов и пьезоэлектрический ток возникают при нечетных $n = 1, 3, 5, \dots$. При изменении частоты колебаний источника и постоянной амплитуде приложенного напряжения U зависимость амплитуды тока $I_{\text{кв}}$, протекающего через кварцевую пластину, изображена на рис. 4.20.

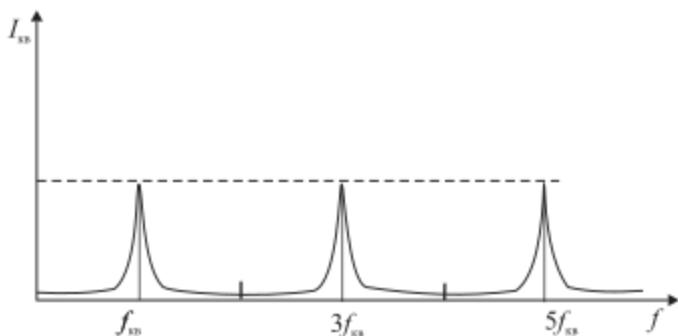


Рис. 4.20. Зависимость амплитуды тока кварцевого резонатора от частоты колебаний

Итак, резонансы в кварцевой пластине наблюдаются на основной резонансной частоте механических колебаний и ее нечетных гармониках. Условие резонансов

$$d = (2n-1) \frac{\lambda}{2}.$$

Поскольку $\lambda = \frac{v_{\text{зв}}}{f}$, где $v_{\text{зв}}$ — скорость распространения волн механических колебаний (скорость звука), то резонансная частота кварцевой пластины

$$f = \frac{v_{\text{зв}}(2n-1)}{2d},$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$

Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Увеличение амплитуды тока при постоянной амплитуде напряжения означает, что на резонансной частоте увеличивается модуль проводимости резонатора $Y = \frac{I}{U}$, что, как

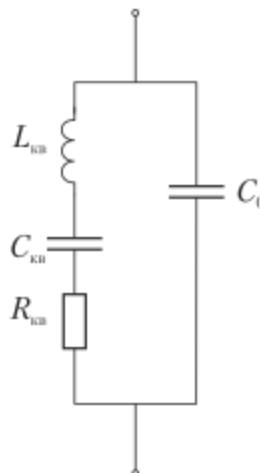


Рис. 4.21. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

следует из рис. 4.5, δ , характерно для последовательного резонанса. Поэтому кварцевый резонатор в окрестности резонансных частот можно представить в виде эквивалентной схемы, изображенной на рис. 4.21.

Элементы $L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$, $R_{\text{кв}}$ моделируют кварцевый резонатор, а C_0 — емкость между контактами кварцевой пластины. Из-за наличия емкости C_0 наряду с последовательным

$$\omega_{\text{кв}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}}$$

возможен параллельный резонанс на частоте

$$\omega_{\text{пар}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C_0}},$$

где $L_{\text{кв}}$ — эквивалентная индуктивность левой ветви эквивалентной схемы (см. рис. 4.21).

Нетрудно заметить, что частота параллельного несколько выше частоты последовательного резонанса.

Следует отметить, что добротность кварцевого резонатора на частоте параллельного резонанса ниже добротности на частоте последовательного резонанса. Таким образом, кварцевый резонатор целесообразно возбуждать на какой-либо гармонике последовательного резонанса. Нужно иметь в виду, что добротность резонатора на высших механических гармониках снижается, это приводит к уменьшению стабильности частоты и увеличению фазового шума автогенератора.

Практика показывает, что наибольшая стабильность частоты получается на первой или третьей механической гармонике. Наиболее стабильные и малошумящие кварцевые автогенераторы выполняют на частотах 2–10 МГц.

Электрическая схема кварцевого автогенератора

Известно много схем кварцевых автогенераторов. Наиболее часто применяется схема Пирса, которая представляет собой емкостную трехточку, где кварц включен вместо индуктивности. Эта схема изображена на рис. 4.22.

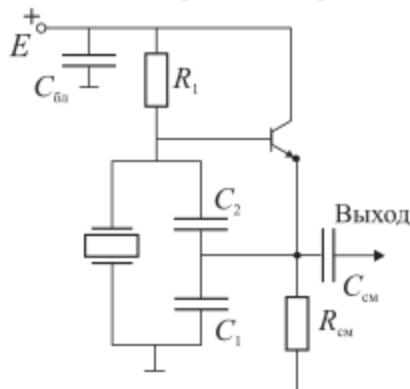


Рис. 4.22. Простейшая схема кварцевого автогенератора

Стабилизирующее действие кварцевого резонатора можно пояснить, записав условие резонанса при последовательном обходе контура

$$X_{\text{кв}} - \frac{1}{\omega C_{\Sigma}} = 0,$$

где $X_{\text{кв}} = \omega L_{\text{кв}} - \frac{1}{\omega C_{\text{кв}}}$, $C_{\Sigma} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ — суммарная емкость контура.

Графический способ решения этого уравнения представлен на рис. 4.23. На частоте последовательного резонанса кварца производная

$$\left. \frac{dX_{\text{кв}}}{d\omega} \right|_{\omega_{\text{кв}}} = 2L_{\text{кв}}$$

оказывается весьма высокой из-за больших значений индуктивности $L_{\text{кв}}$. Поэтому отклонения частоты колебаний $\Delta\omega_0 = \omega'_0 - \omega''_0$, обусловленные изменением емкостей C_1 и C_2 , оказываются весьма незначительными.

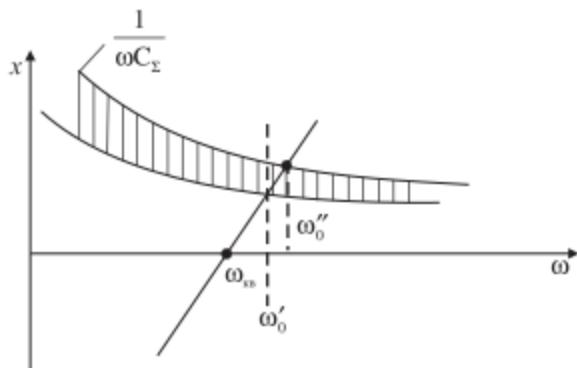


Рис. 4.23. Определение частоты колебаний кварцевого генератора

На практике схема, изображенная на рис. 4.22, реализуется на микросхемах инверторов или усилителей путем подсоединения кварцевого резонатора и двух одинаковых емкостей $C_1 = C_2$. При этом коэффициент обратной связи $K_{\text{oc}} = 1$.

4.11. Генераторы, управляемые напряжением

Помимо автогенераторов, стабилизованных по частоте высокодобротными резонаторами, в радиосистемах широко применяются автогенераторы, перестраиваемые по частоте. Их называют генераторами, управляемыми напряжением (ГУН). Механизм их работы следующий.

Частота колебаний в автогенераторе, как известно, равна или близка к резонансной частоте резонатора $\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$, где C_Σ — суммарная емкость контура. Если в резонатор включить варикап, т.е. диод с управляемой емкостью закрытого $p-n$ перехода, то при изменении емкости варикапа C_b будет изменяться C_Σ , а следовательно, резонансная частота.

В приложении 10 получена связь относительного изменения резонансной частоты $\Delta\omega$ с изменением емкости варикапа в случае, когда в качестве резонатора применен LC -колебательный контур

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C_b}{C_b} K_b, \quad (4.22)$$

где ΔC_b — изменение емкости варикапа; $K_b = \frac{W_b}{W_\Sigma}$ — коэффициент вклада варикапа в суммарную энергию электрического поля W_Σ , запасаемую в резонаторе; W_b — энергия, запасаемая в варикапе.

Поскольку

$$W_b = \frac{C_b U_{b1}^2}{2},$$

$$W_\Sigma = \frac{C_\Sigma U_{L1}^2}{2},$$

где U_{b1} — амплитуда первой гармоники колебаний напряжения на варикапе; U_{L1} — амплитуда первой гармоники напряжения на контуре в точках соединения индуктивности L и суммарной емкости C_Σ , то

$$K_b = \frac{p_b^2 C_b}{C_\Sigma}. \quad (4.23)$$

Здесь

$$p_b = \frac{U_{b1}}{U_{L1}} —$$

коэффициент включения варикапа в контур.

Варикап может быть включен в контур последовательно и параллельно (рис. 4.24).

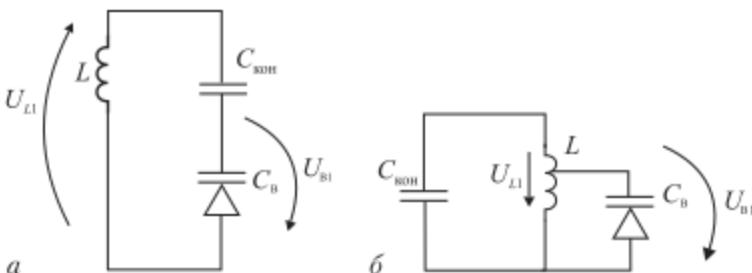


Рис. 4.24. Включение варикапа в LC -контура:
а — последовательное; б — параллельное

При последовательном включении варикапа

$$C_{\Sigma} = \frac{C_{\text{кон}} C_b}{C_{\text{кон}} + C_b},$$

где $C_{\text{кон}}$ — емкость контура без варикапа и

$$K_b = p_b = \frac{C_{\Sigma}}{C_b}.$$

В случае параллельного включения

$$C_{\Sigma} = C_{\text{кон}} + p_b^2 C_b,$$

где p_b определяется с помощью выражения (4.24).

В соответствии с (4.22) полоса перестройки частоты зависит от относительного изменения емкости варикапа и коэффициента вклада K_b .

Относительное изменение емкости варикапа

Емкость варикапа зависит от напряжения в соответствии с вольт-фарадной характеристикой (ВФХ)

$$C_b(U_b) = C_b(0) \left(\frac{\Phi_k}{\Phi_k + U_b} \right)^v,$$

где $C_b(0)$ — емкость варикапа при нулевом напряжении; Φ_k — контактная разность потенциалов в диоде, $\Phi_k = 0,5 \div 0,8$ В; v — степень резкости $p-n$ перехода ($v = 0,5 \div 2$).

Поскольку варикап включен в контур, то к нему, помимо управляющего напряжения U_0 , приложено переменное напряжение с частотой ω_0 и амплитудой U_{b1} (рис. 4.25). Если аппроксимировать ВФХ прямой линией, то

$$\Delta C_b = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{2};$$

$$C_b = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2};$$

$$\frac{\Delta C_b}{C_b} = \frac{k_C - 1}{k_C + 1},$$

где $k_C = \frac{C_{\max}}{C_{\min}}$ — коэффициент перекрытия емкости, а

$$C_{\max} = C_0(0) \left(\frac{\Phi_k}{\Phi_k + U_{0\min}} \right)^v;$$

$$C_{\min} = C_0(0) \left(\frac{\Phi_k}{\Phi_k + U_{0\max}} \right)^v.$$

Пренебрегая небольшим напряжением Φ_k , запишем

$$k_C \simeq \left(\frac{U_{0\max}}{U_{0\min}} \right)^v.$$

В случае полного использования ВФХ

$$k_{C\max} \simeq \left(\frac{U_{\text{проб}}}{U_{n1}} - 1 \right)^v. \quad (4.25)$$

Очевидно, что для роста $k_{C\max}$ следует увеличивать отношение $\frac{U_{\text{проб}}}{U_{n1}}$ и применять варикап с сверхрезкими $p-n$ переходами, у которых $v \rightarrow 2$.

Коэффициент вклада варикапа в суммарную электрическую энергию, запасаемую в резонаторе

При последовательном включении варикапа в контур коэффициент его вклада k_s равен коэффициенту включения p_s , т.е.

$$K_s = \frac{U_{n1}}{U_{L1}}.$$

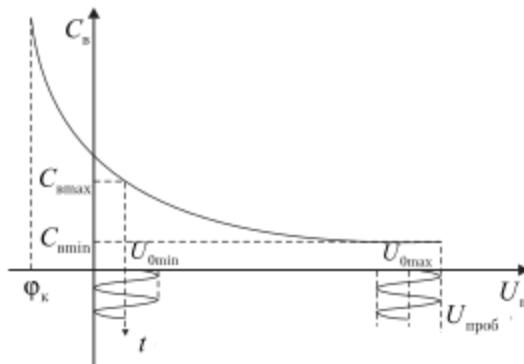


Рис. 4.25. Вольт-фарадная характеристика варикапа.
 $U_{\text{проб}}$ — напряжение пробоя $p-n$ перехода

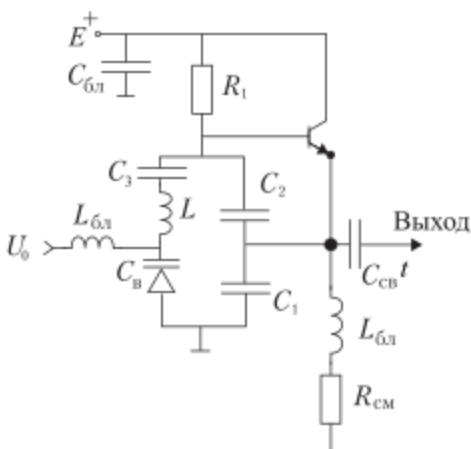


Рис. 4.26. Электрическая схема ГУНа

В соответствии с (4.22) для увеличения полосы перестройки частоты коэффициент K_b , а следовательно, и $U_{\text{бл}}$ необходимо увеличивать. В то же время с целью повышения $\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}}$ за счет изменения емкости амплитуду $U_{\text{бл}}$ нужно снижать, что очевидно из (4.25). Таким образом, существует оптимальное отношение $\left(\frac{U_{\text{бл}}}{U_{\text{проб}}}\right)_{\text{опт}}$, при котором получается наибольший диапазон перестройки. В работе [4] показано, что при последовательном включении варикапа в контур

$$\left(\frac{U_{\text{бл}}}{U_{\text{проб}}}\right)_{\text{опт}} = \frac{1}{4}.$$

Аналогичная ситуация имеет место и в случае параллельного включения. При этом

$$\left(\frac{U_{\text{бл}}}{U_{\text{проб}}}\right)_{\text{опт}} = \frac{1}{3}.$$

Схема ГУНа

При построении ГУНов, как правило, используют схему емкостной трехточки, где варикап включается последова-

тельно в индуктивную ветвь контура или параллельно ему. На рис. 4.26 приведена схема автогенератора с последовательным включением варикапа и коллектором, заземленным по переменному току.

Глава 5

СИНТЕЗ ЧАСТОТ

В конкретной радиосистеме для работы выделяется полоса частот, в пределах которой могут генерироваться высокостабильные колебания и осуществляется дискретная перестройка частоты с заданным шагом. Для реализации такой возможности применяются синтезаторы частот. Итак, синтезатор частот – это устройство, генерирующее электромагнитные колебания высокой стабильности в заданном диапазоне частот $f_{\min} + f_{\max}$ с определенным дискретом перестройки Δf .

Синтезаторы частот порядка сотен мегагерц и более строятся на базе автогенераторов с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ).

5.1. Фазовая автоподстройка частоты автогенераторов

Функциональная схема системы ФАПЧ автогенераторов изображена на рис. 5.1.

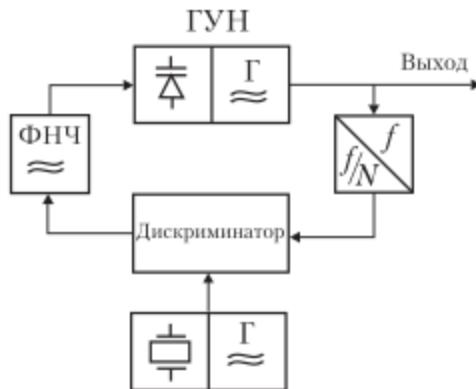


Рис. 5.1. Функциональная схема системы ФАПЧ

Она содержит ГУН, генерирующий колебания в заданном диапазоне частот $f_{\min} \div f_{\max}$, делитель частоты на N , дискриминатор, опорный кварцевый генератор, фильтр нижних частот (ФНЧ). Система ФАПЧ дает возможность стабилизации высокой частоты выходных колебаний напряжения ГУНа низкочастотными колебаниями напряжения опорного кварцевого автогенератора. Механизм работы системы ФАПЧ автогенераторов следующий.

Частота колебаний напряжения ГУНа $f_{\text{ГУН}}$ делится в N раз и становится приблизительно равной эталонной частоте опорного генератора f_s . В дискриминаторе происходит сравнение двух частот: $\frac{f_{\text{ГУН}}}{N}$ и f_s . Если они не равны, на выходе дискриминатора появляется напряжение, которое после фильтрации подводится к ГУНу, подстраивая его частоту к частоте $f_s N$.

В качестве дискриминатора может быть применен частотный детектор (ЧД), напряжение на выходе которого пропорционально разности частот ($f_s - \frac{f_{\text{ГУН}}}{N}$). В этом случае имеем систему частотной автоподстройки (ЧАП). Если дискриминатором является фазовый детектор, то реализуется система фазовой автоподстройки частоты, которая позволяет получить выходные колебания с меньшим уровнем фазового шума.

В современных синтезаторах частот, как правило, применяется частотно-фазовый детектор (ЧФД). В начальные моменты времени работы системы, когда частота $f_{\text{ГУН}}$ значительно отличается от $f_s N$, дискриминатор реагирует на разность частот, т.е. выступает в качестве частотного детектора. В результате частота $f_{\text{ГУН}}$ подтягивается к частоте $f_s N$ и далее дискриминатор реагирует на разность мгновенных фаз колебаний напряжений, поступающих на оба его входа, т.е. работает как фазовый детектор.

Рассмотрим режимы работы системы ФАПЧ. Система ФАПЧ автогенераторов может находиться в двух состояниях:

1) синхронном режиме, когда колебания напряжения ГУНа «захвачены» колебаниями напряжения эталонного генератора и частота $f_{\text{ГУН}}$ точно равна частоте $f_s N$;

2) переходном (асинхронном) режиме, в течение которого осуществляется подстройка или перестройка частоты ГУНа.



В синхронном режиме работы частота выходных колебаний ГУНа отслеживает изменения частоты эталонного генератора f_s . Так, если частота f_s изменилась на некоторую величину Δf_s , то частота $f_{\text{ГУН}}$ меняется на $\Delta f_{\text{ГУН}} = N \cdot \Delta f_s$. Поскольку выполняется равенство

$$f_{\text{ГУН}} = N \cdot f_s,$$

то

$$\frac{\Delta f_{\text{ГУН}}}{f_{\text{ГУН}}} = \frac{\Delta f_s}{f_s},$$

т.е. относительная нестабильность частоты ГУНа становится равной относительной нестабильности эталонной частоты.

Помимо увеличения стабильности частоты выходных колебаний автогенератора, система ФАПЧ способна уменьшить уровень его фазового шума. Существенную роль при этом играет фильтр нижних частот.

При построении системы ФАПЧ автогенератора возникает ряд проблем, которые необходимо решать в процессе проектирования. Во-первых, в петле ФАПЧ, как и любой системе с обратной связью, возможно возбуждение паразитных колебаний, т.е. система может оказаться неустойчивой. Таким образом, необходимо в первую очередь обеспечить устойчивость системы.

Во-вторых, напряжение на выходе дискриминатора может иметь, кроме полезной составляющей, высокочастотные компоненты, которые, попав на варикап ГУНа, вызывают частотную модуляцию основных колебаний. В результате в выходном спектре появляются нежелательные боковые спектральные линии, так называемые шпоры, максимальный уровень которых должен быть строго ограничен. В борьбе со «шпорами» важное значение имеет оптимальное построение фильтра.

Для того чтобы спроектировать устойчивую систему ФАПЧ с оптимальными характеристиками, следует изучить работу системы более подробно.

5.2. Описание элементов цепи ФАПЧ

Петля ФАПЧ – это система автоматического регулирования, каждое звено которой имеет определенный коэффи-



циент передачи, связывающий входную и выходную величины.

Генератор, управляемый напряжением. Входной величиной ГУНа является управляющее напряжение U_u , подводимое к варикапу. Выходная величина ГУНа — изменение его частоты $\Delta\omega_{ГУН}$. Обе величины связаны регулировочной характеристикой, определяемой соотношениями (4.22)–(4.25). При малых изменениях U_u относительно среднего значения график этой функции представляет собой прямую линию, коэффициентом передачи является крутизна (рис. 5.2).

$$k_{ГУН} = \frac{\Delta\omega_{ГУН}}{U_u} \left[\frac{\text{рад}}{\text{с} \cdot \text{В}} \right].$$

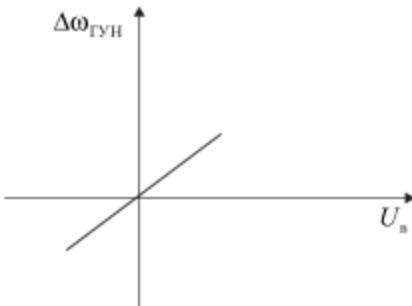


Рис. 5.2. Регулировочная характеристика

В ГУНе изменение частоты $\Delta\omega_{ГУН}$ суммируется с его собственной частотой $\omega_{ГУН0}$:

$$\omega_{ГУН} = \omega_{ГУН0} + \Delta\omega_{ГУН}.$$

Таким образом, в состав ГУНа входит также суммирующее звено.

Делитель частоты. На вход делителя частоты поступают колебания напряжения частотой $\omega_{ГУН}$

$$u_{ГУН} = U_{ГУН} \cos \omega_{ГУН} t,$$

на выходе образуются колебания напряжения обратной связи u_{oc} с частотой

$$\omega_{oc} = \frac{\omega_{ГУН}}{N}.$$

Коэффициент передачи делителя

$$K_{\text{дел}} = \frac{1}{N}.$$

Дискриминатор. На него поступают колебания напряжения обратной связи

$$u_{\text{oc}} = U_{\text{oc}} \cos(\omega_{\text{oc}} t + \varphi)$$

и опорного эталонного генератора

$$u_3 = U_3 \cos \omega_3 t.$$

В синхронном режиме работы системы ФАПЧ дискриминатор реагирует на разность мгновенных фаз этих колебаний

$$\Delta\psi = \psi_3 - \psi_{\text{oc}},$$

где $\psi_3 = \omega_3 t$, $\psi_{\text{oc}} = \omega_{\text{oc}} t + \varphi$.

При малых $\Delta\psi$ напряжение или ток на выходе дискриминатора пропорциональны $\Delta\psi$. В современных синтезаторах частот выходной величиной является ток, тогда выходной ток дискриминатора

$$I_d = k_d \Delta\psi,$$

где k_d — коэффициент передачи дискриминатора, его размерность $\frac{\text{А}}{\text{рад}}$.

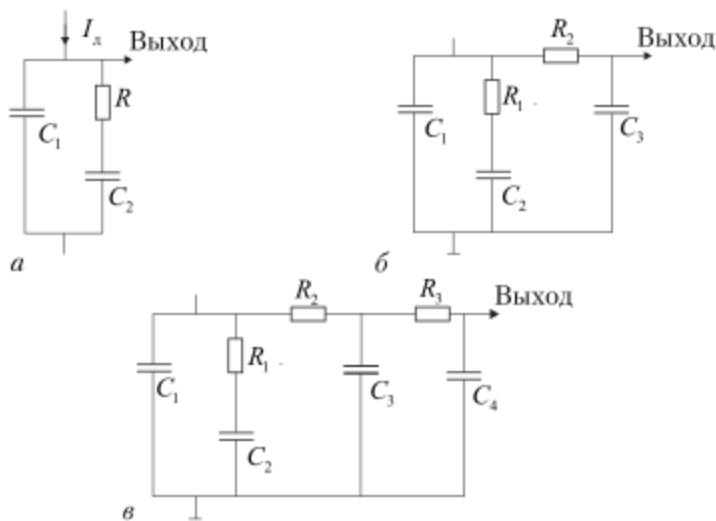
Фильтр. Фильтр системы ФАПЧ предназначен для того, чтобы на ГУН поступали низкочастотные колебания, содержащие информацию о $\Delta\psi$, и отфильтровывались высокочастотные составляющие, имеющиеся на выходе дискриминатора. Если полезная информация содержится в выходном токе синтезатора, то второе назначение фильтра — сформировать напряжение, управляющее частотой ГУНа. В этом случае применяются следующие варианты пассивных ФНЧ (рис. 5.3).

Поскольку в составе фильтра имеются реактивные элементы, входная $I_d(t)$ и выходная величины связаны дифференциальным уравнением

$$U_n(t) = K_\phi(p) \cdot I_d(t),$$

где $K_\phi(p)$ — символическая запись дифференциального уравнения; $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования. Поде-



Рис. 5.3. Различные варианты фильтров системы ФАПЧ (*a* – *в*)

лив U_b на I_b , получим, что K_ϕ имеет размерность сопротивления — Ом. Символическую запись дифференциального уравнения $K_\phi(p)$ называют *операторным коэффициентом передачи* фильтра.

5.3. Передаточные характеристики петли ФАПЧ автогенераторов

Записанные в предыдущем параграфе уравнения составляют математическую модель системы ФАПЧ. Ее удобно представить в виде структурной схемы, изображенной на рис. 5.4.

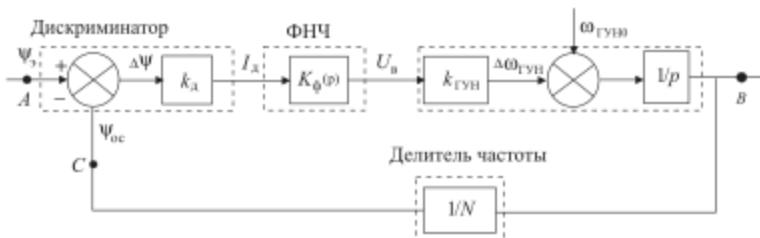


Рис. 5.4. Структурная схема петли ФАПЧ

Из рис. 5.4 следует, что структурная схема имеет прямую ветвь от точки A до точки B , содержащую звенья с коэффициентами передачи k_{α} , $K_{\phi}(p)$, $k_{\text{гун}}$, $\frac{1}{p}$, сумматоры частот ($\Delta\omega_{\text{гун}}$ и $\omega_{\text{гун}0}$) и фаз (ψ_{α} и ψ_{∞}), а также обратную ветвь с коэффициентом передачи $\frac{1}{N}$. Коэффициенты передачи сумматоров равны единице. Поскольку система является фазовой, в прямую ветвь включено звено, переводящее частоту в мгновенную фазу. Частота и мгновенная фаза связаны соотношением

$$\psi = \int \omega dt,$$

поэтому коэффициент передачи этого звена $\frac{1}{p}$, что является символической записью операции интегрирования.

Операторный коэффициент передачи

Для того чтобы определить, будет ли система устойчивой, а также оценить, как петля ФАПЧ влияет на спектр выходных колебаний автогенератора, составим выражение для передаточной характеристики системы ФАПЧ.

Входной величиной системы ФАПЧ автогенераторов является функция $\psi_{\alpha}(t)$, выходной — $\psi_{\text{гун}}(t)$. Они связаны некоторым дифференциальным уравнением, которое может быть записано в символическом виде

$$\psi_{\text{гун}}(t) = K_{\text{ФАПЧ}}(p)\psi_{\alpha}(t).$$

Символическую запись $K_{\text{ФАПЧ}}(p)$ называют операторным коэффициентом передачи замкнутой петли ФАПЧ. Выражение для $K_{\text{ФАПЧ}}(p)$ можно получить, используя известное из теории автоматического регулирования соотношение

$$K(p) = \frac{K_{\text{пр}}(p)}{1 + K_{\text{раз}}(p)}, \quad (5.1)$$

где $K_{\text{пр}}(p)$ — операторный коэффициент передачи прямой ветви (от точки A до точки B на рис. 5.4); $K_{\text{раз}}(p)$ — операторный коэффициент передачи разомкнутой петли (от точки A до точки C).

Выражения для $K_{\text{пр}}(p)$ и $K_{\text{раз}}(p)$ можно получить путем перемножения коэффициентов передачи последовательно включенных звеньев. Из рис. 5.4 следует, что



$$K_{\text{пр}}(p) = \frac{k_a \cdot k_{\text{ГУН}} \cdot K_\phi(p)}{p}; \quad (5.2)$$

$$K_{\text{паз}}(p) = \frac{k_a \cdot k_{\text{ГУН}} \cdot K_\phi(p)}{pN}. \quad (5.3)$$

Подставив (5.2) и (5.3) в (5.1), получим после небольшого преобразования

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = \frac{N}{1 + \frac{pN}{k_a \cdot k_{\text{ГУН}} \cdot K_\phi(p)}}.$$

или

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = \frac{N}{1 + \frac{1}{K_{\text{паз}}(p)}}.$$

Комплексный коэффициент передачи

Зная коэффициент передачи $K_{\text{ФАПЧ}}(p)$, можно перейти к анализу работы системы ФАПЧ в частотной области. При этом полагаем, что функции $\psi_a(t)$ и $\psi_{\text{ГУН}}(t)$ имеют определенные частотные спектры и требуется найти связь комплексных амплитуд $\dot{\psi}_a$ и $\dot{\psi}_{\text{ГУН}}$ каждой составляющей спектра Ω . С этой целью будем считать, что

$$p = i\Omega,$$

где i — мнимая единица. В результате получим комплексный коэффициент передачи замкнутой петли ФАПЧ

$$\dot{K}_{\text{ФАПЧ}}(i\Omega) = \frac{N}{1 + \frac{1}{\dot{K}_{\text{паз}}(i\Omega)}}, \quad (5.4)$$

где в соответствии с (5.3) комплексный коэффициент передачи разомкнутой петли ФАПЧ

$$\dot{K}_{\text{паз}}(i\Omega) = \frac{k_a \cdot k_{\text{ГУН}} \cdot \dot{K}_\phi(i\Omega)}{i\Omega N}. \quad (5.5)$$

Представим комплексные функции $\dot{K}_{\text{ФАПЧ}}(i\Omega)$ и $\dot{K}_{\text{паз}}(i\Omega)$ в показательной форме

$$\dot{K}_{\text{ФАПЧ}}(i\Omega) = K_{\text{ФАПЧ}}(\Omega) e^{j\varphi_{\text{ФАПЧ}}(\Omega)},$$

$$\dot{K}_{\text{паз}}(i\Omega) = K_{\text{паз}}(\Omega) e^{j\varphi_{\text{паз}}(\Omega)},$$



где $K_{\Phi\text{APЧ}}(\Omega)$ — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) замкнутой петли ФАПЧ; $K_{\text{раз}}(\Omega)$ — АЧХ разомкнутой петли ФАПЧ; $\Phi_{\Phi\text{APЧ}}(\Omega)$ и $\Phi_{\text{раз}}(\Omega)$ — соответствующие фазо-частотные характеристики.

Зная АЧХ замкнутой системы ФАПЧ $K_{\Phi\text{APЧ}}(\Omega)$, можно определить, какие частотные составляющие функции $\psi_s(t)$ содержатся в функции $\Psi_{\text{ГУН}}(t)$, т.е. проходят на выход системы ФАПЧ. Из выражений (5.4) и (5.5) следует, что АЧХ системы ФАПЧ в значительной степени определяется видом примененного фильтра.

5.4. Фильтрующие свойства петли ФАПЧ

Система первого порядка

Рассмотрим простейший вариант петли ФАПЧ, не содержащей фильтра. Полагаем, что информация о несовпадении частот $f_s \cdot N$ и $f_{\text{ГУН}}$ содержится в среднем выходном токе дискриминатора I_d . Для преобразования этого тока в управляющее напряжение, поступающее на варикап U_u , следует вместо фильтра включить в цепь петли сопротивление R . Тогда в выражениях (5.4) и (5.5) $\dot{K}_\phi(i\Omega) = R$ и

$$\dot{K}_{\Phi\text{APЧ}}(i\Omega) = \frac{N}{1 + i\Omega\tau_{\Phi\text{APЧ}}}, \quad (5.6)$$

где введено обозначение

$$\tau_{\Phi\text{APЧ}} = \frac{N}{k_d \cdot k_{\text{ГУН}} \cdot R}. \quad (5.7)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи простейшей цепи ФАПЧ

$$K_{\Phi\text{APЧ}}(\Omega) = \frac{N}{\sqrt{1 + \Omega^2 \tau_{\Phi\text{APЧ}}^2}}. \quad (5.8)$$

Из (5.8) очевидно, что АЧХ системы ФАПЧ без фильтра подобна характеристике RC -фильтра низких частот. Разница состоит лишь в том, что амплитуда низкочастотных колебаний мгновенной фазы эталонного генератора $\psi_s(t)$ в полосе пропускания системы ФАПЧ увеличивается в N раз.



В RC -фильтре низкочастотные колебания передаются на выход с коэффициентом передачи, равным единице.

Амплитудно-частотная характеристика системы ФАПЧ без фильтра изображена на рис. 5.5.

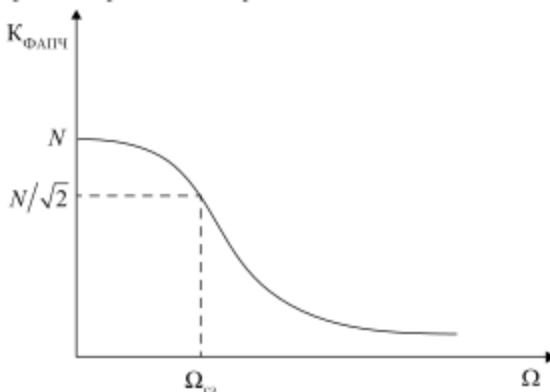


Рис. 5.5. Амплитудно-частотная характеристика

Система ФАПЧ обладает фильтрующими свойствами даже без фильтра. Для оценки этих свойств используем такой параметр, как частоту среза Ω_{cs} . Частота среза АЧХ системы ФАПЧ без фильтра — это частота колебаний мгновенной фазы $\psi_s(t)$, на которой коэффициент передачи уменьшается на 3дБ (т.е. в $\sqrt{2}$ раз) по сравнению с величиной N (при $\Omega \rightarrow 0$).

Из (5.8) следует, что для простейшей системы ФАПЧ без фильтра

$$\Omega_{cs} = \frac{1}{\tau_{\text{ФАПЧ}}},$$

а из (5.5) замечаем, что модуль коэффициента передачи разомкнутой петли на частоте Ω_{cs}

$$K_{\text{раз}}(\Omega_{cs}) = 1.$$

В современных, более сложных системах ФАПЧ автогенераторов с фильтрами под частотой среза АЧХ системы понимают частоту колебаний входной мгновенной фазы, на которой модуль коэффициента передачи разомкнутой петли равен единице. Диапазон частот от 0 до F_{cs} , где $F_{cs} = \frac{\Omega_{cs}}{2\pi}$ называется полосой пропускания системы ФАПЧ.

Отметим, что если в (5.6) вместо $i\Omega$ подставить оператор $p = \frac{d}{dt}$, то можем символически записать дифференциальное уравнение простейшей цепи ФАПЧ

$$\Psi_{ГУН}(t) = K_{ФАПЧ}(p) \cdot \Psi_a(t),$$

которое является уравнением первого порядка. По этой причине систему ФАПЧ без фильтра называют системой первого порядка. Ее АЧХ практически не регулируема. Для того чтобы была возможность изменять полосу пропускания и крутизну ската характеристики, применяют фильтры.

Системы высших порядков

Во многих современных системах применяют фильтр, схема которого изображена на рис. 5.3, а. Здесь два реактивных элемента, поэтому дифференциальное уравнение, связывающее входную и выходную величины фильтра, — это уравнение второго порядка. Входной величиной фильтра является комплексная амплитуда изменений тока дискридинатора \dot{I}_a , выходной — комплексная амплитуда колебаний напряжения \dot{U}_a , поступающего на ГУН. Комплексный коэффициент передачи фильтра найдем следующим образом:

$$\dot{K}_{\phi}(i\Omega) = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}_a}.$$

Из схемы, представленной на рис. 5.3, а, несложно получить нормированный коэффициент передачи фильтра

$$\dot{K}'_{\phi}(i\Omega) = \frac{\dot{K}_{\phi}(i\Omega)}{R}, \quad (5.9)$$

отсюда

$$\dot{K}'_{\phi}(i\Omega) = \frac{1 + i\Omega\tau_2}{-\Omega^2\tau_1\tau_2 + i\Omega(\tau_1 + \tau_2)^2}, \quad (5.10)$$

где

$$\tau_1 = RC_1; \quad (5.11)$$

$$\tau_2 = RC_2. \quad (5.12)$$

Амплитудно-частотной характеристикой фильтра можно управлять, изменения постоянные времени τ_1 и τ_2 .



Подставив (5.10) в (5.5) и (5.4), получим выражение для комплексного коэффициента передачи системы ФАПЧ третьего порядка (один порядок обусловлен самой системой без фильтра, а два — с фильтром). Пример АЧХ системы третьего порядка приведен на рис. 5.6.

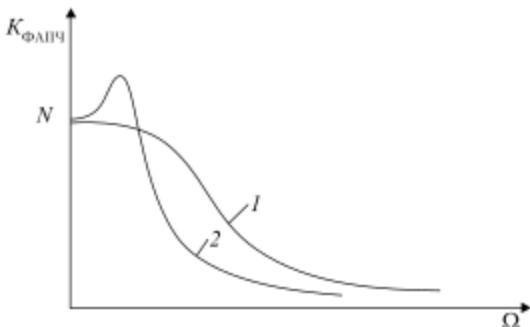


Рис. 5.6. АЧХ системы ФАПЧ:
1 — ФАПЧ первого порядка; 2 — ФАПЧ третьего порядка

5.5. Устойчивость системы ФАПЧ

Выражение для комплексного коэффициента передачи системы ФАПЧ $\dot{K}_\phi(i\Omega)$ можем записать в следующем виде:

$$\dot{K}_{\text{ФАПЧ}}(i\Omega) = \frac{N}{1 + \dot{K}_{\text{рас}}^{-1}(i\Omega)e^{-i\varphi_{\text{рас}}}}.$$

При выполнении условий $K_{\text{рас}} = 1$; $\varphi_{\text{рас}} = \pm\pi$ [рад] $\dot{K}_{\text{ФАПЧ}} \rightarrow \infty$. Это означает, что цепь ФАПЧ самовозбуждается, т.е. становится неустойчивой.

Для исключения самовозбуждения нужно, чтобы на частоте среза амплитудно-частотной характеристики петли ФАПЧ, т.е. там, где $K_{\text{рас}} = 1$, фаза разомкнутого коэффициента цепи $\varphi_{\text{рас}}(\Omega_{\text{сз}})$ отличалась от 180° . Ее отличие от 180° должно быть достаточным, чтобы надежно устранить неустойчивость при всех возможных изменениях условий работы системы. С этой целью вводят физическую величину $\varphi_{\text{зап}}$, называемую запасом по фазе и определяемую следующим образом:

$$\varphi_{\text{зап}} = \varphi_{\text{рас}}(\Omega_{\text{сз}}) - \pi.$$

Запас по фазе отражает, насколько фаза коэффициента передачи разомкнутой петли ФАПЧ на частоте среза отличается от 180° . Практика показывает, что для устойчивости работы петли ФАПЧ достаточно запаса по фазе в пределах от 30 до 70° .

Найдем условия, при которых обеспечивается устойчивость системы ФАПЧ. Запишем выражение (5.5) для $\dot{K}_{\text{рас}}(i\Omega)$ с учетом (5.7) и (5.9) в виде

$$\dot{K}_{\text{рас}}(i\Omega) = \frac{\dot{K}'_\phi(i\Omega)}{i\Omega\tau_{\text{ФАПЧ}}}.$$

Подставив сюда (5.10), получим

$$\dot{K}_{\text{рас}}(i\Omega) = \frac{1}{\Omega^2(\tau_1 + \tau_2)\tau_{\text{ФАПЧ}}} \cdot \frac{1 + i\Omega\tau_2}{1 + i\Omega\tau_{12}}, \quad (5.13)$$

где τ_1 и τ_2 определяются по формулам (5.11) и (5.12), а

$$\tau_{12} = \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}.$$

Из (5.13) получаем амплитудно-частотную

$$K_{\text{рас}}(\Omega) = \frac{1}{\Omega^2(\tau_1 + \tau_2)\tau_{\text{ФАПЧ}}} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\Omega\tau_2)^2}{1 + (\Omega\tau_{12})^2}} \quad (5.14)$$

и фазо-частотную

$$\varphi_{\text{рас}}(\Omega) = \arctg(\Omega\tau_2) - \arctg(\Omega\tau_{12}) + \pi \quad (5.15)$$

характеристики разомкнутой петли ФАПЧ с фильтром, изображенным на рис. 5.3, а.

Из (5.14) следует, что модуль $K_{\text{рас}}$ монотонно падает с ростом Ω , а анализ (5.15) показывает, что фаза имеет максимум на частоте

$$\Omega_{\text{макс}} = \frac{1}{\sqrt{\tau_2 \cdot \tau_{12}}}. \quad (5.16)$$

Поскольку на частоте $\Omega_{\text{макс}}$ имеется максимальное отклонение $\varphi_{\text{рас}}$ от π , целесообразно для обеспечения устойчивости петли так выбрать параметры фильтра, чтобы

$$\Omega_{\text{макс}} = \Omega_{\text{с3}}. \quad (5.17)$$

В этом случае запас по фазе

$$\varphi_{\text{зап}} = \arctg(\Omega_{\text{с3}}\tau_2) - \arctg(\Omega_{\text{с3}}\tau_{12}).$$



Или с учетом (5.16)

$$\varphi_{\text{зап}} = \arctg(\Omega_{\text{cs}} \tau_2) - \arctg(\Omega_{\text{cs}} \tau_2)^{-1}. \quad (5.18)$$

АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли ФАПЧ при условии (5.17) приведены на рис. 5.7.

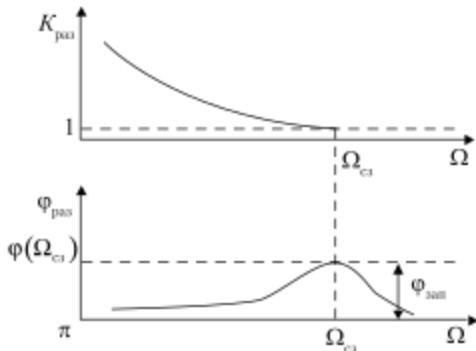


Рис. 5.7. АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли ФАПЧ

Из приведенных выше соотношений следует, что устойчивость системы ФАПЧ обеспечивается правильным выбором постоянных времени τ_1 , τ_2 и $\tau_{\text{ФАПЧ}}$, а следовательно, определяющих их параметров фильтра R , C_1 , C_2 , а также коэффициентов передачи элементов цепи ФАПЧ.

Полученные выше соотношения позволяют рассчитать параметры фильтра R , C_1 , C_2 . Выразим $\Omega_{\text{cs}} \tau_2$ через $\varphi_{\text{зап}}$, используя (5.18):

$$\Omega_{\text{cs}} \tau_2 = \frac{1 + \sin \varphi_{\text{зап}}}{\cos \varphi_{\text{зап}}}. \quad (5.19)$$

Из (5.16) и (5.17) следует, что

$$\Omega_{\text{cs}} \tau_{12} = \frac{1}{\Omega_{\text{cs}} \tau_2}, \quad (5.20)$$

и легко получить

$$\Omega_{\text{cs}} \tau_1 = \frac{\operatorname{ctg} \varphi_{\text{зап}}}{2}. \quad (5.21)$$

Модуль разомкнутого коэффициента передачи цепи ФАПЧ определяется выражением (5.14). Поскольку $K_{\text{паз}} = 1$ при $\Omega = \Omega_{\text{cs}}$, то из (5.14) находим

$$\Omega_{\text{cs}} \tau_{\text{ФАПЧ}} = \frac{1}{\Omega_{\text{cs}} (\tau_1 + \tau_2)} \cdot \frac{\sqrt{1 + \Omega_{\text{cs}}^2 \tau_2^2}}{\sqrt{1 + \Omega_{\text{cs}}^2 \tau_{12}^2}}. \quad (5.22)$$

Если заранее выбрать частоту среза АЧХ системы ФАПЧ $F_{c3} = \frac{\Omega_{c3}}{2\pi}$, а также запас по фазе $\phi_{зап}$, обеспечивающий устойчивость работы ФАПЧ, то из соотношений (5.19)–(5.22) несложно вычислить τ_1 , τ_2 и $\tau_{ФАПЧ}$, а принимая во внимание (5.7), (5.11), (5.12), найти R , C_1 , C_2 .

5.6. Фазовый шум автогенератора, охваченного петлей ФАПЧ

Напряжение на выходе ГУНа при разомкнутой петле ФАПЧ с учетом фазового шума имеет вид

$$u_{ГУН}(t) = U_{ГУН} \cos(\omega_{ГУН} t + \delta\psi_{ГУН}(t)),$$

где $\delta\psi_{ГУН}(t)$ — случайная функция времени. При замыкании петли ФАПЧ флуктуации мгновенной фазы напряжения ГУНа отслеживают колебания мгновенной фазы напряжения опорного генератора

$$U_{\circ}(t) = U_{\circ} \cos(\omega_{\circ} t + \delta\psi_{\circ}(t)),$$

где $\delta\psi_{\circ}(t)$ — фазовый шум опорного генератора, если частоты Ω колебаний $\delta\psi_{\circ}(t)$ попадают в полосу пропускания цепи ФАПЧ. В результате выходной спектр ГУНа изменяется.

Влияние шума эталонного генератора на шум выходных колебаний

Если входной величиной системы ФАПЧ считать фазовый шум опорного генератора $\delta\psi_{\circ}(t)$, а выходной — фазовый шум ГУНа $\delta\psi_{ГУН}(t)$, то связь между ними определяется дифференциальным уравнением

$$\dot{\delta\psi}_{ГУН}(t) = K_{ФАПЧ}(p)\delta\psi_{\circ}(t).$$

Спектр функции $\delta\psi_{\circ}(t)$ можно представить бесконечной суммой частотных составляющих Ω с комплексными амплитудами $\delta\hat{\psi}_{\circ}(\Omega)$. Связь комплексных амплитуд $\delta\hat{\psi}_{\circ}$ с комплексными амплитудами $\delta\hat{\psi}_{ГУН}$ запишем в виде

$$\delta\hat{\psi}_{ГУН}(\Omega) = \dot{K}_{ФАПЧ}(i\Omega)\delta\hat{\psi}_{\circ}(\Omega).$$

Спектральная плотность мощности фазового шума пропорциональна квадратам отклонений фаз от среднего значения, поэтому



$$S_{\text{ГУН}}(\Omega) = \dot{K}_{\text{ФАПЧ}}^2(\Omega) S_s(\Omega),$$

где $S_{\text{ГУН}}(\Omega)$ — спектральная плотность мощности фазового шума ГУНа; $S_s(\Omega)$ — спектральная плотность мощности фазового шума эталонного генератора.

Из рис. 5.6 очевидно, что при низкочастотных колебаниях фазы $\delta\psi_s$ модуль коэффициента передачи цепи ФАПЧ равен N . Таким образом, низкочастотный фазовый шум эталонного автогенератора проходит на выход системы ФАПЧ, увеличенный на $10 \lg N^2$, дБ, или на $20 \lg N$, дБ.

Высокочастотные флуктуации мгновенной фазы колебаний напряжения эталонного генератора не проходят через систему ФАПЧ, т.е. не содержатся в колебаниях мгновенной фазы напряжения ГУНа.

Влияние собственного шума ГУНа на выходной спектр

Для того чтобы оценить влияние собственного фазового шума ГУНа на шум выходных колебаний при замыкании петли обратной связи, составим выражение для операторного коэффициента передачи системы $K_{\text{ГУН}}(p)$, считая входным воздействием собственный шум ГУНа при разомкнутой петле ФАПЧ $\delta\psi_{\text{ГУН}0}(t)$, а выходной величиной — шум ГУНа при замкнутой петле ФАПЧ $\delta\psi_{\text{ГУН}}(t)$. С этой целью воспользуемся соотношением (5.1) и структурной схемой, изображенной на рис. 5.4. В результате получим

$$K_{\text{ГУН}}(p) = \frac{p\tau_{\text{ФАПЧ}}}{p\tau_{\text{ФАПЧ}} + K'_\phi(p)}.$$

В системе ФАПЧ первого порядка (без фильтра) $K'_\phi(p) = 1$. Полагая $p = i\Omega$, запишем

$$\dot{K}_{\text{ГУН}}(i\Omega) = \frac{i\Omega\tau_{\text{ФАПЧ}}}{1 + i\Omega\tau_{\text{ФАПЧ}}}.$$

Модуль этой функции определяет АЧХ системы ФАПЧ первого порядка по отношению к собственным шумам ГУНа:

$$K_{\text{ГУН}}(\Omega) = \frac{\Omega\tau_{\text{ФАПЧ}}}{\sqrt{1 + \Omega^2\tau_{\text{ФАПЧ}}^2}}.$$

Нетрудно заметить, что полученное выражение совпадает с АЧХ простейшего RC -фильтра верхних частот (рис. 5.8, кривая 1).



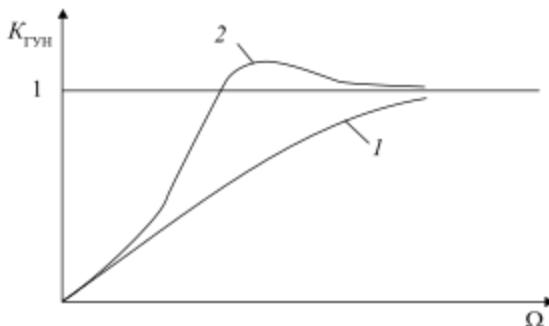


Рис. 5.8. Амплитудно-частотная характеристика системы ФАПЧ:

1 – ФАПЧ первого порядка; 2 – ФАПЧ третьего порядка

Из рис. 5.8 очевидно, что низкочастотные собственные шумы ГУНа не проходят через цепь ФАПЧ и отсутствуют в выходных колебаниях при замкнутой петле. Высокочастотные собственные флюктуации фазы $\delta\psi_{тун}(t)$, частоты которых существенно превышают частоту среза Ω_{c3} , остаются в составе колебаний фазы ГУНа и при замкнутой цепи.

Если применен фильтр, то характеристика изменяется (рис. 5.8, кривая 2).

Анализируя рис. 5.6 и 5.8, можем сделать вывод, что при замыкании петли ФАПЧ собственные низкочастотные фазовые шумы ГУНа, частоты которых попадают в полосу пропускания ФАПЧ, заменяются фазовыми шумами эталонного генератора, увеличенными на $20 \lg N$, дБ, а высокочастотные собственные шумы, не попадающие в полосу пропускания цепи ФАПЧ, остаются в колебаниях фазы выходного напряжения ГУНа.

Спектры выходных колебаний автогенератора, охваченного петлей ФАПЧ

Спектр колебаний автогенератора, охваченного петлей ФАПЧ, существенно отличается от его спектра при разомкнутой цепи. Это отличие в значительной мере зависит от полосы пропускания системы, т.е. от выбранной частоты среза Ω_{c3} АЧХ.

На рис. 5.9 показаны спектры выходных колебаний ГУНа при различных полосах пропускания системы ФАПЧ.

Очевидно, что при малой полосе пропускания АЧХ в спектре выходных колебаний появляются боковые лепестки («ушки»), обусловленные большей $S_{\text{ГУН}}$, чем $S_s N_{\text{ФАПЧ}}^2(\Omega)$ на границах полосы пропускания. Следует отметить, что в пределах полосы пропускания системы ФАПЧ к шумам эталонного генератора добавляются шумы дискриминатора и делителя частоты.

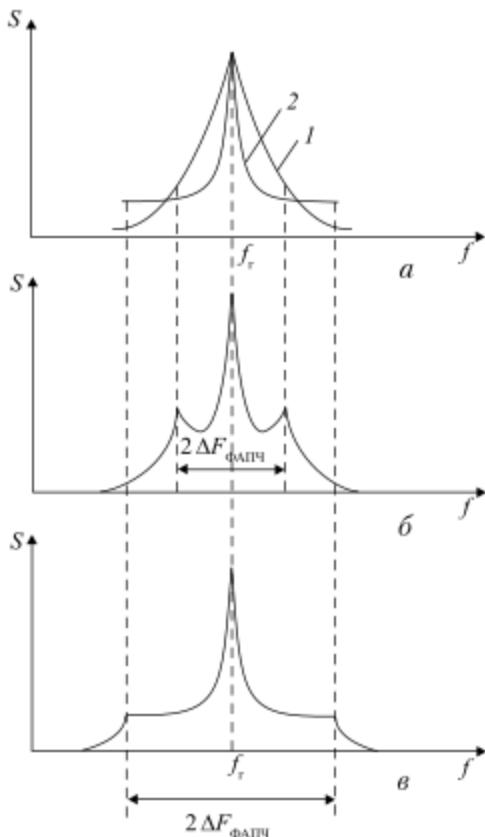


Рис. 5.9. Спектры выходных колебаний ГУНа:

а — спектр при разомкнутой петле ФАПЧ: 1 — собственный спектр ГУНа; 2 — спектр эталонного генератора, перенесенный на выходную частоту f_r ;

б — выходной спектр при малой полосе пропускания ФАПЧ $\Delta F_{\text{ФАПЧ}}$;

в — выходной спектр при увеличенной полосе пропускания

5.7. Шпоры в выходном спектре ГУНа

Современные дискриминаторы – это импульсные устройства, в которых информация о несовпадении частот f_s и $f_{\text{ГУН}}/N$ содержится в среднем значении выходных импульсов тока. По этой причине спектр выходного тока дискриминатора, помимо полезной низкочастотной составляющей, содержит нежелательные компоненты на частотах f_s и ее гармониках, они вызовут частотную модуляцию основных колебаний. В результате в выходном спектре появляются так называемые шпоры, т.е. боковые дискретные составляющие (рис. 5.10).

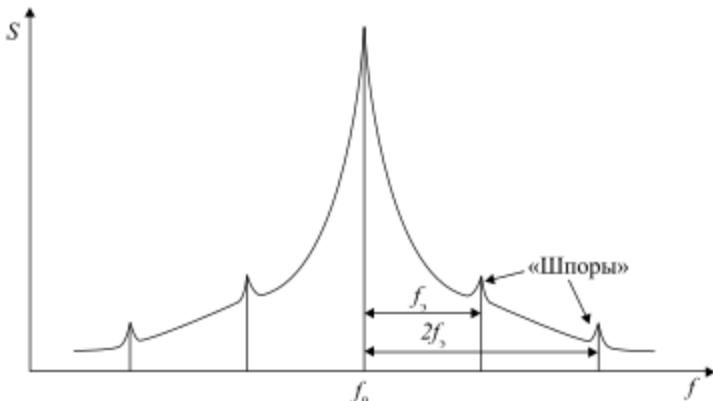


Рис. 5.10. Спектр выходных колебаний при наличии «шпор»

Для устранения «шпор» нужно уменьшать полосу пропускания фильтра цепи ФАПЧ и увеличивать крутизну ската его амплитудно-частотной характеристики. Из (5.10) следует, что модуль нормированного коэффициента передачи фильтра

$$K'_\phi(\Omega) = \frac{1}{\Omega(\tau_1 + \tau_2)} \sqrt{\frac{1 + (\Omega\tau_2)^2}{1 + (\Omega\tau_{12})^2}}.$$

Если эталонная частота ω_s в m раз больше частоты среза Ω_{cs} , то модуль $K'_\phi(\Omega)$ на эталонной частоте определяется выражением

$$K'_\phi(\omega_s) = \frac{1}{m(\Omega_{cs}\tau_1 + \Omega_{cs}\tau_2)} \sqrt{\frac{1 + m^2(\Omega_{cs}\tau_2)^2}{1 + m^2(\Omega_{cs}\tau_{12})^2}}. \quad (5.23)$$

Поскольку величины $\Omega_{ca}\tau_1$, $\Omega_{ca}\tau_2$ и $\Omega_{ca}\tau_{12}$ зависят от запаса по фазе Ω_{zam} ФЧХ разомкнутой петли ФАПЧ, то можно оценить степень подавления фильтром частоты ω_s при разных Φ_{zam} и m . На рис. 5.11 приведена зависимость $K_\phi(\omega_s)$ в дБ от Φ_{zam} при разных m .

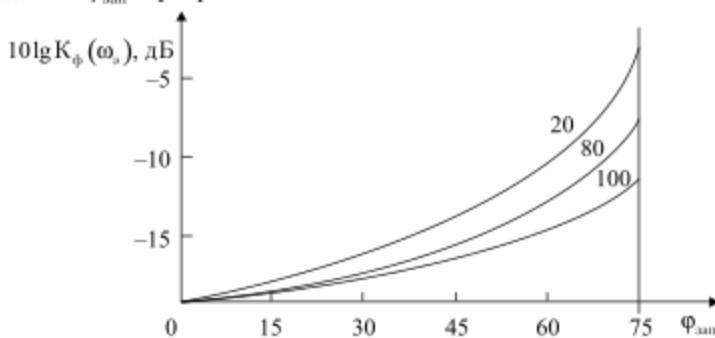


Рис. 5.11. Зависимость модуля коэффициента передачи фильтра на частоте ω_s от Φ_{zam} при разных m

Как очевидно, для большего подавления колебаний эталонной частоты нужно уменьшать Φ_{zam} и увеличивать коэффициент $m = \frac{\omega_s}{\Omega_{ca}}$, т.е. уменьшать частоту среза замкнутой АЧХ системы ФАПЧ.

5.8. Синтезаторы частот

Синтезаторы частот микроволнового диапазона строят по функциональной схеме автогенератора с ФАПЧ (см. рис. 5.1). Для возможности перестройки частоты делитель частоты выполняют с переменным коэффициентом деления N , который может быть изменен путем подачи на делитель управляющего напряжения U_y .

Посмотрим, каким образом осуществляется перестройка частоты синтезатора. Если в делителе установлен коэффициент деления N , то в синхронном режиме работы выходная частота синтезатора

$$f_{\text{ГУН}} = N f_s.$$

При изменении коэффициента деления на 1, т.е. установлении $N' = N + 1$, на вход дискриминатора поступают

разные частоты f_s и $f_{\text{ГУН}}/(N + 1)$. В результате возникает переходный процесс, частота ГУНа перестраивается и в новом синхронном режиме устанавливается новая частота синтезатора

$$f'_{\text{ГУН}} = (N + 1)f_s = Nf_s + f_s.$$

Как очевидно, дискрет перестройки частоты равен частоте эталонного генератора f_s .

Обычно в связных радиосистемах осуществляется многоканальная связь, при этом выделенный диапазон частот разделяется на поддиапазоны, каждый из которых предназначен для одного канала. Ширина поддиапазона определяется спектром радиосигнала (она устанавливается несколько большей ширины спектра радиосигнала).

С другой стороны, частота эталонного генератора выбирается по критерию минимума фазового шума на выходе синтезатора. Как показывает практика, наименьший фазовый шум получается при f_s , составляющих единицы или десятки мегагерц. В то же время, полоса частот радиосигнала составляет десятки или сотни килогерц. Таким образом, возникает задача уменьшения дискрета перестройки. Она решается путем введения в цепь системы ФАПЧ второго делителя частоты для уменьшения f_s в n раз. В результате на вход дискриминатора поступают колебания частот $\frac{f_{\text{ГУН}}}{N}$ и $\frac{f_s}{n}$ и сравнение частот происходит на частоте

$$f_{\text{ср}} = \frac{f_{\text{ГУН}}}{N} = \frac{f_s}{n},$$

называемой частотой сравнения.

В синхронном режиме работы выходная частота синтезатора

$$f_{\text{ГУН}} = \frac{N}{n} f_s,$$

где $N \gg n$, а дискрет перестройки $\Delta f = f_{\text{ср}}$.

При уменьшении частоты, на которой происходит сравнение фаз в дискриминаторе, обостряется проблема подавления шпор в выходном спектре. Для расчета степени подавления в выражение (5.23) следует подставить $\omega_{\text{ср}} = 2\pi f_{\text{ср}}$ вместо ω_s .

Время переключения частоты

Одним из важных параметров системы ФАПЧ является время переключения частоты $t_{\text{пер}}$, которое определяется



длительностью переходного процесса при изменении коэффициента деления N . Как и для любого фильтра низких частот, для системы ФАПЧ справедливо соотношение: $t_{\text{пер}}$ тем меньше, чем шире полоса пропускания ΔF_{3dB} .

Оптимальный выбор параметров синтезатора частот

При проектировании синтезаторов частот задаются следующие параметры:

- диапазон генерируемых частот $f_{\min} \div f_{\max}$;
- шаг перестройки частоты Δf ;
- мощность фазового шума, измеренного при отстройке на частоту F от частоты генерации f_0 , нормированного к мощности генератора P_r : $10 \lg \frac{P_{\text{ш}}}{P_r}$, дБ;
- время перестройки частоты $t_{\text{пер}}$.

Современные синтезаторы частот выполняют на базе стандартных микросхем. Имеются микросхемы синтезаторов, включающие делители частот, дискриминатор, опорный генератор; микросхемы ГУНов. У разработчиков имеется возможность изменять частоту опорного генератора путем подключения разных кварцевых резонаторов и, самое главное, проектировать фильтр. Часто применяют фильтры, изображенные на рис. 5.3, которые дают возможность управления выходным спектром и временем перестройки. Рассмотрим, каким образом можно выполнять требование технического задания и проектировать синтезаторы оптимальным образом.

1. Диапазон генерируемых частот определяется ГУНом и зависит от напряжений, управляющих частотой $U_{\min} \div U_{\max}$.

2. Шаг перестройки $\Delta f = f_s/n = f_{\text{cp}}$ может быть изменен путем переключения коэффициента деления n и изменения эталонной частоты опорного генератора.

3. Частота опорного генератора f_s выбирается из условия минимума фазового шума на выходе синтезатора. Если сравнение фаз в дискриминаторе происходит на частоте сравнения $f_{\text{cp}} = \frac{f_s}{n}$, при этом выходная частота синтезатора $f_{\text{ГУН}} = \frac{N}{n} f_s$, то фазовый шум ГУНа в пределах полосы пропускания увеличивается на $20 \lg \frac{N}{n}$ дБ относительно шума эталонного генератора.

Таким образом, для уменьшения фазового шума выходных колебаний синтезатора требуется применять эталонные



генераторы с минимальным шумом и уменьшать отношение N/n . Практика показывает, что наименьший уровень фазового шума опорного генератора получается при $f_s = 2 \div 10$ МГц. Именно в этом диапазоне частот изготавливаются кварцевые резонаторы максимальной добротности.

Коэффициент деления N определяется заданными значениями частот $f_{\text{ГУН}}$ и $f_{\text{ср}}$, поэтому для снижения отношения N/n следует увеличивать коэффициент деления $n = \frac{f_s}{f_{\text{ср}}}$, а следовательно, увеличивать и частоту эталонного генератора f_s .

В результате для каждого конкретного типа радиосистем существует оптимальный диапазон частот опорного генератора, соответствующий минимальному выходному шуму синтезатора. Для мобильных систем связи эти частоты составляют 80–100 МГц.

4. Уровень шума при конкретной отстройке F от частоты генерации зависит от того, попадает ли эта частота в полосу пропускания системы ФАПЧ $\Delta F_{\text{заб}}$. Изменять ширину полосы можно путем соответствующего выбора постоянных времени фильтра τ_1 и τ_2 , а также постоянной времени цепи ФАПЧ без фильтра $\tau_{\text{ФАПЧ}}$. При выбранных микросхемах синтезатора и ГУНа, заданном N , постоянная времени $\tau_{\text{ФАПЧ}} = \frac{N}{K_a K_{\text{ГУН}} R}$ может быть изменена путем подбора соотношения R фильтра.

Уровень шума в пределах полосы пропускания цепи ФАПЧ несколько увеличивается из-за всплесков в АЧХ, которые зависят от параметров фильтра и определяются запасом по фазе $\Phi_{\text{зап}}$ разомкнутой петли: с увеличением $\Phi_{\text{зап}}$ всплески уменьшаются.

5. «Шпоры» в выходном спектре зависят от полосы пропускания $\Delta F_{\text{заб}}$ и крутизны ската АЧХ системы ФАПЧ. Для устранения «шпор» следует, как очевидно из рис. 5.11, уменьшать частоту среза $F_{\text{сз}} = \frac{\Omega_{\text{сз}}}{2\pi}$ до уровня $F_{\text{сз}} = \frac{f_{\text{сз}}}{50 \div 100}$. Крутизна ската АЧХ определяется величиной $\Phi_{\text{зап}}$.

6. Время переключения выходной частоты синтезатора уменьшается с увеличением $F_{\text{сз}}$.

Итак, при проектировании фильтра цепи ФАПЧ следует заранее выбрать две величины:



- частоту среза АЧХ замкнутой системы ФАПЧ $F_{\text{сз}}$;
- запас по фазе $\Phi_{\text{зап}}$ в фазочастотной характеристики разомкнутой петли ФАПЧ.

Эти величины дают возможность рассчитать параметры фильтра и оценить спектр выходных колебаний синтезатора, а именно уровень фазового шума и степень подавления шпор.

Частоту среза следует выбирать, учитывая соотношение

$$F_{\text{сз}} \ll (50 \div 100) f_{\text{cp}},$$

а запас по фазе

$$30^\circ \leq \Phi_{\text{зап}} \leq 70^\circ.$$

При этом следует учитывать, что при малых $\Phi_{\text{зап}}$ увеличивается степень подавления «шпор», но возрастает всплеск на АЧХ.

На рис. 5.12 изображены типичные частотные характеристики разомкнутой и замкнутой систем ФАПЧ автогенераторов.

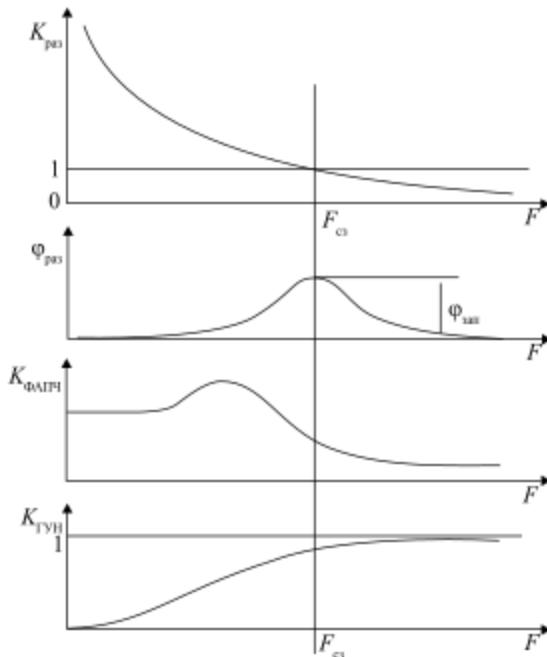


Рис. 5.12. Частотные характеристики системы ФАПЧ автогенераторов

Глава 6

УСИЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Мощность электромагнитных колебаний на выходе автогенератора или синтезатора частот невелика, поскольку главное требование к этим устройствам — стабильность частоты и низкий уровень шума. Для того чтобы осуществить радиосвязь на достаточно приличных расстояниях, требуется усиление мощности.

Усилитель мощности — это радиотехническое устройство, на вход которого поступают электромагнитные колебания с частотой ω и мощностью $P_{\text{вх}}$, а с выхода в нагрузку передаются колебания с той же частотой, но мощностью $P_{\text{вых}} > P_{\text{вх}}$. Кроме того, к усилителю мощности подводится постоянное напряжение от источника питания.

Увеличение мощности в усилителе происходит благодаря преобразованию энергии постоянного электрического поля источника питания в энергию электромагнитных колебаний. Такое преобразование осуществляется активный элемент цепи. В качестве активных элементов чаще всего применяют различного вида транзисторы: биполярные и полевые.

Обычно в высокочастотных усилителях до частоты ~1 ГГц применяют биполярные транзисторы $n-p-n$ типа. На более высоких частотах используют полевые транзисторы с барьером Шоттки и гетероструктурах.

6.1. Структура усилителя мощности

Для того чтобы активный элемент, например, биполярный транзистор, эффективно преобразовывал энергию, нужно поставить его в оптимальный режим работы. Режим работы по постоянному току осуществляется путем пода-



чи на коллекторный $p-n$ переход запирающего напряжения, а на эмиттерный $p-n$ переход открывающего напряжения (рис. 6.1). В этом случае транзистор работает в активной области.

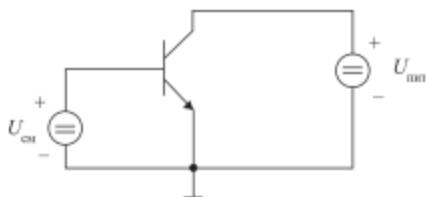


Рис. 6.1. Схема включения биполярного транзистора $n-p-n$ типа по постоянному току

Один из электродов транзистора заземляют по постоянному току. На рис. 6.1 это эмиттер.

Оптимальный режим работы транзистора по переменному току осуществляется путем формирования определенных форм колебаний тока и напряжения на электродах транзистора, т.е. оптимальных зависимостей $i_B(t)$, $u_B(t)$, $i_K(t)$, $u_K(t)$, где $i_B(t)$, $i_K(t)$ — мгновенные токи базы и коллектора, $u_B(t)$, $u_K(t)$ — мгновенные напряжения на базе и коллекторе. Кроме того, для осуществления оптимального режима работы транзистора следует нагрузить его на вполне определенное сопротивление нагрузки.

Важной задачей при построении усилителя является наиболее полная передача мощности от источника к транзистору. Если источник колебаний представить в виде эквивалентной схемы, содержащей идеальный генератор напряжения и включенное последовательно внутреннее сопротивление $R_{\text{ист}}$, а транзистор — его входным сопротивлением $Z_{\text{вх}}$ (рис. 6.2), то максимальная мощность в нагрузке выделяется при равенстве

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{ист}}.$$

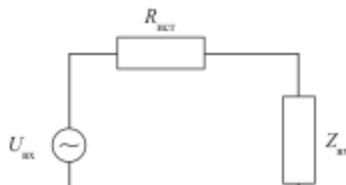


Рис. 6.2. Пояснение необходимости согласования сопротивлений

В данном случае нагрузкой является транзистор, и $Z_{\text{вх}}$ — его входное сопротивление. Входное сопротивление имеет комплексный характер, поэтому для выполнения условия (6.1) между источником и транзистором нужно поставить согласующую цепь, преобразующую комплексное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ в сопротивление, равное $R_{\text{ист}}$.

На выходе усилителя между транзистором и нагрузкой также следует включить выходную согласующую цепь, преобразующую стандартное сопротивление нагрузки в сопротивление, обеспечивающее оптимальный режим работы транзистора.

Учитывая изложенное, структурную схему усилителя мощности можно представить в виде, изображенном на рис. 6.3.

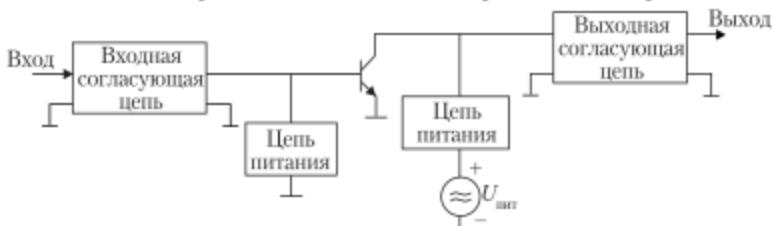


Рис. 6.3. Структурная схема усилителя мощности

Цепи питания и смещения предназначены для того, чтобы подвести постоянные напряжения к базе и коллектору транзистора и разделить цепи постоянного и переменного токов.

Как очевидно из рис. 6.3, эмиттер транзистора заземлен по постоянному и переменному токам, т.е. является общим для входной и выходной цепей усилителя. Схема с общим эмиттером (ОЭ) — наиболее часто применяемая в усилителях.

6.2. Технические требования, предъявляемые к усилителям мощности

Наиболее важными параметрами усилителя являются:

$P_{\text{вых}}$ — выходная мощность;

K_p — коэффициент усиления мощности, $K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$, где $P_{\text{вх}}$ — входная мощность;

η — коэффициент полезного действия (КПД).

КПД усилителя определяется следующим образом:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}} - P_{\text{вх}}}{P_0},$$

где P_0 — мощность, потребляемая транзистором от источника питания. Как правило

$$P_{\text{вх}} \ll P_{\text{вых}},$$

поэтому для КПД применяют упрощенное выражение

$$\eta \approx \frac{P_{\text{вых}}}{P_0}.$$

К усилителям мощности предъявляют разные требования в зависимости от того, какое место в радиосистеме занимает каскад усилителя. Если усилитель мощности — выходной каскад радиопередатчика, то к нему предъявляется требование достижения мощности не ниже заданной при возможно большем КПД. Действительно, разность

$$P_0 - P_{\text{вых}} = P_K$$

(где P_K — мощность, рассеивания на коллекторе транзистора) рассеивается на транзисторе, увеличивая его внутреннюю энергию и нагревая его. Для того чтобы рассеиваемая мощность не перегревала транзистор, требуется теплоотвод. Проблема отвода тепла облегчается, если $\eta \rightarrow 1$.

В том случае когда усилитель — промежуточный каскад передатчика, к нему предъявляется требование получения достаточно высокого K_p , с тем чтобы уменьшить общее число каскадов, необходимое для усиления мощности источника электромагнитной энергии до уровня, требующегося для излучения.

Часто к усилителю предъявляют требование получения максимально возможной мощности, которую может обеспечить данный транзистор. Если усилитель — входной каскад радиоприемника, то к нему предъявляют требование минимального коэффициента шума при достаточно большом коэффициенте усиления мощности.

Таким образом, усилитель мощности может быть оптимизирован по разным критериям:

- максимуму выходной мощности $P_{\text{вых}}$;
- максимуму КПД при заданной $P_{\text{вых}}$;



- максимуму K_p ;
- минимуму коэффициента шума N_m .

В зависимости от критерия оптимальности существуют различные оптимальные режимы работы транзистора. Для того чтобы поставить транзистор в нужный оптимальный режим, необходимо знать его характеристики и параметры.

6.3. Характеристики и параметры биполярного транзистора

Простейшими характеристиками являются статические (измеренные на постоянном токе) вольт-амперные. На рис. 6.4 изображены статические переходные и выходные вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Статические характеристики используют для установления режима работы транзистора по постоянному току.

Параметрами вольт-амперных характеристик являются следующие величины:

$S = \frac{di_K}{du_B}$ — крутизна линейной части переходных характеристик;

$U_{отс}$ — напряжение отсечки семейства переходных характеристик;

S_{tp} — крутизна линии граничных режимов на выходных характеристиках (см. рис. 6.4, б):

$$S_{tp} = \operatorname{tg}\beta.$$

Линия граничных режимов проведена через точки перегиба выходных характеристик, она разделяет две области: I — так называемую недонапряженную область, где i_K является функцией напряжения на базе u_B и не зависит от напряжения коллектора u_K ; II — перенапряженную область, где i_K зависит от u_K и практически не зависит от u_B .

Частотные свойства биполярного транзистора оцениваются его граничной частотой f_t . Для нахождения граничной частоты транзистор включают по схеме ОЭ, подачей питания и смещения обеспечивают работу его в



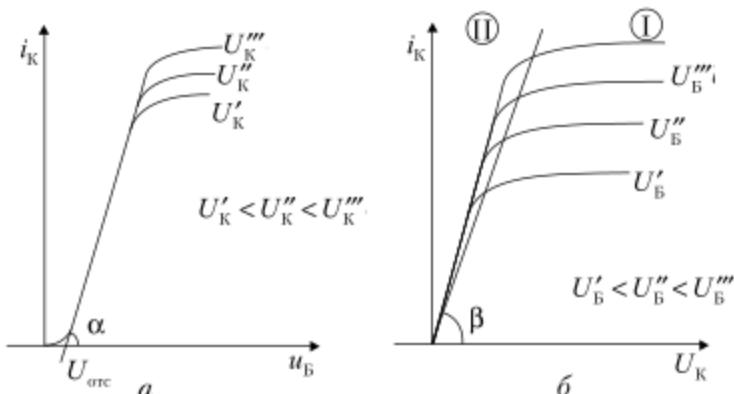


Рис. 6.4. Статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора:
а – переходные; б – выходные

активной области и к базе подводят переменное напряжение небольшой амплитуды, с тем чтобы в процессе колебаний рабочая точка (т.е. пара i_K, u_B) не выходила за пределы линейного участка переходной характеристики (см. рис. 6.4, а).

При разных частотах колебаний входного напряжения измеряют коэффициент усиления тока

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_{K1}}{\dot{I}_{B1}},$$

где $\dot{I}_{K1}, \dot{I}_{B1}$ – комплексные амплитуды первой гармоники коллекторного и базового токов. Границной частотой f_t называют частоту, на которой $|\dot{\beta}| = 1$. Как показывает практика, мощность колебаний с частотой, равной f_t , транзистор практически не усиливает. Поэтому f_t – это верхняя рабочая частота биполярного транзистора.

6.4. Механизм работы транзистора как активного элемента

Преобразование энергии постоянного электрического поля источника питания в энергию электромагнитных колебаний происходит в транзисторе при посредничестве

потока заряженных частиц — электронов и дырок. В транзисторе со структурой *n-p-n* в процессе преобразования участвуют электроны.

Если эмиттерный *p-n* переход открыт, то электроны под действием электрического поля источника питания приобретают кинетическую энергию, которую, пролетев через коллекторный *p-n* переход, отдают коллектору и нагревают его. При подаче на базу переменного напряжения поток электронов становится переменным по мощности и появляется возможность отдачи энергии электронов переменному электромагнитному полю.

С этой целью с коллектором транзистора связан колебательный контур, настроенный в резонанс с частотой колебаний входного напряжения. Пульсирующий поток электронов возбуждает в коллекторном контуре колебания, в результате на коллекторном *p-n* переходе, наряду с постоянным электрическим полем, появляется переменное.

В те промежутки времени, когда переменное поле вычитается из постоянного, скорость электронов, а следовательно, и их кинетическая энергия уменьшаются. Для эффективного преобразования энергии нужно, чтобы в эти моменты времени поток электронов имел наибольшую плотность. А когда постоянные и переменные поля суммируются, увеличивая кинетическую энергию электронов, желательно, чтобы плотность электронов была мала. Следует отметить, что синхронизация полярности поля с плотностью потока электронов происходит автоматически.

Итак, в транзисторе происходят следующие преобразования энергии: потенциальная энергия электронов, попадающих в электрическое поле источника питания, преобразуется в их кинетическую энергию, которая в свою очередь переходит в энергию электромагнитного поля. КПД этого процесса, как обычно, меньше единицы, поэтому справедливо следующее соотношение:

$$P_o = P_{\max} + P_K .$$

Как очевидно из изложенного, источник входных колебаний лишь управляет плотностью потока электронов, от него принципиально не требуется отдачи энергии транзистору, т.е. $P_{\text{вх}}$ может быть равна нулю. Поэтому транзисторные усилители мощности часто называют генераторами с внешним возбуждением в отличие от автогенераторов, или



генераторов с самовозбуждением. На практике, однако, мощность от источника входных колебаний все же потребляется и у транзисторного усилителя имеется конечная величина коэффициента усиления мощности $K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$.

6.5. Линейный режим работы транзистора в усилителе мощности

Возможная схема усилителя мощности приведена на рис. 6.5.

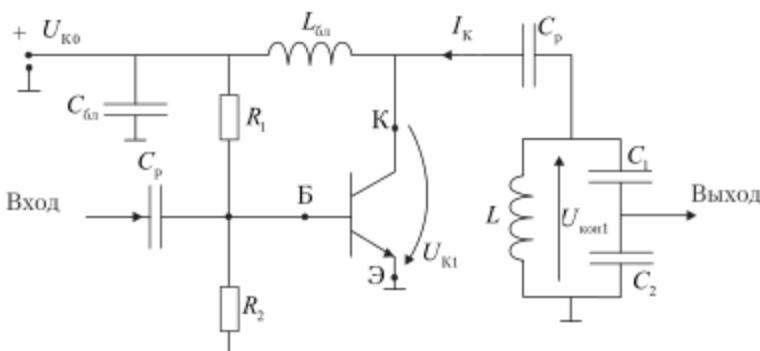


Рис. 6.5. Электрическая схема усилителя мощности

Напряжение питания U_{K0} включено между коллектором и эмиттером. Напряжение U_{K0} совместно с делителем R_1, R_2 обеспечивает постоянное смещение

$$U_{\text{см}} = U_{K0} \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

между базой и эмиттером. Нагрузкой транзистора является колебательный контур L, C_1, C_2 . Элементы $C_p, L_{б1}, C_{б1}$ разделяют цепи переменного и постоянного токов.

Простейшим режимом работы транзистора является так называемый линейный режим. В этом случае амплитуда напряжения на базе такова, что рабочая точка не выходит за пределы линейного участка переходной характеристики транзистора (рис. 6.6). При гармоническом входном напряжении

$$u_B = U_{\text{см}} + U_{B1} \cos \omega t,$$

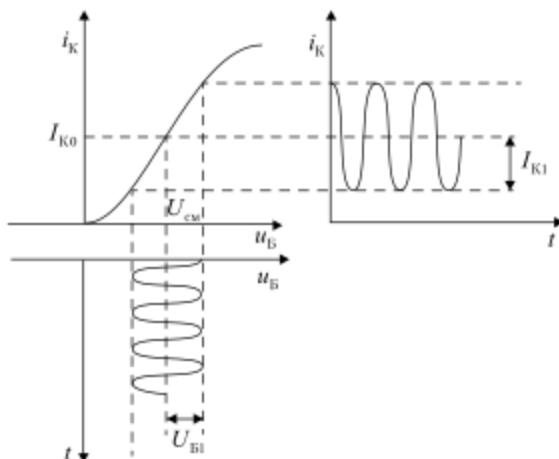


Рис. 6.6. Линейный режим работы биполярного транзистора

коллекторный ток также имеет гармоническую форму

$$i_K = I_{K0} + I_{K1} \cos \omega t. \quad (6.1)$$

Коллекторный ток, пройдя через коллекторный контур, создает на нем напряжение амплитудой $U_{\text{кон1}}$. Применяя к выходной части усилителя II закон Кирхгофа, запишем

$$U_{K1} + U_{\text{кон1}} = 0.$$

Если коллекторный контур настроен в резонанс с частотой возбуждения ω , то его сопротивление чисто активно, обозначим его $R_{\text{кон}}$. Тогда $U_{\text{кон1}} = I_{K1} R_{\text{кон}}$ и напряжение на коллекторе

$$u_K = U_{K0} - U_{K1} \cos \omega t. \quad (6.2)$$

Мгновенная мощность электромагнитных колебаний на выходных электродах транзистора

$$p_K(t) = i_K(t) u_K(t).$$

Средняя за период колебаний мощность определяется выражением

$$P_K(t) = \frac{1}{T} \int_0^T p_K(t) dt,$$

где $T = 2\pi/\omega$ — период колебаний.

Подставив сюда (6.1) и (6.2), получим

$$P_K(t) = I_{K0}U_{K0} - \frac{1}{2}I_{K1}U_{K1}.$$

Мощность

$$P_0 = I_{K0}U_{K0} \quad (6.3)$$

потребляется от источника питания. Мощность

$$P_1 = \frac{1}{2}I_{K1}U_{K1} \quad (6.4)$$

отдается транзистором в коллекторный контур.

Разница

$$P_K = P_0 - P_1$$

рассеивается в транзисторе и преобразуется в тепло.

Определим, какую максимальную мощность можно передать в нагрузку и какой максимальный КПД можно получить в линейном режиме работы.

Для каждого транзистора имеются максимально допустимые мгновенные коллекторные напряжения $U_{\text{Кдоп}}$ и ток $I_{\text{Кдоп}}$ (рис. 6.7).

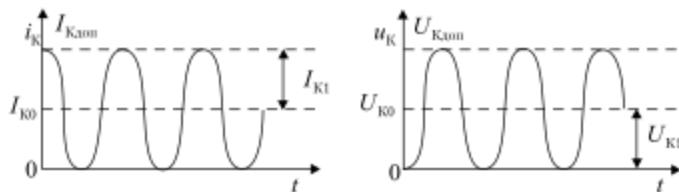


Рис. 6.7. Зависимости $i_K(t)$ и $u_K(t)$ в линейном режиме работы

С целью увеличения выходной мощности следует увеличивать амплитуды I_{K1} и U_{K1} . Как очевидно из рис. 6.7, максимальные амплитуды

$$I_{K1\max} = I_{\text{Кдоп}} / 2;$$

$$U_{K1\max} = U_{\text{Кдоп}} / 2.$$

При этом

$$I_{K0} = I_{K1}, \quad U_{K0} = U_{K1}. \quad (6.5)$$

Таким образом, максимально достижимая выходная мощность

$$P_{\text{max}} = 0,5 I_{K1\text{max}} U_{K1\text{max}}$$

или

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{8} I_{K1\text{доп}} U_{K1\text{доп}}.$$

Максимальный КПД

$$\eta_{\text{max}} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{K1\text{max}}}{I_{K0}} \frac{U_{K1\text{max}}}{U_{K0}}.$$

Учитывая равенство (6.5), получаем

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{2}.$$

Следовательно, КПД транзистора в линейном режиме невысок. Однако у этого режима имеется существенное достоинство — зависимость выходного (коллекторного) напряжения от времени повторяет аналогичную зависимость входного (базового) напряжения. Таким образом, линейный режим работы не искажает форму усиливаемых колебаний и незаменим для усиления радиосигналов, в которых информация заложена в изменениях амплитуды колебаний.

Линейный режим работы реализуется в усилителях слабых сигналов, например, во входной части радиоприемников; применяется для усиления колебаний, модулированных по амплитуде аналоговыми видеосигналами.

6.6. Более эффективные режимы работы транзистора

С целью увеличения КПД усилителя используют нелинейные режимы работы транзистора. При этом часть времени транзистор работает в активной области, часть — в области отсечки. Для анализа нелинейных режимов переходную характеристику транзистора аппроксимируют прямыми линиями, как показано на рис. 6.8. Параметры аппроксимированной характеристики: $S = \frac{di_K}{du_B}$ — крутизна и $U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки коллекторного тока.



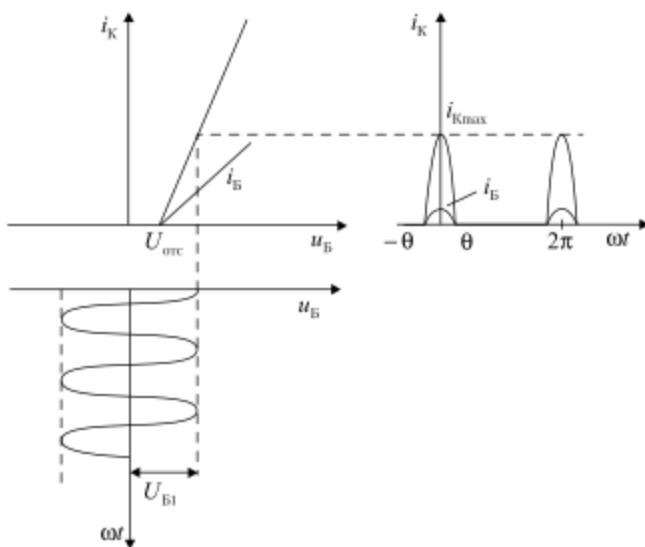


Рис. 6.8. Режим работы транзистора с отсечкой коллекторного тока

При такой аппроксимации коллекторный ток имеет вид отрезков косинусоиды и описывается двумя параметрами: максимальным значением i_{Kmax} и углом отсечки θ . Угол отсечки — это промежуток фазового угла, за который ток меняется от максимального значения до 0.

Периодическая последовательность импульсов тока с отсечкой может быть разложена в ряд Фурье по гармоникам входной частоты ω . В разложении Фурье симметричных импульсов, изображенных на рис. 6.6, имеются лишь косинусоидальные члены:

$$i_K(\omega t) = I_{K0} + I_{K1} \cos \omega t + I_{K2} \cos 2\omega t + \dots$$

Постоянная составляющая I_{K0} и амплитуда первой гармоники I_{K1} находятся по формулам для коэффициентов ряда Фурье:

$$I_{K0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\omega t) d\omega t; \quad (6.6)$$

$$I_{K1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t \quad (6.7)$$

и могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned} I_{K0} &= \alpha_0(\theta) i_{K\max}; \\ I_{K1} &= \alpha_1(\theta) i_{K\max} \end{aligned} \quad (6.8)$$

или

$$\begin{aligned} I_{K0} &= \gamma_0(\theta) S U_{B1}; \\ I_{K1} &= \gamma_1(\theta) S U_{B1}, \end{aligned} \quad (6.9)$$

где $\alpha_n(\theta), \gamma_n(\theta)$ — нормированные коэффициенты ряда Фурье для n -й гармоники, полученные при подстановке в (6.6) и (6.7) выражения для $i_K(\omega t)$:

$$i_K(\omega t) = i_{K\max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

или

$$i_K(\omega t) = S U_{B1} (\cos \omega t - \cos \theta).$$

При интегрировании выражений (6.6) и (6.7) получаем следующие формулы для нормированных коэффициентов:

$$\alpha_0(\theta) = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)};$$

$$\alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)};$$

$$\gamma_0(\theta) = \alpha_0(\theta)(1 - \cos \theta);$$

$$\gamma_1(\theta) = \alpha_1(\theta)(1 - \cos \theta).$$

Зависимости α - и γ -коэффициентов от угла отсечки θ изображены на рис. 6.9.

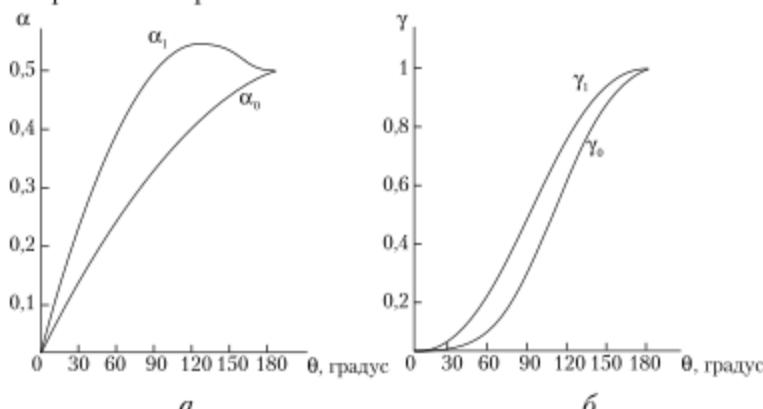


Рис. 6.9. Зависимости нормированных коэффициентов α (а) и γ (б) ряда Фурье от угла отсечки θ



Выбор оптимального угла отсечки

Основные энергетические показатели усилителя мощности зависят от угла отсечки коллекторного тока θ . Действительно,

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{K1} U_{K1}$$

или

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{K1}^2 R_{\text{кон}},$$

где $R_{\text{кон}} = \frac{U_{K1}}{I_{K1}}$ — сопротивление нагрузки транзистора;

$$P_0 = I_{K0} U_{K0};$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{K1}}{I_{K0}} \frac{U_{K1}}{U_{K0}},$$

где I_{K1}, I_{K0} определяются формулами (6.8), (6.9). Подставив (6.8), (6.9) в выражения для P_1, P_0 , получим

$$P_1 = \frac{1}{2} \alpha_1^2(\theta) I_{\text{Kmax}}^2 R_{\text{кон}}, \quad (6.10)$$

или

$$P_1 = \frac{1}{2} \gamma_1^2(\theta) S^2 U_{B1}^2 R_{\text{кон}}.$$

Поскольку входная мощность усилителя

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \frac{U_{B1}^2}{R_{\text{вх}}}, \quad (6.11)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора, то

$$K_P = \frac{P_1}{P_{\text{вх}}} = \gamma_1^2(\theta) S^2 R_{\text{кон}} R_{\text{вх}}. \quad (6.12)$$

При работе транзистора в нелинейном режиме его входную вольт-амперную характеристику $i_B(u_B)$ можно аппроксимировать двумя прямыми линиями с тем же напряжением отсечки $U_{\text{отс}}$, что и у переходной характеристики (рис. 6.8). Тогда

$$I_{B1} = \gamma_1(\theta) S_{\text{вх}} U_{B1}, \quad (6.13)$$

где $S_{\text{вх}}$ — крутизна входной характеристики, $S_{\text{вх}} = \frac{di_B}{du_B}$.



Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{Б1}}}{I_{\text{Б1}}}. \quad (6.14)$$

Подставив (6.14) и (6.13) в (6.12), получим

$$K_p = \gamma_1(\theta) \frac{S^2 R_{\text{кон}}}{S_{\text{вх}}}.$$

Отношение $\frac{S}{S_{\text{вх}}} = \beta_0$ — статический коэффициент усиления тока транзистора в схеме ОЭ. Окончательно запишем

$$K_p = \gamma_1(\theta) \beta_0 S R_{\text{кон}}. \quad (6.15)$$

Выражение для КПД можем представить в следующем виде

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \left(\frac{U_{\text{К1}}}{U_{\text{К0}}} \right).$$

В предельном случае отношение $\frac{U_{\text{К1}}}{U_{\text{К0}}} = 1$ и максимальный КПД

$$\eta = \frac{1}{2} g(\theta),$$

где

$$g(\theta) = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}.$$

График зависимости $g(\theta)$ приведен на рис. 6.10.

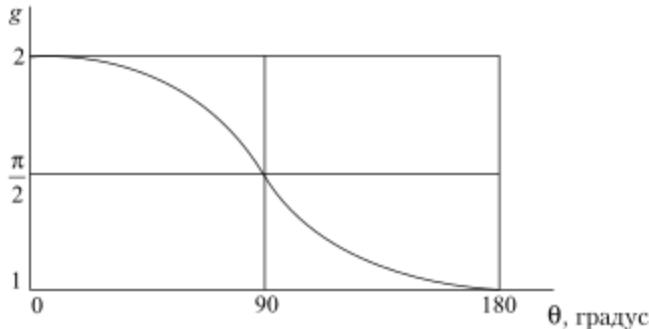


Рис. 6.10. Зависимость коэффициента g от угла отсечки θ

Максимальная выходная мощность усилителя, как следует из (6.10) и рис. 6.9, а, получается, если угол отсечки импульсов коллекторного тока $\theta = 120^\circ$. При этом максимальное значение тока $i_{K\max}$ выбирается близким к предельно допустимому.

Максимальный КПД усилителя тем ближе к 100%, чем меньше угол отсечки θ (рис. 6.10). Однако при уменьшении θ уменьшается и входная мощность, поэтому на практике минимальный угол отсечки $\theta = 60 \div 70^\circ$.

Максимальный коэффициент усиления мощности получается при $\theta = 180^\circ$, как это очевидно из (6.15).

Классификация нелинейных режимов работы транзистора

Режимы работы транзистора классифицируют в зависимости от угла отсечки импульсов коллекторного тока (табл. 6.1).

Таблица 6.1

Угол отсечки θ , градус	Обозначение режима	Особенности режима
180	A	Максимальный коэффициент усиления
$90 < \theta < 180$	AB	Максимальная выходная мощность
90	B	Компромисс между максимальной мощностью и КПД
$0 < 90$	C	Наибольший КПД

6.7. Оптимальное сопротивление нагрузки транзистора в усилителе мощности

Усилители мощности оптимизируют по критериям максимальных: выходной мощности, КПД, K_p . Помимо угла отсечки, на достижение оптимального режима влияет сопротивление нагрузки транзистора

$$R_{\text{кон}} = \frac{U_{\text{КИ}}}{I_{\text{КИ}}} . \quad (6.16)$$

С ростом $R_{\text{кон}}$ увеличивается $U_{\text{КИ}}$, а следовательно, и P_1, η, K_p . Однако это справедливо до тех пор, пока импуль-



сы тока сохраняют косинусоидальную форму. Только в этом случае справедливы приведенные в параграфе 6.6 соотношения. Посмотрим, что происходит с формой импульсов при увеличении U_{K1} .

При подаче на базу транзистора напряжения

$$u_b(t) = U_{B0} + U_{B1} \cos \omega t$$

происходят колебания коллекторного тока $i_K(t)$ и коллекторного напряжения

$$u_K(t) = U_{K0} - U_{K1} \cos \omega t.$$

В результате рабочая точка, т.е. пара значений — мгновенных коллекторного тока $i_K(t)$ и напряжения $u_K(t)$ описывает на плоскости в координатах $i_K(u_K)$ некоторую траекторию, называемую динамической выходной вольт-амперной характеристикой. Эта характеристика изображена на рис. 6.11.

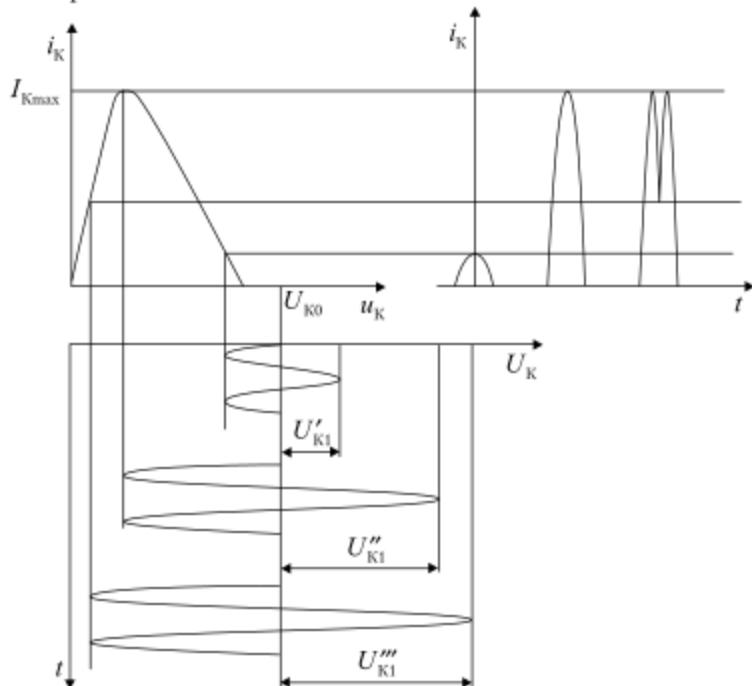


Рис. 6.11. Форма импульсов коллекторного тока при разных амплитудах коллекторного напряжения

Попытка увеличить выходную мощность путем увеличения амплитуды U_{K1} оказывается неудачной, поскольку при превышении амплитуды некоторого граничного значения U_{K1rp} в импульсах коллекторного тока появляется провал с соответствующим уменьшением амплитуды тока I_{K1} и выходной мощности.

Граничную амплитуду напряжения U_{K1rp} можно рассчитать, используя рис. 6.11. Очевидно, что провала в импульсах нет, когда в момент минимума напряжения U_K коллекторный ток достигает максимума:

$$u_{Kmin} = i_{Kmax} r_u, \quad (6.17)$$

где r_u — сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора в области насыщения, т.е. при $U_K \rightarrow 0$, а

$$u_{Kmin} = U_{K0} - U_{K1}. \quad (6.18)$$

Подставляя (6.18) в (6.17), получаем

$$U_{K1rp} = U_{K0} - i_{Kmax} r_u.$$

Выбрав постоянное напряжение на коллекторе U_{K0} и максимальный коллекторный ток i_{Kmax} , можем рассчитать U_{K1rp} и по (6.16) оптимальное сопротивление нагрузки R_{opt} , соответствующее максимуму выходной мощности. При этом используем формулу

$$I_{K1} = \alpha_1(\theta) i_{Kmax},$$

где выбираем $\theta = 120^\circ$.

Оптимальное сопротивление R'_{opt} по критерию максимума КПД можно найти, подставляя в (6.16) выражение

$$I_{K1} = \gamma_1(\theta) S U_{B1},$$

где $\theta = 180^\circ$.

6.8. Оптимальные режимы биполярного транзистора в мощных усилителях

В предшествующем рассмотрении предполагалось, что на вход транзистора поступает гармоническое напряжение

$$U_B(t) = U_{B0} + U_{B1} \cos \omega t.$$



Если транзистор мощный ($P_{\text{вых}} > 0,5 \text{ Вт}$), то в те промежутки времени, когда он открыт, его входное сопротивление становится весьма малым, так что вершины положительных полуволни срезаются и напряжение оказывается негармоническим.

Детальное рассмотрение показывает, что наиболее близкой к гармонической форме является физическая величина, имеющая размерность заряда

$$q(t) = \int i_B(t) dt,$$

где $i_B(t)$ — входной ток транзистора.

Физический смысл величины $Q(t)$ — заряд на суммарной емкости $C_{\text{ЭЭ}}$ эмиттерного $p-n$ перехода, которая является суммой барьерной и диффузионной емкостей.

В соответствии с теорией $p-n$ перехода коллекtorный ток

$$i_K = \omega_r \cdot q_d,$$

где q_d — заряд на диффузионной емкости эмиттерного $p-n$ перехода; ω_r — круговая граничная частота транзистора

$$\omega_r = 2\pi f_r.$$

Поскольку

$$q = q_d + q_b,$$

где $q_b = C_b U_{\text{вх}}$ — заряд на барьерной емкости; C_b — барьерная емкость эмиттерного перехода, $U_{\text{вх}}$ — напряжение на эмиттерном переходе, то несложно получить

$$i_K = \omega_r (q - q_{\text{огр}}),$$

причем

$$q_{\text{огр}} = C_b U_{\text{огр}}.$$

Если

$$q = Q_0 + Q_1 \cos \omega t,$$

то

$$I_{K1} = \gamma_1(\theta) \omega t \theta_1; \quad (6.19)$$

$$I_{K0} = \gamma_0(\theta) \omega t \theta_1. \quad (6.20)$$

Углы отсечки для получения максимальных P_1 , η и K_p такие же, как было отмечено в параграфе 6.7. То же можно сказать и об оптимальных сопротивлениях нагрузки.



6.9. Согласование транзистора с источником сигнала и нагрузкой

Для наиболее полной передачи энергии электромагнитных колебаний от источника к транзистору требуется преобразовать входное сопротивление транзистора в сопротивление, равное внутреннему сопротивлению источника $R_{\text{ист}}$. Обычно входное сопротивление транзистора имеет комплексный характер, а $R_{\text{ист}}$ — число активное. Поэтому входная согласующая цепь должна преобразовать комплексное сопротивление в активное (рис. 6.12, а).

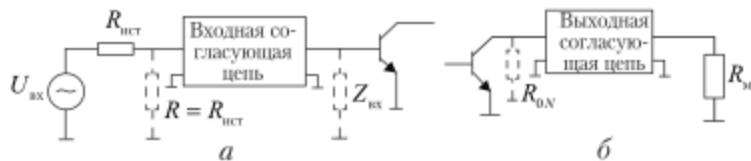


Рис. 6.12. Входная (а) и выходная (б) цепи усилителя

С целью получения оптимального режима работы по выбранному критерию оптимальности требуется нагружить транзистор на некоторое определенное сопротивление $R_{\text{опт}}$. Для этого предназначена выходная согласующая цепь, которая преобразует сопротивление нагрузки усилителя $R_{\text{н}}$ в сопротивление $R_{\text{опт}}$ (рис. 6.12, б).

Кроме функции преобразования сопротивлений, согласующие цепи формируют временные зависимости напряжений или токов, обеспечивающих оптимальные режимы работы транзистора.

Согласующие цепи должны преобразовывать сопротивления в полосе пропускания усилителя. Если полоса пропускания невелика и составляет единицы процентов от центральной частоты, то цепи согласования получаются наиболее простыми.

Идея преобразования сопротивлений на одной частоте

Предположим, требуется преобразовать сопротивление R в большее сопротивление R' . Добавим последовательно к сопротивлению R мнимое сопротивление iX (индуктивность или емкость) и получим комплексное сопротивление $Z = R + iX$.

Комплексная проводимость

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{R}{R^2 + X^2} - i \frac{X}{R^2 + X^2}.$$

Запишем Y в виде

$$Y = \frac{1}{R'} + \frac{1}{iX'},$$

где

$$R' = R(1+Q^2); \quad (6.21)$$

$$X' = X\left(1+\frac{1}{Q^2}\right),$$

$Q = \frac{X}{R} = \frac{R'}{X'} -$ добротность цепочки R, X (или эквивалентной ей R', X').

Согласно (6.21) получим $R' > R$, однако имеется и мнимое сопротивление X' , которое компенсируем параллельно подключенным сопротивлением iX' . В результате получаем узкополосную Г-образную согласующую цепочку (рис. 6.13), состоящую из реактивных элементов с сопротивлениями iX и $-iX$.

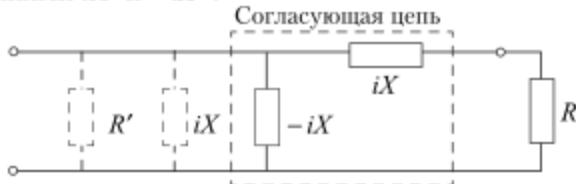


Рис. 6.13. Построение узкополосной согласующей цепи

Г-образные цепочки

На практике Г-образные цепочки строят из индуктивностей и емкостей. Поскольку эти цепи взаимны, то возможно их прямое и обратное включение и соответственно преобразования меньшего сопротивления R в большее R' , и наоборот (рис. 6.14).

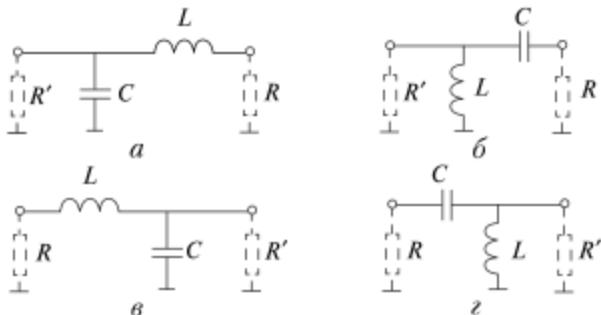


Рис. 6.14. Г-образные согласующие цепи различных видов (а – г)

Помимо функции преобразования сопротивлений, изображенные цепочки играют роль фильтров, поскольку представляют собой колебательные контуры. При этом имеется возможность создавать на электродах транзистора гармоническую форму напряжения либо тока. Например, при построении входной цепи мощного усилителя целесообразно воспользоваться цепочками, показанными на рис. 6.14, *a*, *b*.

Действительно, для мощных транзисторов нужно обеспечить гармоническую форму входного тока. Это возможно, если *LC*-контур имеет достаточно высокую добротность, что реализуется при применении этих цепочек, поскольку входное сопротивление мощного транзистора мало.

В маломощных усилителях, где входное сопротивление транзистора велико и ко входу подводится гармоническое напряжение, удобна схема рис. 6.14, *c*. Для создания гармонической формы выходного напряжения целесообразно применение схемы рис. 6.14, *г*.

6.10. Усилители мощности диапазона СВЧ

В работе [5] показано, что коэффициент усиления мощности усилителя, включенного на биполярном транзисторе по схеме ОЭ, существенно падает с ростом частоты, начиная с частот, равных сотням мегагерц:

$$K_p = \frac{\gamma(\theta) f_t R_{\text{кон}}}{2\pi f^2 L_\Theta}, \quad (6.22)$$

где L_Θ — индуктивность эмиттерного вывода транзистора.

Для достижения максимального K_p на определенной частоте требуется применить режим А и выбрать транзистор с большой граничной частотой f_t и малой индуктивностью вывода эмиттера. Как видим, в диапазоне СВЧ произведение $K_p f^2$ есть величина постоянная.

Физической причиной снижения K_p с ростом частоты в схеме ОЭ является, как очевидно из (6.22), существование индуктивности эмиттерного вывода L_Θ , т.е. вывода общего для входной и выходной цепей усилителя. Влияние L_Θ поясняет рис. 6.15.



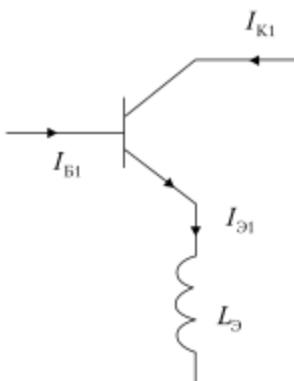


Рис. 6.15. Влияние индуктивности L_3 на коэффициент усиления мощности

Через индуктивность L_3 протекает эмиттерный ток с комплексной амплитудой первый гармоники

$$\dot{I}_{E1} = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{K1}, \quad (6.23)$$

где $\dot{I}_{B1} = i\omega Q_1$ — комплексная амплитуда тока базы; \dot{I}_{K1} — комплексная амплитуда коллекторного тока, она определяется выражением (6.19). На индуктивности L_3 создается напряжение

$$U_{L_3} = i\omega L_3 I_{E1}. \quad (6.24)$$

В результате для коллекторной цепи усилителя индуктивность эквивалентна некоторому комплексному сопротивлению

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{L_3}}{\dot{I}_{K1}}. \quad (6.25)$$

Подставляя (6.23) и (6.24) в (6.25), учитывая выражения для I_{B1} и I_{K1} и полагая, что $\theta = 180^\circ$, т.е. $\gamma_1(\theta) = 1$, получаем

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = -\frac{\omega^2 L_3}{\omega_f} + i\omega L_3 = -R_{\text{вых}} + i\omega L_3.$$

Следовательно, для выходной цепи усилителя индуктивность L_3 играет роль негатрона, т.е. элемента цепи, у которого действительная часть импеданса отрицательна. Это означает, что индуктивность L_3 отдает энергию колебаний в коллекторную цепь.

Сопротивление индуктивности для входной цепи найдем по формуле

$$\dot{Z}_{L_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{L_0}}{\dot{I}_{\text{Б1}}}.$$

Подставив соответствующие выражения, получим

$$Z_{L_{\text{вх}}} = \omega_i L_0 + j\omega L_0 = R_{L_{\text{вх}}} + j\omega L_0.$$

Действительная часть комплексного сопротивления индуктивности для входной цепи положительна, т.е. индуктивность потребляет энергию колебаний, существующих во входной цепи усилителя.

Таким образом, благодаря индуктивности L_0 энергия источника колебаний переходит на выход усилителя, минуя активную часть транзистора, т.е. без усиления.

Входная мощность, потребляемая транзистором из-за наличия у него индуктивности L_0 ,

$$P_{L_{\text{вх}}} = 0,5 \cdot I_{\text{Б1}}^2 \cdot R_{L_{\text{вх}}} = \omega^2 \omega_i L_0 Q_1^2.$$

Мощность, передаваемая через L_0 в выходную цепь,

$$P_{L_{\text{вых}}} = 0,5 \cdot I_{\text{К1}}^2 \cdot R_{L_{\text{вых}}} = \omega^2 \omega_i L_0 Q_1^2.$$

Следовательно, $P_{L_{\text{вх}}} = P_{L_{\text{вых}}}$, и эта мощность пропорциональна квадрату частоты, что и объясняет формулу (6.22). В результате усилители мощности на биполярных транзисторах, включенных по схеме ОЭ, на частотах $\geq 1\text{ГГц}$ имеют весьма малый коэффициент усиления.

На частотах до $\sim 40\text{ ГГц}$ в качестве активного элемента усилителя применяют арсенидгалиевые полевые транзисторы с затвором в виде барьера Шоттки, а на еще более высоких частотах — транзисторы GaAs с затвором в виде гетероперехода.

Максимальная частота колебаний, мощность которых способен увеличивать транзистор, не больше граничной частоты f_t . Граничную частоту можно определить как величину, обратную времени пролета носителями заряда длины базы транзистора l :

$$f_t = \frac{v_{\text{др}}}{l}, \quad (6.26)$$

где $v_{\text{др}}$ — дрейфовая скорость носителей заряда.

Как известно, в полупроводниках

$$v_{\text{др}} = \mu \cdot E, \quad (6.27)$$



где μ — подвижность носителей заряда; E — напряженность электрического поля.

Как следует из (6.26) и (6.27), для того чтобы увеличить f_t , нужно уменьшать длину базы l , повышать напряженность электрического поля E и применять полупроводники с большой подвижностью носителей заряда. Возможность уменьшения l ограничивается технологическими причинами; увеличение напряженности E связано с опасностью пробоя.

Подвижность носителей заряда в наиболее часто применяемых полупроводниках — германии, кремнии и арсениде галлия приведена в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Подвижность в поле, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	Материал			
	Ge	Si	GaAs	Структура GaAs — AlGaAs
μ_n	3800	1350	8000	10 000
μ_p	1800	480	400	—

Примечание. Здесь μ_n — подвижность электронов; μ_p — подвижность дырок.

Из табл. 6.2 следует, что сверхвысокочастотные транзисторы, предназначенные для усиления колебаний частот в десятки гигагерц, должны быть изготовлены из арсенида галлия, причем носителями заряда должны быть электроны.

Когда частота усиливаемых колебаний приближается к граничной частоте f_t , то период колебаний становится соизмеримым с временем пролета носителей заряда через активный элемент. При этом нарушаются оптимальные фазовые соотношения между колебаниями управляющего напряжения на базе, коллекторного тока и коллекторного напряжения. В результате резко снижаются выходная мощность и КПД усилителя.

В диапазоне СВЧ размеры конденсаторов и катушек индуктивности становятся соизмеримыми с длиной волны усиливаемых колебаний, и их нужно рассматривать как отрезки линии передачи. При этом конденсатор может про-



являть себя как индуктивность, а катушка — как емкость в зависимости от отношения $\frac{l}{\lambda}$, где l — размер элемента; λ — длина волны.

По этой причине на СВЧ в качестве согласующих цепей используются отрезки линий передачи, как правило, микрополосковых.

Допустим, имеется линия передачи длиной l и волновым сопротивлением ρ , нагруженная на комплексную проводимость \dot{Y}_n . Входная проводимость этой линии может быть рассчитана по формуле

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\dot{Y}'_n + i \cdot \operatorname{tg} \beta l}{1 + i \cdot \dot{Y}'_n \operatorname{tg} \beta l}, \quad (6.28)$$

где $\dot{Y}'_n = \dot{Y}_n \rho$ — нормированная проводимость нагрузки; $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число. В зависимости от отношения $\frac{l}{\lambda}$ изменяются действительная и мнимая части $\dot{Y}_{\text{вх}}$.

Если требуется согласовать, например, комплексную входную проводимость транзистора $\dot{Y}_{\text{тр}}$ с внутренним сопротивлением источника колебаний, имеющим чисто резистивный характер $R_{\text{ист}}$, то согласующую цепь можно построить таким образом, как показано на рис. 6.16.

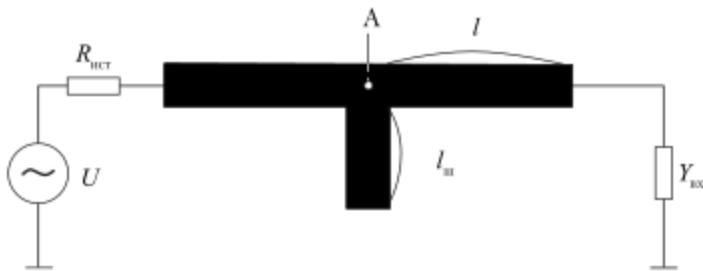


Рис. 6.16. Согласующая цепь усилителя СВЧ

Обычно внутреннее сопротивление источника устанавливается равным стандартному значению волнового сопротивления линии ρ . Как правило, $\rho = 50$ Ом. Таким образом, задача согласования сводится к тому, чтобы входное сопротивление линии в месте включения источника было равно 50 Ом.

С этой целью отыскивается сечение А, расположенное на расстоянии l от транзистора, в котором проводимость линии имеет действительную часть, равную $\frac{1}{\rho}$:

$$Y_A = \frac{1}{\rho} + iB_A,$$

где B_A — мнимая часть проводимости в сечении А. Для компенсации мнимой части B_A параллельно основной линии включают отрезок линии, разомкнутой на конце, так называемый шлейф длиной l_w .

Входная проводимость «шлейфа» может быть рассчитана по формуле (6.28) при подстановке туда $Y'_n = 0$

$$Y_w = i \frac{1}{\rho} \operatorname{tg} \beta l_w = iB_w.$$

Длину «шлейфа» можно найти из соотношения

$$B_w + B_A = 0.$$

В результате отрезок линии от источника до сечения А оказывается нагруженным на сопротивление, равное волновому, и в этом отрезке устанавливается режим бегущих волн. Это означает, что входное сопротивление отрезка, а следовательно, и всей согласующей цепи равно волновому.

Возможны и другие варианты построения согласующих цепей на отрезках линий.

6.11. Увеличение коэффициента усиления, выходной мощности и КПД усилителей

Каскад усиления на одном транзисторе имеет ограниченный коэффициент усиления — типичное значение $K_p \leq 10$ дБ и выходную мощность ≤ 200 Вт. Для увеличения K_p и $P_{\text{вых}}$ нужно объединять несколько каскадов.

Увеличение K_p

С целью увеличения коэффициента мощности применяют последовательное включение каскадов (рис. 6.17).

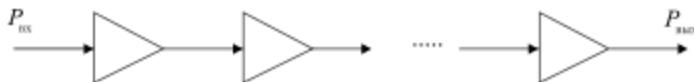


Рис. 6.17. Последовательное включение усилителей



Нетрудно заметить, что в этом случае коэффициент усиления всего усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов

$$K_{\Sigma} = K_1 K_2 \dots K_n$$

или в децибелах

$$10 \lg K_{\Sigma} = 10 \lg K_1 + 10 \lg K_2 + \dots + 10 \lg K_n.$$

Если требуется получить существенный коэффициент усиления, например, в передатчике от $P_{вх} = 1 \text{ МВт}$ до $P_{вых} = 100 \text{ Вт}$, $K_{\Sigma} = 50 \text{ дБ}$, то нужно по крайней мере пять каскадов, включенных последовательно. При таком усиении появляется опасность самовозбуждения за счет нежелательных обратных связей. Для исключения самовозбуждения принимают следующие меры:

а) выполняют усилители в виде одной микросхемы, где транзисторы связаны друг с другом непосредственно без цепей согласования; отсутствие корпусов с их паразитными параметрами уменьшает опасность возникновения положительных обратных связей;

б) усиление мощности электромагнитных колебаний производят на разных частотах — часть каскадов выполняют на входной частоте, затем один из каскадов ставят в режим умножения частоты, и остальные каскады работают на повышенной частоте;

в) в диапазоне СВЧ между каскадами ставят вентили — устройства, пропускающие электромагнитные волны с входа на выход и не пропускающие их обратно.

Увеличение выходной мощности

Выходную мощность усилителя можно увеличить приблизительно в два раза, применяя двухтактное включение каскадов (рис. 6.18).

В двухтактной схеме транзисторы работают поочередно, а их коллекторные токи вычитаются в нагрузке — первичной обмотке выходного трансформатора. При работе с отсечкой коллекторный ток первого транзистора

$$i_{K1} = I_{K0} + I_{K1} \cos \omega t + I_{K2} \cos 2\omega t + \dots$$

Коллекторный ток второго транзистора при идентичности транзисторов

$$i_{K2} = I_{K0} + I_{K1} \cos(\omega t + \pi) + I_{K2} \cos 2(\omega t + \pi) + \dots$$

или

$$i_{K2} = I_{K0} - I_{K1} \cos \omega t + I_{K2} \cos 2\omega t - I_{K3} \cos 3\omega t + \dots$$



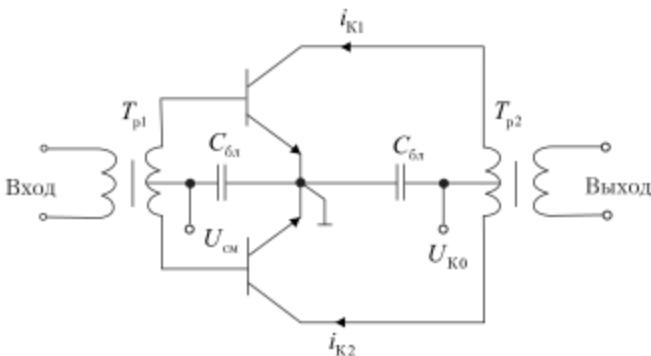


Рис. 6.18. Двухтактный усилитель мощности

Учитывая, что коэффициент включения выходного трансформатора к каждому транзистору равен $1/2$, запишем выражение для тока в нагрузке

$$i_n = \frac{1}{2}(i_{K1} - i_{K2}) = I_{K1} \cos \omega t + I_{K3} \cos 3\omega t + I_{K5} \cos 5\omega t + \dots$$

Следовательно, двухтактное включение устраниет в выходном токе постоянную составляющую и четные гармоники. Если выбрать режим В для каждого транзистора (угол отсечки $\theta = 90^\circ$), то, поскольку α - и γ -коэффициенты для всех нечетных гармоник, кроме первой, равны 0, в выходном токе исчезают и нечетные высшие гармоники.

Таким образом, применение двухтактной схемы позволяет получить гармоническую форму колебаний без цепей фильтрации на выходе усилителя (рис. 6.19).

Это дает возможность усиливать мощность колебаний в широкой полосе частот. Выходная мощность двухтактного усилителя приблизительно в два раза больше, чем однотактного, поскольку оба плеча работают на одну нагрузку.

Для еще большего увеличения выходной мощности применяют сумматоры — делители. Функциональная схема усилителя с суммированием приведена на рис. 6.20.

Как видим, энергия усиливаемых колебаний сначала делится на n каналов, в каждом канале происходит усиление до максимальной мощности, доступной одному транзистору, а затем осуществляется суммирование энергии всех каналов.

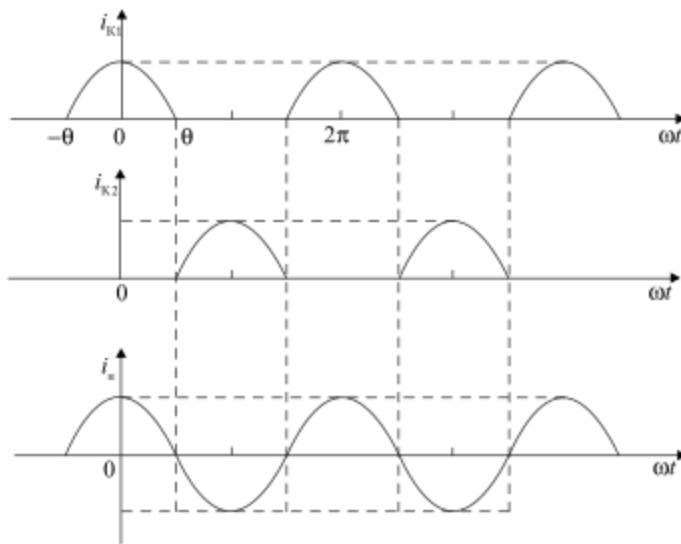


Рис. 6.19. Двухтактная работа транзисторов

С целью исключения потерь мощности в сумматорах успешно реализуется идея суммирования энергии в пространстве, т.е. использования активных фазированных решеток (АФАР). Выходная мощность АФАР примерно в n раз превышает мощность одного канала.

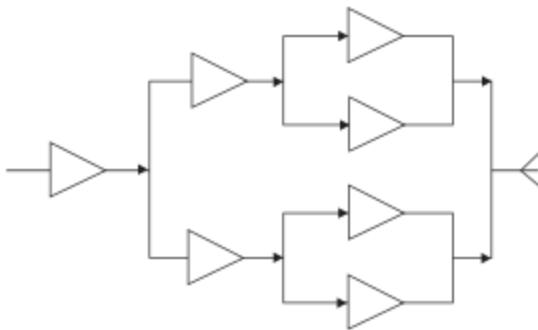


Рис. 6.20. Суммирование мощностей усилителя

Увеличение КПД

Коэффициент полезного действия усилителя мощности определяется соотношением

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}} - P_0}{P_0},$$

где в числителе стоит «добавка» к входной мощности, а в знаменателе — мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{\text{ко}} \cdot U_{\text{ко}},$$

где $I_{\text{ко}}$, $U_{\text{ко}}$ — постоянные коллекторный ток и коллекторное напряжение.

Выражение для КПД можно записать следующим образом:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} \left(1 - \frac{1}{K_p} \right).$$

При $K_p \gg 1$ применяется упрощенное выражение для η :

$$\eta \approx \frac{P_{\text{вых}}}{P_0}.$$

Поскольку $P_{\text{вых}} = P_0 - P_{\text{к}}$, то

$$\eta = 1 - \frac{P_{\text{к}}}{P_0}. \quad (6.30)$$

Из (6.26) следует, что для увеличения КПД следует снижать мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора. Рассеиваемая мощность может быть рассчитана следующим образом:

$$P_{\text{к}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{к}}(t) \cdot u_{\text{к}}(t) dt, \quad (6.31)$$

где T — период колебаний; $i_{\text{к}}(t)$, $u_{\text{к}}(t)$ — мгновенные значения коллекторного тока и напряжения. Как очевидно из (6.31), рассеиваемая мощность равна 0, если в каждый момент времени либо $i_{\text{к}}(t) = 0$, либо $u_{\text{к}}(t) = 0$.

Таким образом, для увеличения КПД усилителей мощности следует ставить транзистор в такой режим работы, где выполняется это условие. Примеры высокоэффективных режимов работы транзисторов представлены на рис. 6.21.

КПД в высокоэффективных режимах работы может достигать 70–90%.



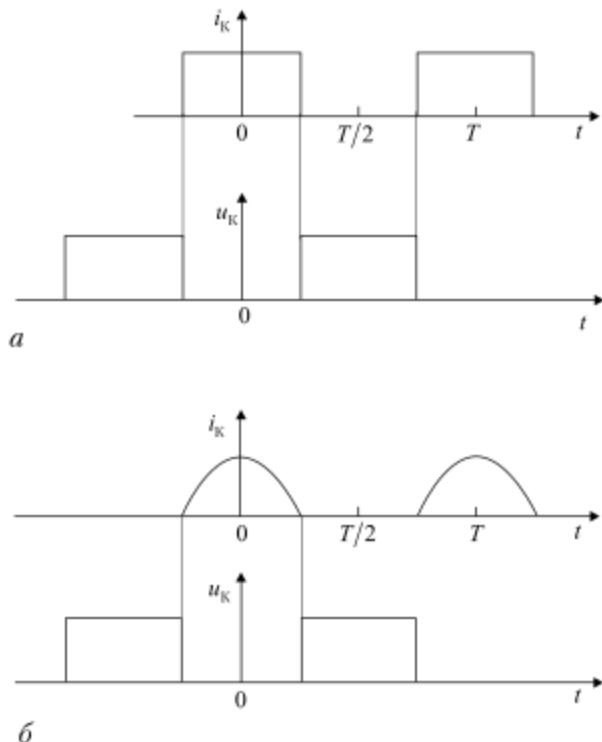


Рис. 6.21. Формы колебаний i_K и u_K биполярного транзистора в высокоэффективных режимах работы:
а — максимальной мощности; *б* — максимального КПД

Глава 7

Формирование радиосигналов

Первичный сигнал, несущий информацию (его называют видеосигналом), излучать неэффективно и бесполезно, поскольку в этом случае весь эфир будет заполнен сигналами одинаковых частот, что не позволит обнаружить нужную информацию. Антенны излучают радиосигналы, т.е. колебания высоких частот, на которые наложена полезная информация.

Преобразование видеосигналов в радиосигналы осуществляется посредством модуляции.

7.1. Видеосигналы и радиосигналы

Видеосигналы могут быть представлены в двух формах — аналоговой и цифровой. Аналоговый сигнал — это ток или напряжение как непрерывная функция времени (рис. 7.1).

Ширина спектра аналогового сигнала составляет десятки или сотни килогерц. Наибольший спектр среди ана-

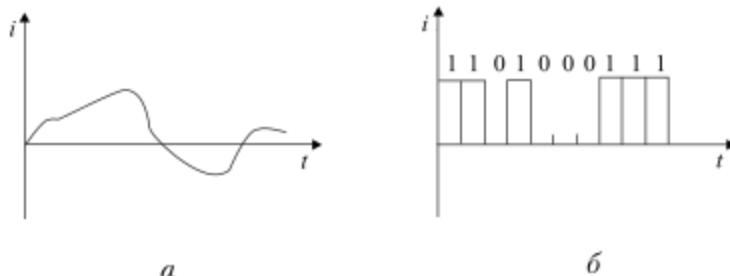


Рис. 7.1. Видеосигналы:
а — аналоговый; б — цифровой

логовых сигналов имеет телевизионный сигнал. При существующих стандартах его спектр простирается от 0 до 6 МГц.

Цифровой видеосигнал образуется из аналогового путем дискретизации по времени и уровню и последующего кодирования. В двоичном коде цифровой сигнал имеет вид последовательности импульсов и пауз между ними (или импульсов положительной и отрицательной полярностей), представляющих единицы и нули. Ширина спектра цифрового радиосигнала зависит от длительности импульсов и составляет сотни килогерц.

Для формирования радиосигналов видеосигналы поступают на модулятор, ко второму входу которого подводятся высокочастотные колебания от генератора несущей частоты (т.е. частоты, несущей информацию). С выхода модулятора снимаются модулированные колебания.

Напряжение на выходе генератора несущей частоты

$$u(t) = U \cos \omega_n t = U \cos \psi(t),$$

где U — амплитуда; ω_n — циклическая несущая частота; $\psi(t) = \omega_n t$ — мгновенная фаза. В генераторе гармонических колебаний U и ω_n — постоянные величины, а мгновенная фаза линейно растет со временем.

Радиосигнал можно сформировать путем изменения амплитуды, частоты или мгновенной фазы синхронно с передаваемым сообщением.

Если информация заложена в изменении амплитуды несущих колебаний $U(t)$, то имеем амплитудную модуляцию. Если изменяется несущая частота $\omega_n t$, то получается частотная модуляция. При изменении мгновенной фазы высокочастотных колебаний модуляция называется фазовой. Модуляцию цифровыми сигналами называют манипуляцией.

В процессе модуляции происходит преобразование спектра сигнала — он переносится по оси частот на величину, равную несущей частоте, появляется вторая боковая полоса. В качестве примера на рис. 7.2 представлены спектры видеосигнала и радиосигнала при амплитудной модуляции.



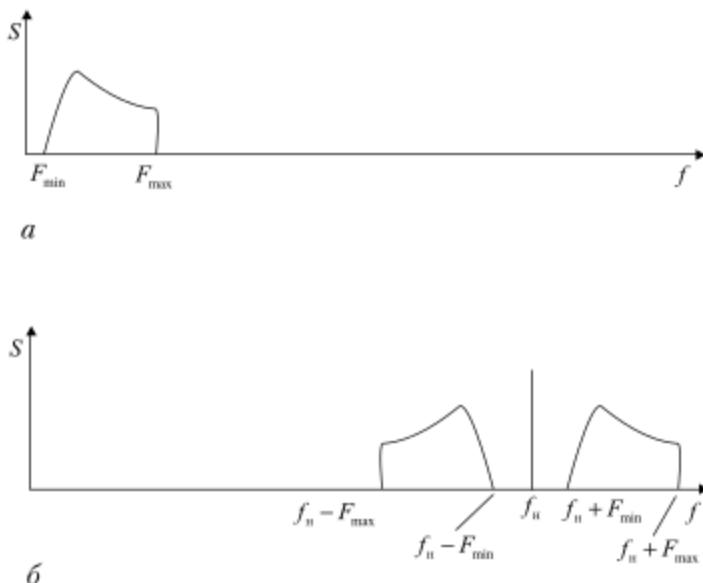


Рис. 7.2. Спектры сигналов:

а — видеосигнал (F_{\min}, F_{\max} — минимальная и максимальная частоты видеосигнала); *б* — радиосигнал ($f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$)

Как очевидно из рис. 7.2, ширина спектра радиосигнала равна $2F_{\max}$, т.е. удвоенной ширине спектра видеосигнала.

7.2. Амплитудная модуляция

Простейшим методом модуляции является амплитудная модуляция. Если видеосигнал представлен некоторой аналоговой функцией $U_F(t)$, то амплитуда высокочастотных колебаний (рис. 7.3)

$$U_n(t) = U_n + U_F(t),$$

а мгновенное напряжение несущих колебаний

$$u_n(t) = (U_n + U_F(t)) \cos \omega_n t.$$

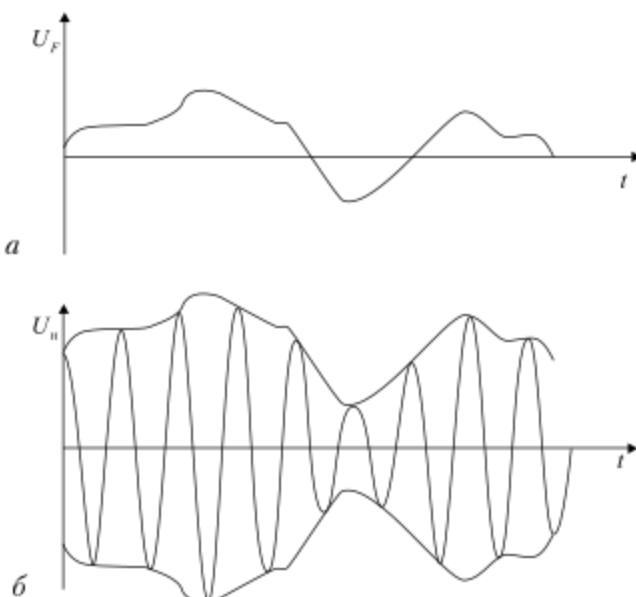


Рис. 7.3. Временное представление колебаний, модулированных по амплитуде

Спектр колебаний, модулированных по амплитуде, изображен на рис. 7.3.

Для изучения характеристик АМ-колебаний напряжение низкочастотных модулирующих колебаний представляют в простейшем виде

$$u_F(t) = U_F \cos \Omega t,$$

т.е. считают, что в спектре модулирующих колебаний имеется всего одна частота $\Omega = 2\pi F$. В этом случае напряжение на выходе амплитудного модулятора

$$u_n(t) = U_n (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_n t, \quad (7.1)$$

где

$$m = \frac{U_F}{U_n} -$$

коэффициент модуляции.

Максимальная амплитуда несущих колебаний

$$U_{\max} = U_n (1 + m).$$

Минимальная амплитуда

$$U_{\min} = U_n(1-m).$$

Отсюда легко получить выражение для коэффициента модуляции

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}.$$

В случае наиболее глубокой модуляции $U_{\min} = 0$ и $m = 1$, а при отсутствии модуляции $U_{\min} = U_{\max}$ и $m = 0$. Таким образом, диапазон изменения коэффициента модуляции

$$0 < m < 1.$$

Для того чтобы радиосигнал был надежно выделен из шумов на приемном конце радиолинии, нужно, чтобы коэффициент m стремился к единице.

Другим параметром амплитудной модуляции является коэффициент гармоник k_r . Он характеризует искажения передаваемой информации. Если полезная информация содержится в численном значении частоты F , то для неискаженного приема нужно, чтобы в приемнике не было других частот, кроме F .

Однако преобразование частоты – нелинейный процесс, поэтому после извлечения информации в радиоприемнике появляются токи гармоник частоты F , т.е. появляются так называемые нелинейные искажения.

Коэффициент гармоник определяется следующим образом:

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_{F_i}^2}}{I_F}, \quad (7.2)$$

где I_{F_i} – амплитуда i -й гармоники частоты F тока на приемном конце радиолинии. Нелинейные искажения проявляются тем сильнее, чем больше амплитуда модулирующих колебаний $U_F(t)$, т.е. в соответствии с рис. 7.2 больше коэффициент модуляции m .

Таким образом, главная задача, возникающая при построении амплитудного модулятора, состоит в том, чтобы увеличить коэффициент модуляции при минимальном коэффициенте гармоник k_r .

Мгновенное напряжение на выходе амплитудного модулятора, записанное в форме (7.1), можно представить в виде

$$u_n(t) = U_n \cos \omega_n t + U_F \cos \Omega t \cos \omega_n t.$$



Отсюда следует, что простейшим амплитудным модулятором является перемножитель частоты. Его можно выполнить на микросхеме либо на одном диоде (рис. 7.4). Коэффициент модуляции m при заданном коэффициенте гармоник в этом случае получается небольшим.

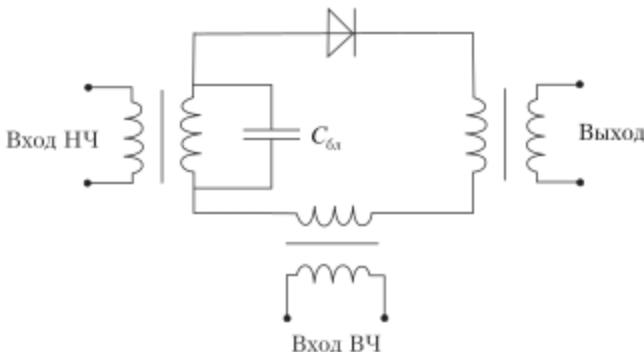


Рис. 7.4. Простейший амплитудный модулятор

Более качественную модуляцию можно получить, используя в качестве амплитудного модулятора усилитель мощности, в котором синхронно с передаваемым сообщением изменяется постоянное напряжение на коллекторе или на базе транзистора. В первом случае модуляцию называют коллекторной, во втором — базовой.

Коллекторная модуляция позволяет получить передачу информации с малыми нелинейными искажениями при высоком коэффициенте m , поэтому она главным образом применяется в профессиональных радиосистемах, например, в телевидении и радиовещании. Для создания модулятора модулирующий сигнал вводится в цепь коллектора транзистора. Возможная схема подобного модулятора приведена на рис. 7.5.

Амплитудная модуляция осуществляется в выходных каскадах радиопередатчика на большом уровне мощности, с тем чтобы предшествующие каскады усиления работали в оптимальных режимах. Поэтому низкочастотный сигнал должен быть достаточно мощным, что является недостатком этого способа модуляции.

В заключение отметим, что амплитудная модуляция является одним из узкополосных способов модуляции.

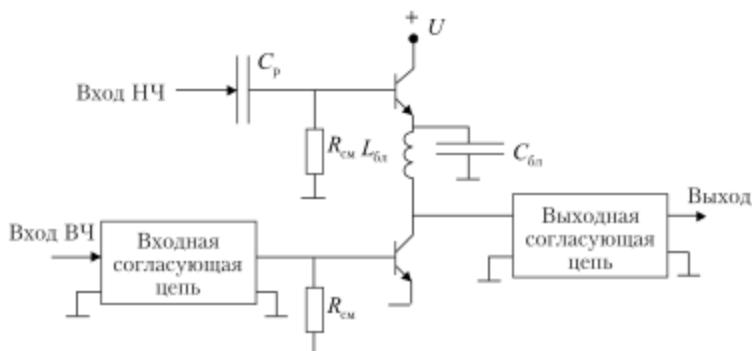


Рис. 7.5. Функциональная схема амплитудного модулятора при коллекторной модуляции

7.3. Однополосная модуляция

Как следует из рис. 7.2, в процессе амплитудной модуляции появляется вторая боковая полоса, в результате по радиотракту передается избыток информации. Учитывая дефицит частот, необходимых для различных радиостанций, целесообразно сокращать полосу передаваемых частот. С этой целью из спектра колебаний, модулированных по амплитуде, следует вырезать одну полосу, предназначенную для передачи.

Фильтрующая способность колебательного контура

Рассмотрим возможности фильтров, составленных из колебательных контуров. Звено фильтра изображено на рис. 7.6.

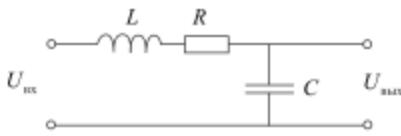


Рис. 7.6. Звено фильтра

Здесь включением сопротивления R учтены потери энергии в фильтре и передача энергии в нагрузку. Комплексный коэффициент передачи звена может быть представлен в виде

$$\dot{K}(i\omega) = \frac{1}{R + i\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Учитывая частоты вблизи резонансной $\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ и принимая во внимание соотношения, справедливые для колебательного контура,

$$\rho = \frac{1}{\omega_{\text{рез}} C} = \omega_{\text{рез}} L = \sqrt{\frac{L}{C}} -$$

характеристическое сопротивление,

$$Q = \frac{\rho}{R} -$$

добротность,

$$a \simeq 2Q \frac{\omega - \omega_{\text{рез}}}{\omega_{\text{рез}}} -$$

обобщенная расстройка, запишем

$$K(i\omega) = \frac{Q}{1 + ia}.$$

Зависимость модуля комплексного коэффициента передачи от частоты, или амплитудно-частотная характеристика звена, описывается формулой

$$K(\omega) = \frac{Q}{\sqrt{1 + a^2}}.$$

Если последовательно включить n звеньев, то модуль суммарного коэффициента передачи фильтра примет вид

$$K_{\Sigma}(\omega) = \frac{Q^n}{\left(\sqrt{1 + a^2}\right)^n}.$$

На резонансной частоте $K_{\Sigma}(\omega_{\text{рез}}) = Q^n$, поэтому величина затухания d колебаний частоты ω будет определяться соотношением

$$d = \frac{K_{\Sigma}(\omega_{\text{рез}})}{K_{\Sigma}(\omega)} = \left(\sqrt{1 + a^2} \right)^n.$$

Подставляя сюда выражение для обобщенной расстройки a , запишем

$$d = \left(\sqrt{1 + 4Q^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} \right)^2} \right)^n, \quad (7.3)$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_{\text{рез}}$.



Из (7.3) следует, что резонансная частота фильтра связана с отстройкой частоты и требуемым затуханием следующим выражением

$$f_{\text{рез}} = \frac{2Q\Delta f}{\sqrt{d^{2/n} - 1}}, \quad (7.4)$$

где

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi}.$$

Таким образом, резонансная частота фильтра определяется требуемым затуханием при заданной отстройке частоты $\Delta f = f - f_{\text{рез}}$, реально достижимыми добротностями контуров Q и количеством звеньев n .

Для того чтобы из колебаний, модулированных по амплитуде, получить однополосные колебания, нужно отфильтровать несущую частоту и вторую боковую полосу. Несущая частота устраняется путем балансной модуляции, остается лишь задача фильтрации второй боковой полосы.

Несущую частоту можно рассчитать по (7.4), где добротность Q определяется технологическими возможностями создания резонаторов, ослабление d задается заранее, а отстройка от несущей частоты $\Delta f = 2F_{\min}$, где F_{\min} — минимальная частота модуляции. Нетрудно заметить, воспользовавшись формулой (7.4), что при реальных значениях перечисленных величин несущая частота оказывается равной десяткам килогерц, в то время как в современных радиосистемах несущая частота составляет сотни и тысячи мегагерц.

Чтобы получить требуемую несущую частоту, нужно применять балансную модуляцию и фильтрацию повторно.

Метод повторной балансной модуляции и фильтрации

Функциональная схема однополосного модулятора изображена на рис. 7.7. Спектры сигналов в разных точках схемы показаны на рис. 7.8.

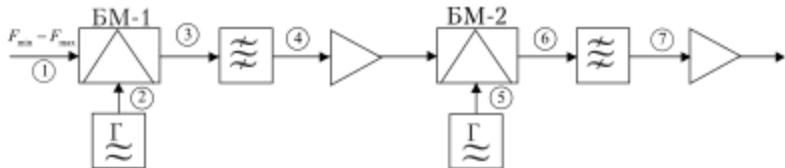


Рис. 7.7. Функциональная схема однополосного модулятора

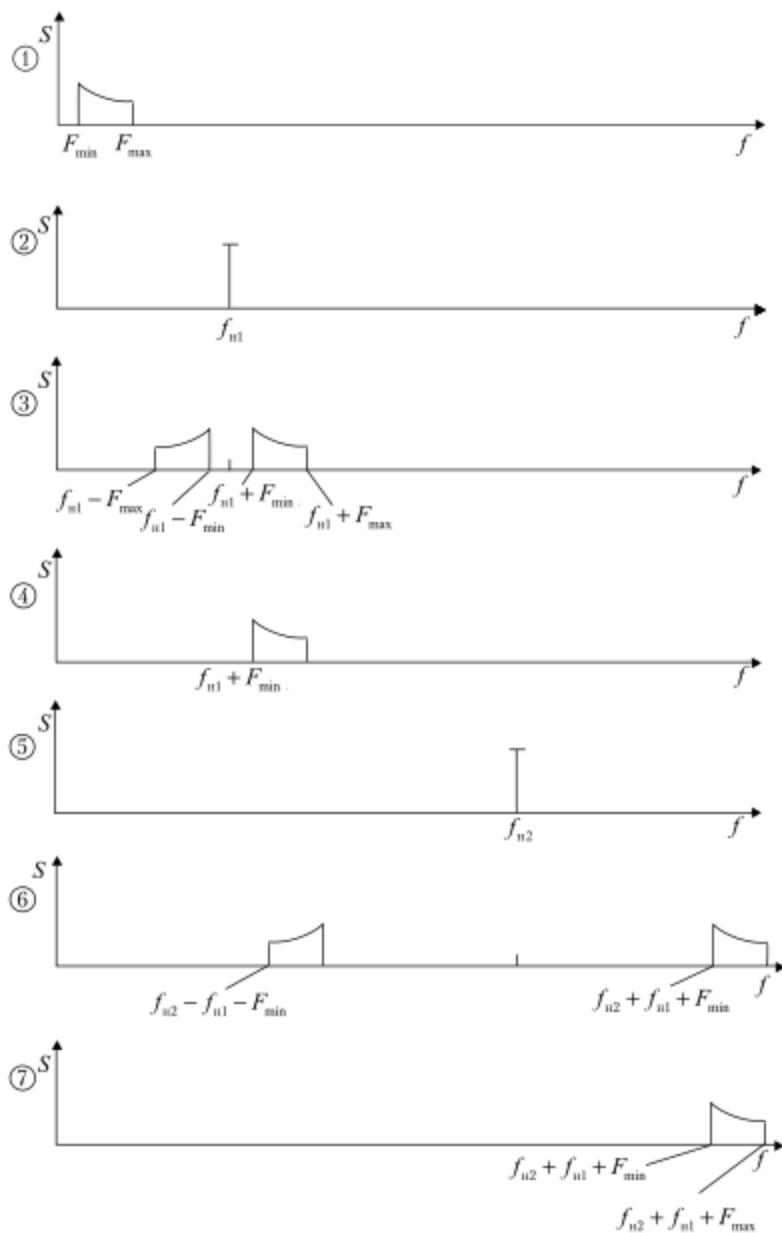


Рис. 7.8. Спектры сигналов в однополосном модуляторе

Генераторы $\Gamma_1, \Gamma_2, \dots$ — это источники несущих колебаний. Частота первого генератора несущей частоты Γ_1 выбирается достаточно малой, с тем чтобы можно было обеспечить достаточное ослабление при отстройке на $\Delta f = 2 F_{\min}$ от выбранной частоты. Балансную модуляцию и фильтрацию применяют несколько раз до тех пор, пока несущая не достигнет требуемого уровня.

7.4. Частотная модуляция

В случае частотной модуляции информация заложена в изменениях частоты колебаний

$$\omega(t) = \omega_n + \Delta\omega(t),$$

где ω_n — постоянная несущая частота; $\Delta\omega(t)$ — отклонения от ω_n , содержащие полезную информацию.

Мгновенная фаза колебаний $\psi(t)$ связана с мгновенной частотой следующим соотношением:

$$\psi(t) = \int \omega(t) dt.$$

При частотной модуляции

$$\psi(t) = \omega_n t + \int \Delta\omega(t) dt.$$

Для понимания сути процессов, происходящих при частотной модуляции, считают, что модулирующие колебания содержат только частоту $\Omega = 2\pi f$:

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_m \cos \Omega t,$$

где $\Delta\omega_m$ — девиация частоты, т.е. максимальное отклонение мгновенной частоты от ω_n . В этом случае мгновенная фаза

$$\psi(t) = \omega_n t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t = \omega_n t + M \sin \Omega t,$$

где $M = \frac{\Delta f_m}{F}$ — индекс частотной модуляции. Обычно $M = 0,5 \div 10$.

Напряжение на выходе частотного модулятора

$$u(t) = U_n \cos(\omega_n t + M \sin \Omega t). \quad (7.5)$$

Графическое изображение частотной модуляции дано на рис. 7.9.



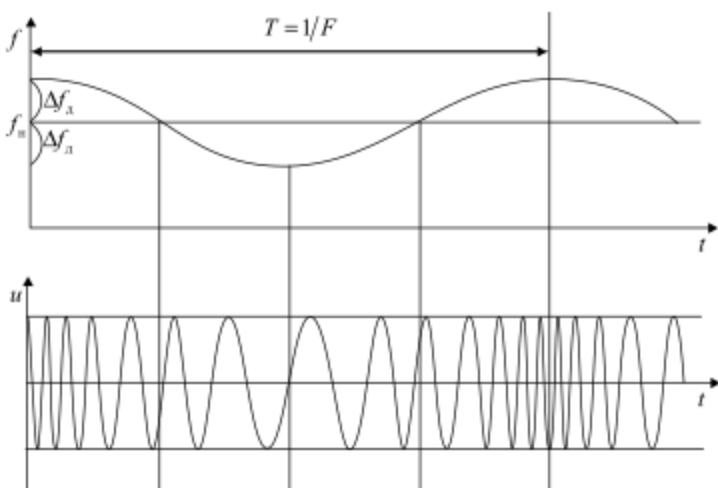


Рис. 7.9. Зависимость частоты и напряжения от времени при частотной модуляции

Спектр колебаний, модулированных по частоте

Для того чтобы найти спектр колебаний, модулированных по частоте, воспользуемся выражением (7.5), после некоторых преобразований его можно привести к виду

$$u(t) = U_n [J_0(M) \cos \omega_n t + J_1(M) \cos(\omega_n + \Omega)t - J_1(M) \cos(\omega_n - \Omega)t + J_2(M) \cos(\omega_n + 2\Omega)t - J_2(M) \cos(\omega_n - 2\Omega)t + J_3(M) \cos(\omega_n + 3\Omega)t - J_3(M) \cos(\omega_n - 3\Omega)t + \dots].$$

В этом выражении $J_k(M)$ — функция Бесселя I рода k -го порядка.

Как очевидно, при подведении к частотному модулятору колебаний двух частот — несущей f_n и модулирующей F на выходе получается бесконечный спектр частот, причем каждая спектральная составляющая отстает от соседней на частоту модуляции F . Амплитуды спектральных составляющих равны произведению $U_n J_k(M)$, а следовательно, зависят от индекса модуляции M .

Графики зависимостей $J_k(M)$ приведены на рис. 7.10.

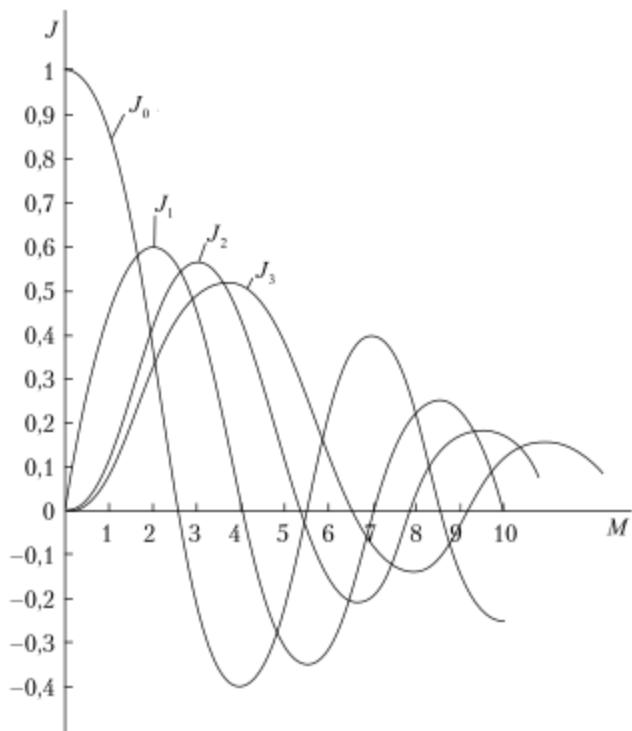


Рис. 7.10. Графики функций Бесселя

Из рис. 7.10 следует, что при некоторых индексах модуляции M значения $J_0(M)$ равны нулю. Это значит, что в спектре выходных колебаний пропадает несущая частота.

При малых M функции Бесселя высших порядков отсутствуют, поэтому ширина спектра относительно невелика. С ростом M становятся значительными величины $J_k(M)$ и спектр расширяется. Если теоретически спектр колебаний, модулированных по частоте, бесконечен, то для практических применений используют простую формулу, определяющую приближенную ширину спектра

$$\Delta f_{\text{эм}} \cong 2F(M+1).$$

Если $M \ll 1$, то ширина спектра $\Delta f_{\text{эм}} \cong 2F$, если $M \gg 1$, то

$$\Delta f_{\text{эм}} \cong 2\Delta f_d.$$

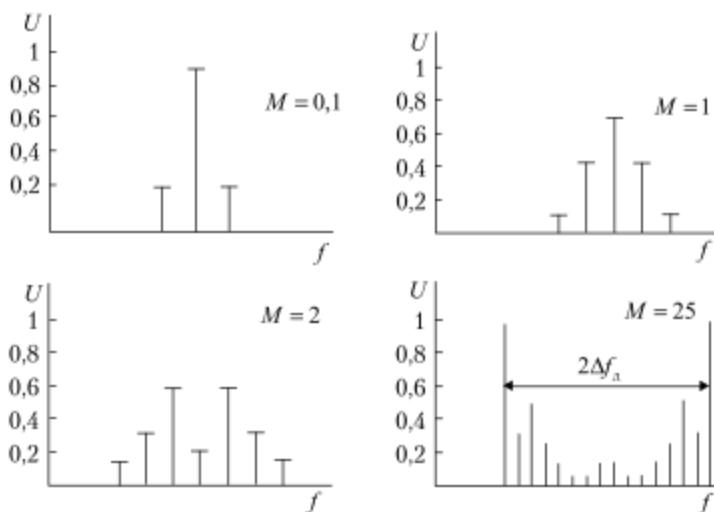


Рис. 7.11 Спектры колебаний, модулированных по частоте одним тоном

На рис. 7.11 изображено несколько вариантов спектров колебаний, модулированных по частоте одним тоном, при разных индексах частотной модуляции M .

Осуществление частотной модуляции

Поскольку при частотной модуляции первичный сигнал воздействует на несущую частоту, то модуляция происходит непосредственно в источнике колебаний — автогенераторе или синтезаторе частот. Для получения колебаний, модулированных по частоте, возможно использование автогенераторов с варикапами — ГУНов.

Для того чтобы на приемном конце радиолинии надежно различать информацию на фоне фазовых шумов, девиацию частоты устанавливают равной единицам или десяткам килогерц. При этом возникает задача минимизации нелинейных искажений, мерой которых является коэффициент гармоник k_r , определяемый выражением (7.2).

Нелинейные искажения при частотной модуляции

Амплитуда тока I_F на выходе частотного детектора пропорциональна девиации частоты, которую можно найти из выражения (4.22)

$$\Delta f_a = \frac{1}{2} f_n \frac{\Delta C_a}{C_n} K_a,$$

где C_a — средняя емкость варикапа в ГУНе; ΔC_a — отклонение емкости под действием модулирующих колебаний

$$U_F = U_f \cos \omega t;$$

K_a — коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость контура; f_n — несущая частота колебаний.

При отсутствии нелинейных искажений емкость варикапа изменяется во времени по гармоническому закону с частотой $\Omega = 2\pi F$ пропорционально модулирующему напряжению U_F :

$$C_a(t) = C_{a0} + C_{a1} \cos \Omega t.$$

Однако из-за нелинейности вольт-кулонной характеристики варикапа в зависимости $C_a(t)$ появляются гармоники частотой Ω . В результате гармоники имеются и в зависимости $\Delta f(t)$, а также в токе частотного детектора на приемном конце радиолинии.

В работе [5] получено выражение для коэффициента гармоник k_r при учете только второй гармоники зависимости $C_a(t)$

$$k_r = \frac{1}{2K_a} \left(1 + \frac{1}{v} \right) \frac{\Delta f_a}{f_n},$$

где v — показатель степени зависимости $C_a(U)$.

Очевидно, что для уменьшения нелинейных искажений нужно:

- 1) увеличивать показатель степени v в вольт-фарадной характеристике варикапа, т.е. применять варикап со сверхрекзкими $p-n$ переходами;
- 2) увеличивать коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость контура K_a ;
- 3) уменьшать девиацию частоты.

Стабилизация средней частоты источника колебаний

Включение варикапа в состав автогенератора ухудшает стабильность частоты несущих колебаний. Действительно, изменение емкости варикапа при колебаниях напряжения источника, температуры, влажности и других воздействиях приводит к изменениям частоты колебаний.



Для стабилизации частоты ГУН включают в цепь фазовой автоподстройки. При этом фильтр цепи ФАПЧ выбирают таким образом, чтобы полезные изменения частоты ГУНа не попадали в полосу пропускания системы ФАПЧ. С этой целью частоту среза системы ФАПЧ F_{c3} выбирают существенно меньшей минимальной частоты F_{min} в спектре модулирующих колебаний.

Если же какие-либо из модулирующих частот диапазона $F_{min} \div F_{max}$ проходят на варикап ГУНа, то происходит демодуляция и в изменении выходной частоты ГУНа этих составляющих не будет.

Практически частотная модуляция осуществляется в автогенераторах с ФАПЧ или в синтезаторах частот при подаче на варикап ГУНа модулирующих колебаний вместе с напряжением сигнала ошибки, поступающих из цепи обратной связи. Иногда для осуществления частотной модуляции используют второй варикап.

7.5. Модуляция цифровыми сигналами

Цифровой видеосигнал имеет вид последовательности импульсов и пауз между ними либо последовательности импульсов положительной и отрицательной полярностей, представляющих собой единицы и нули. Цифровая система связи существенно отличается от аналоговой по предъявляемым требованиям.

В аналоговой системе важно передать и принять информацию, содержащуюся в аналоговом сигнале, с минимальными нелинейными искажениями, т.е. важно по-возможности не исказить форму аналоговой функции. В цифровых системах главное требование — на приемном конце радиолинии отличить единицы от нулей. Проблема искажения временной функции здесь не возникает.

Допустим, единице соответствует наличие импульса, а нулю — пауза (рис. 7.12).

Для того чтобы в радиоприемнике идеально правильно воспроизвести импульс, нужно передать бесконечный спектр частот. Практически это невозможно, поскольку полоса частот, отведенная каждому каналу связи, ограничена. Таким образом, важной задачей цифровой линии является ограничение спектра передаваемых сигналов, причем такое, чтобы в приемнике отличить 1 от 0.



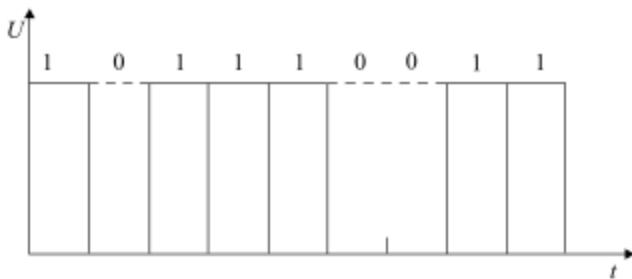


Рис. 7.12. Цифровой видеосигнал

Так же как и при аналоговой форме представления первичных сигналов, в цифровых станциях возможны три вида модуляции (их называют манипуляциями) — амплитудная (Amplitude Shift Keying – ASK), частотная (Frequency Shift Keying – FSK) и фазовая (PhaseShift Keying – PSK). Сравним эти виды манипуляций по спектрам радиосигналов.

Спектры сигналов, модулированные периодическими последовательностями импульсов

Предположим, что видеосигнал является периодической последовательностью прямоугольных импульсов, причем длительность импульса τ равна половине периода T (рис. 7.13).

Спектр такого сигнала бесконечен, в ряде Фурье, представляющем эту последовательность, имеются только косинусоидальные компоненты нечетных гармоник частоты

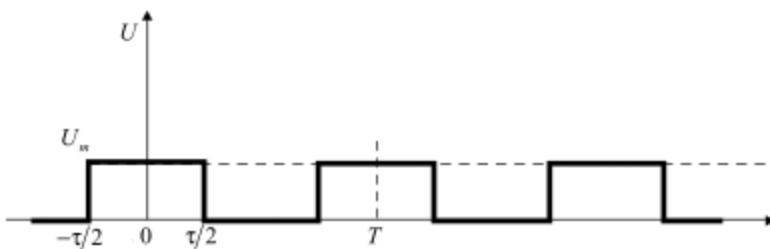


Рис. 7.13. Простейший дискретный видеосигнал

$$u_F(t) = U_{F0} + U_{F1} \cos \Omega t + U_{F3} \cos 3\Omega t + U_{F5} \cos 5\Omega t + \dots, \quad (7.6)$$

где $U_{F0} = \frac{U_m}{2}$ — постоянная составляющая;

$$U_{Fn} = 2 \frac{U_m}{n\pi} - \quad (7.7)$$

амплитуда n -й гармоники напряжения; $\Omega = 2\pi F$.

Спектр импульсной последовательности, изображенной на рис. 7.13, представлен на рис. 7.14.

Легко заметить, что скорость убывания амплитуд гармоник $\frac{U_{Fn}}{U_{F1}} = \frac{1}{n}$.

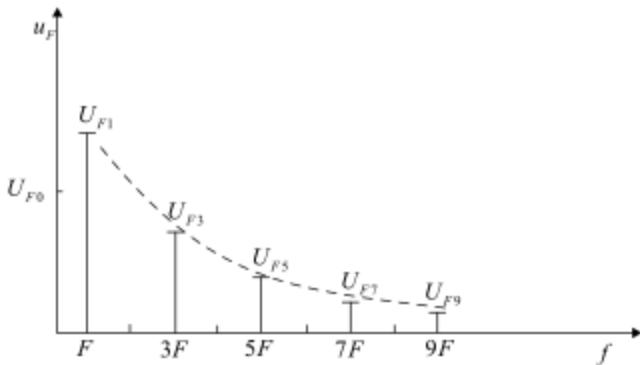


Рис. 7.14. Спектр периодической последовательности импульсов при $T = 2\tau$

Амплитудная манипуляция

Если гармонические колебания несущей частоты ω_n промодулировать импульсной последовательностью (см. рис. 7.13), то получим радиоимпульсы, изображенные на рис. 7.15.

Спектр радиоимпульсов легко получить, разложив функцию $u_f(t)$ в ряд Фурье, он показан на рис. 7.16:

$$u_f(t) = [U_n + U_F(t)] \cos \omega_n t = \left[U_n + U_{F0} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{Fn} \cos n\Omega t \right] \cos \omega_n t$$

или

$$u_f(t) = U_{f0} \cos \omega_n t + U_{fn} \cos (\omega_n \pm n\Omega) t, \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots,$$

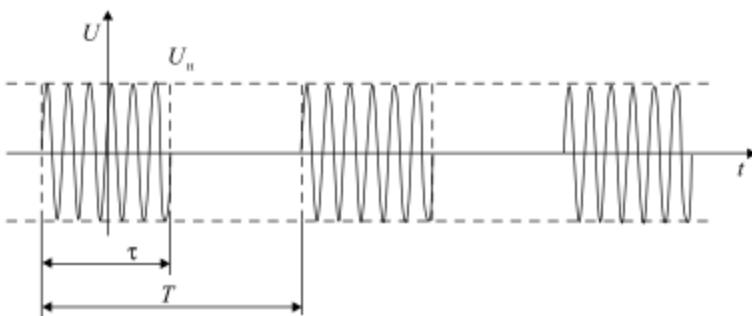


Рис. 7.15. Радиоимпульсы

где $U_{f0} = U_n + U_{f0}$ — амплитуда спектральной составляющей частоты f_0 ; $U_{fn} = U_{fn}$ — амплитуда боковых составляющих спектра.

С учетом (7.6) и (7.7) запишем

$$U_{f0} = U_n + \frac{U_m}{2}, \quad U_{fn} = \frac{2U_m}{n\pi}.$$

Скорость убывания амплитуд гармоник спектра

$$\frac{U_{fn}}{U_{f1}} = \frac{1}{n}.$$

Следовательно, спектральные составляющие при амплитудной манипуляции убывают так же, как и составляющие видеосигнала.

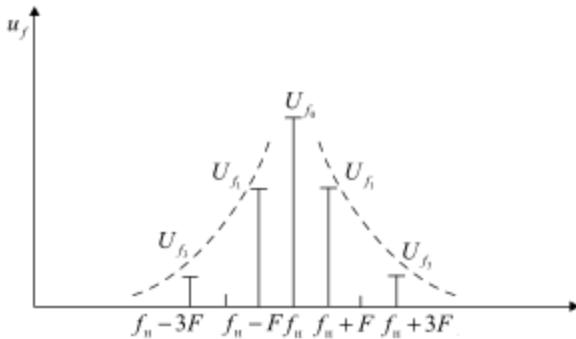


Рис. 7.16. Спектр радиосигнала при амплитудной манипуляции

Частотная манипуляция

В случае частотной манипуляции синхронно с видеоимпульсами изменяется несущая частота колебаний (рис. 7.17).

При передаче импульсов генерируется частота f_1 , во время пауз — более низкая частота f_2 . Как и в случае частотной модуляции аналоговым сигналом, здесь вводится понятие девиации частоты, т.е. максимального отклонения частоты от среднего значения $\frac{f_1 + f_2}{2}$, а также индекса частотной модуляции

$$M = \frac{\Delta f_a}{F},$$

где $F = \frac{1}{T}$.

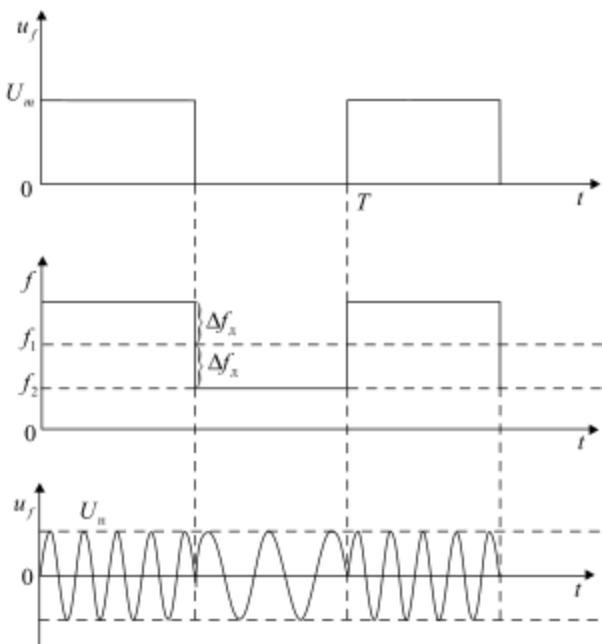


Рис. 7.17. Образование колебаний, манипулированных по частоте.

Для наглядности предполагаем, что длительность импульса I равна целому числу высокочастотных колебаний

Напряжение на выходе модулятора имеет следующий вид:

$$u_f(t) = \frac{2U_n}{\pi} \left\{ \frac{1}{M} \sin \frac{M\pi}{2} \cos \omega_n t - \frac{M}{M^2 - 1} \cos \frac{M\pi}{2} [\sin(\omega_n + \Omega)t + \right. \\ \left. + \sin(\omega_n - \Omega)t] + \frac{M}{M^2 - 2^2} \sin \frac{M\pi}{2} [\cos(\omega_n + 2\Omega)t + \sin(\omega_n - 2\Omega)t] + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{M}{M^2 - n^2} \cos \frac{M\pi}{2} [\sin(\omega_n + n\Omega)t + \sin(\omega_n - n\Omega)t] + \dots \right\}.$$

Амплитуды спектральных составляющих в значительной мере зависят от индекса модуляции M и убывают с ростом n по закону

$$\frac{U_{fn}}{U_{f1}} = \frac{M^2 - 1}{M^2 - n^2}.$$

При $n \gg M$ $\frac{U_{fn}}{U_{f1}} = \frac{M^2}{n^2}$, т.е. амплитуды дальних боковых составляющих падают обратно пропорционально квадрату n .

Спектр колебаний, манипулированных по частоте последовательностью прямоугольных импульсов при $M = 4$, изображен на рис. 7.18.

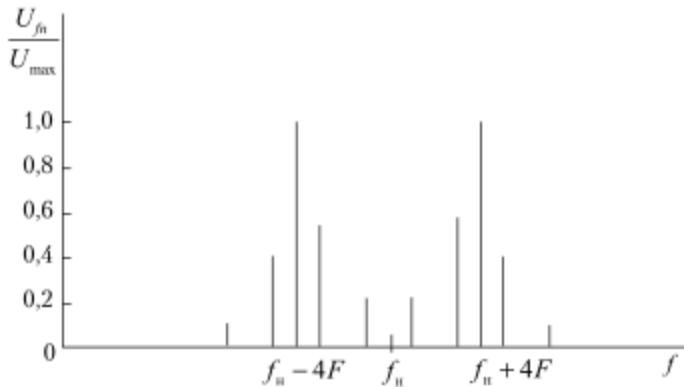


Рис. 7.18. Спектр колебаний, манипулированных по частоте

Фазовая манипуляция

Существуют разные виды фазовой манипуляции. В простейшем случае колебания, манипулированные по фазе, имеют одну частоту, но в паузах между импульсами фаза меняется на противоположную (рис. 7.19 — так называемая бинарная фазовая манипуляция).

Мгновенное напряжение на выходе фазового манипулятора имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} u(t) = & \frac{2U_n}{\pi} \{ [\cos(\omega_n + \Omega)t - \cos(\omega_n - \Omega)t] + \frac{1}{3} [\cos(\omega_n + 3\Omega)t - \\ & - \cos(\omega_n - 3\Omega)t] + \frac{1}{5} [\cos(\omega_n + 5\Omega)t - \cos(\omega_n - 5\Omega)t] + \dots + \\ & + \frac{1}{n} [\cos(\omega_n + n\Omega)t - \cos(\omega_n - n\Omega)t] + \dots \}. \end{aligned}$$

Спектр колебаний при бинарной фазовой манипуляции изображен на рис. 7.20.

Скорость убывания амплитуд боковых составляющих высшего порядка

$$\frac{U_n}{U_1} = \frac{1}{n},$$

т.е. такая же, как и при амплитудной манипуляции.

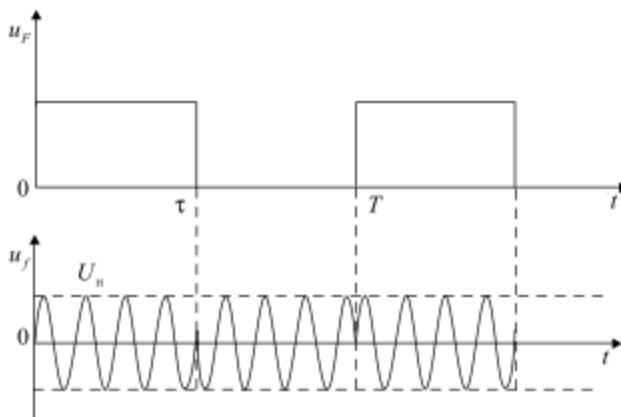


Рис. 7.19. Колебания, манипулированные по фазе

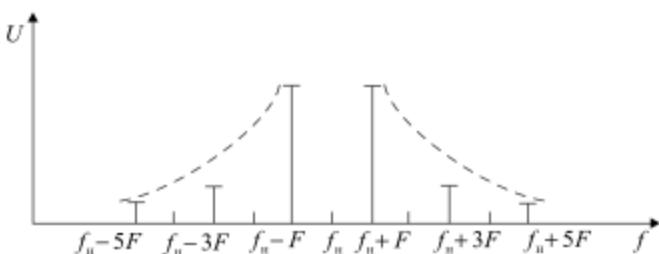


Рис. 7.20. Спектр колебаний, манипулированных по фазе (бинарная ФМ)

Сравнение различных видов манипуляций

Радиосигналы при рассмотренных видах манипуляция имеют теоретически бесконечный спектр, однако боковые составляющие высоких порядков затухают быстрее в случае частотной манипуляции. Боковые составляющие спектра колебаний, манипулированных по амплитуде и по фазе, затухают одинаково, но преимуществом бинарной фазовой манипуляции является отсутствие несущей частоты, которая не несет информации.

По изложенным причинам в современных цифровых радиосистемах применяют главным образом варианты частотной и фазовой манипуляций.

Фильтрация цифровых видеосигналов

Если цифровой видеосигнал имеет вид идеальных прямоугольных импульсов, то в радиосигнале появляются скачки амплитуд, частот или фаз. Для передачи этих скачков требуются высокочастотные составляющие спектра, что недопустимо при многоканальной передаче. Для сужения полосы передаваемых частот прямоугольные импульсы видеосигнала пропускают через сглаживающий фильтр.

Частотная характеристика сглаживающего фильтра выбирается из компромиссных соображений. С одной стороны, требуется максимально ограничить полосу передаваемых частот. С другой стороны, искажения формы сигналов не должны быть слишком большими, с тем чтобы принятая информация была достоверна.

В современных цифровых системах радиосвязи фильтрация видеосигнала осуществляется в цифровых фильтрах

Найквиста, Гаусса, Баттервортса. После фильтрации видеосигнал пропускается через цифроаналоговый преобразователь, приобретая сглаженную форму, и только после этого осуществляется модуляция [6].

Глава 8

ПРИЕМ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Сформированный радиосигнал, усиленный по мощности, излученный передающей антенной, пройдя определенное расстояние по эфиру, принимается антенной радиоприемника. Мощность электромагнитных колебаний, наведенных в антenne, невелика, она соизмерима с мощностью помех. Помехи — это электромагнитные колебания, созданные либо внешними причинами, либо собственные шумы радиоприемника.

При приеме радиосигналов необходимо:

- 1) выделить полезный радиосигнал из помех;
- 2) выбрать нужный радиосигнал из других сигналов, наведенных в приемной антenne;
- 3) усилить мощность колебаний, созданных в антenne принимаемым радиосигналом, до уровня, достаточного для процесса достоверного извлечения информации;
- 4) извлечь из принятого радиосигнала передаваемую информацию с минимально возможными искажениями.

Прежде чем рассмотреть, как решаются эти проблемы, следует разобраться в том, что мешает приему полезных радиосигналов.

8.1. Шумы в радиоприемниках

Шумом называют случайные колебания тока или напряжения в электрических цепях. Шум возникает в тех элементах цепей, где есть подвижные заряды, т.е. в проводниках. Основная причина шума — тепловое движение подвижных носителей заряда — электронов и дырок.

Шум двухполюсника

На выводах любого двухполюсника с импедансом Z имеется флюктуирующее напряжение, средний квадрат которого подчиняется формуле Найквиста



$$\bar{U}_{\text{ш}}^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} \operatorname{Re} Z df,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ — постоянная Больцмана; T — температура двухполюсника, К; f_1, f_2 — границы полосы пропускания электрической цепи, в которую включен двухполюсник.

В частности, на выводах резистора с постоянным сопротивлением R имеется напряжение шума со средним квадратом

$$\bar{U}_{\text{ш}}^2 = 4kTR\Delta f,$$

где $\Delta f = f_2 - f_1$ — полоса пропускания цепи.

Если двухполюсником является колебательный контур, то средний квадрат шумового напряжения

$$\bar{U}_{\text{ш}}^2 = 4kTR_{\text{рез}}\Pi_{\text{ш}},$$

где $R_{\text{рез}}$ — резонансное сопротивление; $\Pi_{\text{ш}}$ — шумовая полоса пропускания, которая связана с полосой пропускания по уровню -3дБ следующим соотношением:

$$\Pi_{\text{ш}} = \frac{\pi}{2} \Delta f_{-3\text{ дБ}}.$$

Шум соединений двухполюсников

При последовательном соединении двухполюсников общее напряжение шума

$$U_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n U_{\text{ш}i}^2}.$$

Если же двухполюсники соединены параллельно, то целесообразно вместо шумового напряжения использовать шумовой ток, средний квадрат которого может быть записан следующим образом:

$$\bar{I}_{\text{ш}}^2 = 4kTG\Delta f,$$

где G — проводимость резистора.

Суммарный ток шума при параллельном соединении двухполюсников

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n I_{\text{ш}i}^2}.$$



Шум четырехполюсника

Возможность достоверного приема информации зависит от отношения мощности сигнала P_c к мощности шума $P_{\text{ш}}$ на выходе приемника. Поскольку в каждом четырехполюснике имеются шумящие элементы, то отношение $\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}$ на выходе всегда меньше, чем на входе. Связь этих отношений определяется коэффициентом шума

$$N = \frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вых}}}.$$

Выражение несложно преобразовать к виду

$$N = 1 + \frac{P_{\text{ш,соб}}}{P_{\text{ш,вх}} \cdot K_p}, \quad (8.1)$$

где $P_{\text{ш,соб}}$ — мощность собственного шума четырехполюсника; K_p — коэффициент передачи мощности четырехполюсника. Из (8.1) очевидно, что $N > 1$.

Шум каскадного соединения четырехполюсников

Функциональную схему радиоприемника можно представить в виде каскадного соединения четырехполюсников. Каждый I -й каскад имеет свой коэффициент передачи мощности K_{p_i} и коэффициент шума N_i (рис. 8.1).

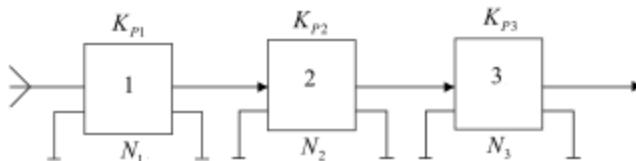


Рис. 8.1. Каскадное соединение четырехполюсников

Коэффициент шума каскадного соединения четырехполюсников подчиняется следующему соотношению

$$N_{\Sigma} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \frac{N_4 - 1}{K_{p1}K_{p2}K_{p3}} + \dots \quad (8.2)$$

Используя (8.1) и (8.2), можем рассчитать, какое отношение $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}}$ должно быть на входе радиоприемника, если



известно это отношение на выходе $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}$, при котором обеспечивается достоверный прием информации

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}} \cdot N_{\Sigma}. \quad (8.3)$$

8.2. Основные параметры и функциональные схемы радиоприемников

Основными параметрами приемников являются:

- 1) диапазон рабочих частот $f_{\min} + f_{\max}$;
- 2) динамический диапазон входных колебаний $P_{\min} + P_{\max}$;
- 3) чувствительность;
- 4) избирательность.

Чувствительность — это параметр, показывающий способность приемника выделять полезный сигнал из шумов. Количественной оценкой чувствительности является минимальная мощность на входе приемника P_{\min} , при которой отношение $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}}$ достаточно для безошибочного приема.

Избирательностью называют способность приемника выбирать полезный радиосигнал из множества других сигналов, наведенных в антенну. Избирательность оценивается величиной

$$G = 10 \lg \frac{P_{\text{поб}}}{P_c}, \text{дБ, при } U_{\text{вых}} = \text{const}, \quad (8.4)$$

где $P_{\text{поб}}$ — мощность побочного канала на входе радиоприемника, при которой на выходе получается та же амплитуда колебаний, что и при приеме полезного сигнала мощностью P_c .

Функциональные схемы радиоприемников

По мере развития радиотехники было предложено несколько функциональных схем радиоприемников, из которых в настоящее время применяются, главным образом, две:

- 1) приемник прямого усиления;



2) супергетеродинный приемник.

При построении функциональной схемы приемника следует учитывать выражение (8.2), определяющее суммарный коэффициент шума N_{Σ} . Как очевидно из (8.2), коэффициент шума определяется первыми его каскадами. Для снижения N_{Σ} нужно, чтобы первые каскады имели малый коэффициент шума и большой коэффициент усиления мощности K_p , т.е. были малошумящими усилителями.

Радиоприемник прямого усиления

Функциональная схема радиоприменика прямого усиления представлена на рис. 8.2.

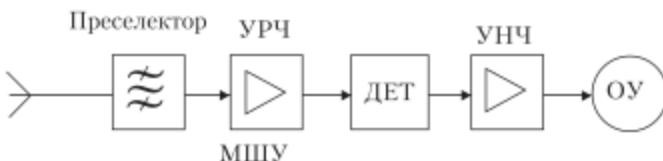


Рис. 8.2. Функциональная схема приемника прямого усиления

Для того чтобы не перегружать первый каскад усиления, сразу после антennы стоит полосно-пропускающий фильтр, называемый преселектором, который, по-возможности, отфильтровывает нежелательные каналы приема. Усилитель радиочастоты (УРЧ) выполняется в согласии с требованиями выражения (8.2), т.е. как малошумящий усилитель (МШУ).

После усиления радиосигнала осуществляется его демодуляция, или детектирование, т.е. преобразование радиосигнала в видеосигнал в устройстве, называемом детектором. Видеосигнал усиливается усилителем низкой частоты УНЧ и подается на оконечное устройство (ОУ).

Достоинством приемника прямого усиления является простота и дешевизна, но у него есть существенные недостатки, главным из которых является трудность фильтрации соседних каналов приема. Соседними каналами приема называют радиосигналы, наведенные в антенну, частоты которых близки к частоте принимаемого радиосигнала.

Проблема фильтрации связана с тем, что степень подавления фильтром колебаний, частота которых отличает-

ся от центральной частоты f_0 на некоторую величину Δf , пропорциональна отношению $\frac{\Delta f}{f_0}$. Для увеличения степени подавления нужно уменьшать частоту f_0 , на которой осуществляется фильтрация. Однако в приемнике прямого усиления частота f_0 задана, это частота принимаемого сигнала.

В идеальном случае фильтр должен пропускать весь спектр радиосигнала, ширина которого $2F_{\max}$, и не пропускать другие частоты, например, f_1, f_2 , отстающие от частоты сигнала на $\Delta f > F_{\max}$ (рис. 8.3).

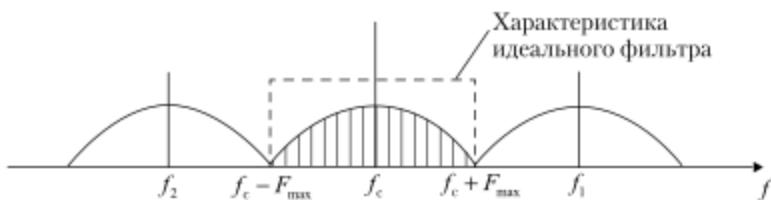


Рис. 8.3. Соседние каналы приема

Другим недостатком приемника прямого усиления является необходимость перестройки фильтра при изменении частоты сигнала f_c .

Супергетеродинный приемник

С целью устранения недостатков приемника прямого усиления была разработана схема супергетеродинного приемника, представленная на рис. 8.4.

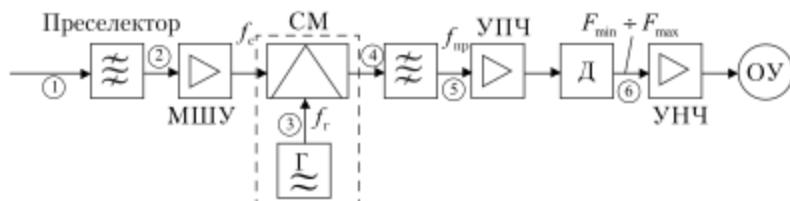


Рис. 8.4. Функциональная схема супергетеродинного приемника

Новым элементом в супергетеродинном радиоприемнике является преобразователь частоты — устройство, состоящее из смесителя и генератора, называемого гетеродином. Назначение преобразователя состоит в том, чтобы перенести спектр принимаемого сигнала на более низкую промежуточную частоту $f_{\text{пп}}$. На промежуточной частоте технически невозможно осуществить фильтрацию соседних каналов.

8.3. Физические процессы в супергетеродинном приемнике

Преобразования спектра принимаемых сигналов представлены на рис. 8.5. В супергетеродинном радиоприемнике происходят следующие процессы. Колебания, наведенные в приемной антенне (спектр 1), поступают в преселектор, где осуществляется предварительная фильтрация. Полезный радиосигнал и близко расположенные соседние каналы (спектр 2) усиливаются МШУ и затем попадают на преобразователь частоты, на другой вход которого поступают колебания гетеродина (спектр 3). На выходе преобразователя частоты возникают колебания, частоты которых равны разности и сумме частот принимаемых сигналов и частоты гетеродина f_r (спектр 4).

Фильтр, расположенный после преобразователя, настроен на промежуточную частоту $f_{\text{пп}} = f_c - f_r$ и устраниет частоту соседних каналов, а также суммарную частоту $f_c + f_r$ (спектр 5). После детектирования получаем спектр исходного видеосигнала (спектр 6).

Достоинством супергетеродинного приемника является то, что основная фильтрация сигнала осуществляется на пониженной промежуточной частоте, что повышает качество фильтрации и дает возможность устранения соседних каналов. Другое достоинство данной схемы состоит в том, что при изменении частоты сигнала не требуется перестройки фильтров, нужно лишь перестроить частоту гетеродина.

Наконец, в супергетеродинном приемнике усиление сигнала происходит на трех частотах: на частоте сигнала $f_{\text{пп}}$, промежуточной частоте $f_{\text{пп}}$ и частоте видеосигнала F . Это дает возможность увеличить общий коэффициент усиления без возбуждения паразитных колебаний.



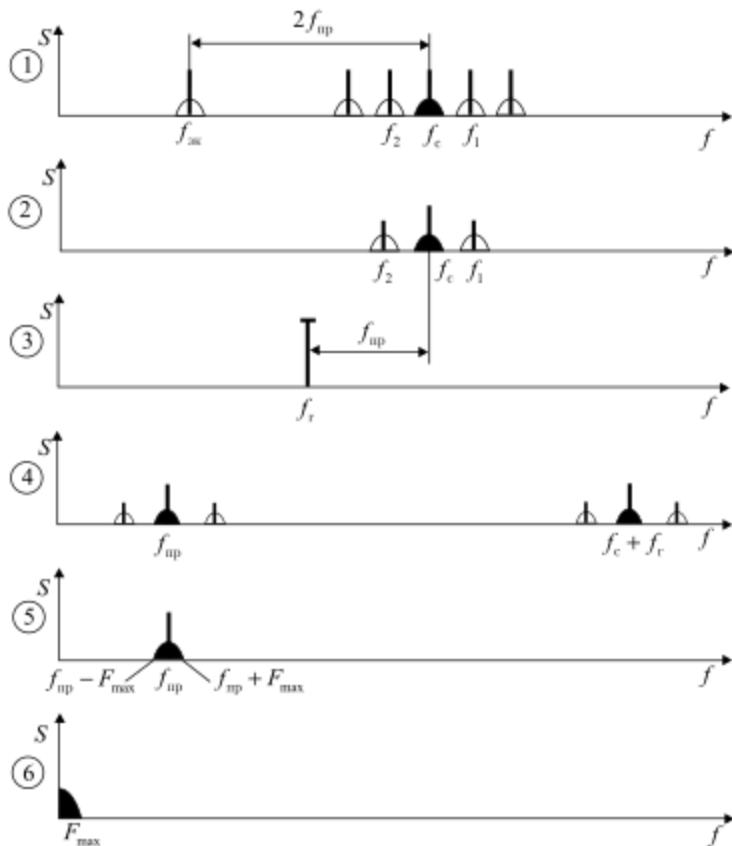


Рис. 8.5. Преобразование спектра сигналов в супергетеродинном приемнике

Недостатком супергетеродинного радиоприемника является его большая сложность. Кроме того, здесь появляется дополнительный побочный канал приема на зеркальной частоте $f_{\text{зк}}$. Действительно, если в приемной антенне наведены колебания некоторой радиостанции, частота которой $f_{\text{зк}} = f_r - f_{\text{np}}$, то в случае их прохождения через преселектор к преобразователю частоты на выходе преобразователя возникнут колебания промежуточной частоты $f_{\text{np}} = f_r - f_{\text{зк}}$, которые могут помешать приему полезного сигнала.

Для того чтобы колебания зеркального канала не попали в приемник, промежуточная частота должна быть достаточно высокой. В этом случае зеркальная частота далеко отстает от частоты сигнала $f_{\text{зк}} = f_c - 2f_{\text{пр}}$ и легко может быть отфильтрована преселектором (см. рис. 8.5).

Однако при большой $f_{\text{пр}}$ увеличиваются трудности фильтрации соседних каналов в фильтре, настроенном на $f_{\text{пр}}$. Для того чтобы надежно отфильтровать колебания частоты $f_{\text{зк}}$ и соседних каналов, применяют приемник с двойным преобразованием частоты.

Первую промежуточную частоту $f_{\text{пр1}}$ выбирают достаточно высокой, для того чтобы с помощью преселектора отфильтровать зеркальную частоту. Вторая промежуточная частота $f_{\text{пр2}}$ должна быть малой для качественной фильтрации соседних каналов.

8.4. Преобразователи частоты

Как было отмечено, преобразователь частоты состоит из двух частей — смесителя и гетеродина. Обычно в профессиональных радиоприемниках в качестве гетеродинов применяют синтезаторы частот. При этом обеспечивается кварцевая стабильность частоты, низкий уровень фазового шума и возможность перестройки.

Смеситель — это устройство, имеющее два входа. На один из них поступает напряжение сигнала, на другой — гетеродина. На выходе смесителя имеется спектр частот, среди которых разностная частота $f_{\text{пр}} = f_c - f_r$. Для получения колебаний разностной частоты достаточно перемножить напряжения сигнала и гетеродина. Действительно, если

$$u_c = U_c \cos \omega_c t$$

и

$$u_r = U_r \cos \omega_r t,$$

то выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{пр}} \cos(\omega_c - \omega_r)t + U_{\Sigma} \cos(\omega_c + \omega_r)t, \quad (8.5)$$

где $U_{\text{пр}}$ и U_{Σ} — амплитуды промежуточной и суммарной частот.

Включаемый после смесителя фильтр выделяет колебания разностной частоты $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_r$.



Таким образом, задача состоит в том, чтобы сделать перемножитель напряжений, причем такой, чтобы в его выходном спектре содержалось минимальное число побочных составляющих.

Структурная схема смесителя не отличается от схемы модулятора. В состав смесителя входят нелинейный элемент и цепи его согласования с источниками входных колебаний и нагрузкой. В простейшем случае в качестве нелинейного элемента используют полупроводниковый диод. Схема однодиодного смесителя изображена на рис. 8.6.

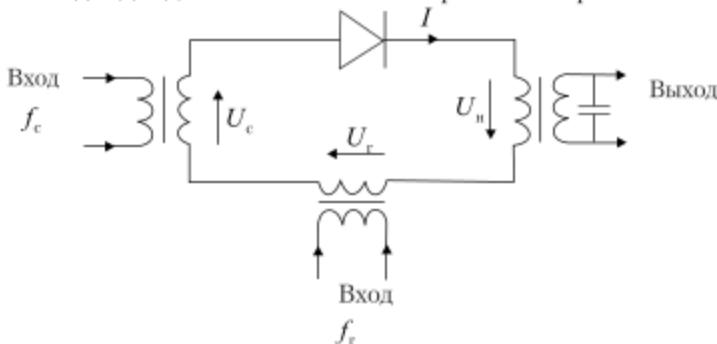


Рис. 8.6. Однодиодный смеситель

Если для простоты пренебречь небольшим напряжением на первичной обмотке нагрузочного трансформатора, то напряжение на диоде

$$u = U_c \cos \omega_c t + U_r \cos \omega_r t. \quad (8.6)$$

Полагаем при этом, что спектр сигнала узкий и сосредоточен вблизи частоты ω_c .

Эффект перемножения двух напряжений появляется тогда, когда размах напряжения $\Delta u = U_{\max} - U_{\min}$ такой, что приходится учитывать нелинейность вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода. При этом ВАХ диода следует аппроксимировать хотя бы квадратичным полиномом:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2,$$

где a_0 , a_1 , a_2 — числовые коэффициенты.

Подставляя сюда выражение (8.6), получаем

$$\begin{aligned} i = & I_0 + I_{\text{up}} \cos(\omega_c - \omega_r)t + I_{c1} \cos \omega_c t + I_{r1} \cos \omega_r t + \\ & + I_{c2} \cos 2\omega_c t + I_{r2} \cos 2\omega_r t + I_{\Sigma} \cos(\omega_c + \omega_r)t. \end{aligned} \quad (8.7)$$

Как очевидно, в спектре тока диода имеется значительное число составляющих, среди них полезной является лишь одна — $I_{\text{up}} \cos(\omega_c - \omega_r)t$.

На практике выходной спектр содержит еще большее число составляющих, поскольку в функции, описывающей ВАХ, имеются кубические и другие члены более высокого порядка. С целью облегчения фильтрации предложены балансные схемы, уменьшающие число нежелательных составляющих спектра.

Рассмотрим *балансные смесители*. Простейший из них — это объединение двух однодиодных смесителей, при котором напряжение сигнала подводится к диодам в противофазе, напряжение гетеродина — в фазе, а токи диодов протекают через нагрузку в противоположных направлениях (рис. 8.7).

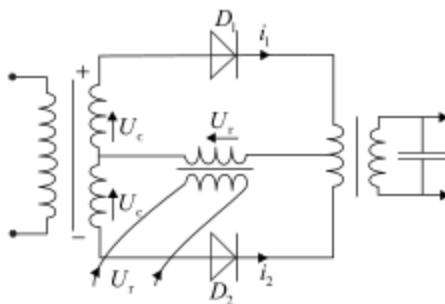


Рис. 8.7. Балансный смеситель

Из схемы рис. 8.7 очевидно, что напряжение на диодах

$$u_1 = u_r + u_c;$$

$$u_2 = u_r - u_c.$$

Ток первого диода при учете квадратичного члена ВАХ определяется выражением (8.7), а второго диода

$$\begin{aligned} i &= I_0 + I_{r1} \cos \omega_r t - I_{c1} \cos \omega_c t - I_{\text{up}} \cos(\omega_c - \omega_r)t + \\ &+ I_{r2} \cos 2\omega_r t + I_{c2} \cos 2\omega_c t - I_\Sigma \cos(\omega_c + \omega_r)t. \end{aligned}$$

Если диоды идентичны, то амплитуды соответствующих составляющих спектра обоих диодов равны и ток в нагрузке

$$i_{\text{sym}} = \frac{1}{2}(i_1 - i_2) = I_c \cos \omega_c t + I_{\text{up}} \cos(\omega_c - \omega_r)t + I_\Sigma \cos(\omega_c + \omega_r)t.$$

Число спектральных составляющих тока в балансионом смесителе существенно меньше, чем в однодиодном.

Следует отметить, что в нагрузке отсутствует ток частоты гетеродина, что улучшает шумовые характеристики смесителя. Существуют и другие схемы, позволяющие уменьшать число спектральных составляющих на выходе смесителя.

8.5. Транзисторные смесители

С целью увеличения мощности колебаний промежуточной частоты смесители выполняют на транзисторах. Поскольку у смесителя имеется два входа, то удобно использовать в качестве нелинейного элемента двухзатворный транзистор. На один из затворов подаются колебания сигнала, на другой — гетеродина (рис. 8.8).

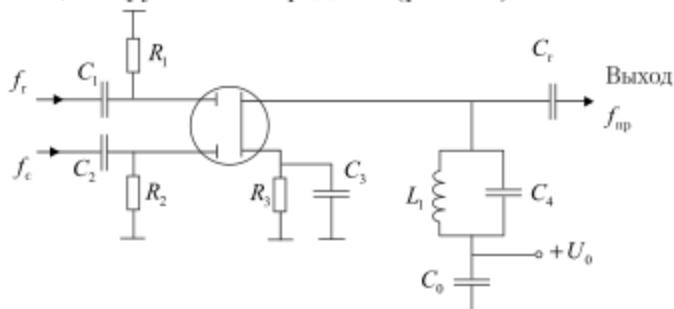


Рис. 8.8. Смеситель частот на двухзатворном транзисторе

Широко применяют балансные смесители на транзисторах — биполярных и полевых. На рис. 8.9 приведена типичная схема балансного смесителя на транзисторах. Напряжение сигнала поступает на входы транзисторов VT_1 и VT_2 в противофазе. Напряжение гетеродина подводится к базе VT_3 . Таким образом, к обоим плечам балансной схемы на транзисторах VT_1 и VT_2 подведены напряжения

$$u_1 = u_r + u_c;$$

$$u_2 = u_r - u_c.$$

Коллекторные токи обоих транзисторов протекают через обмотку выходного трансформатора в противополож-

ных направлениях. В результате, как и в диодной схеме, реализуются достоинства балансных схем — на выход не проходят колебания гетеродина, что уменьшает шум смесителя.

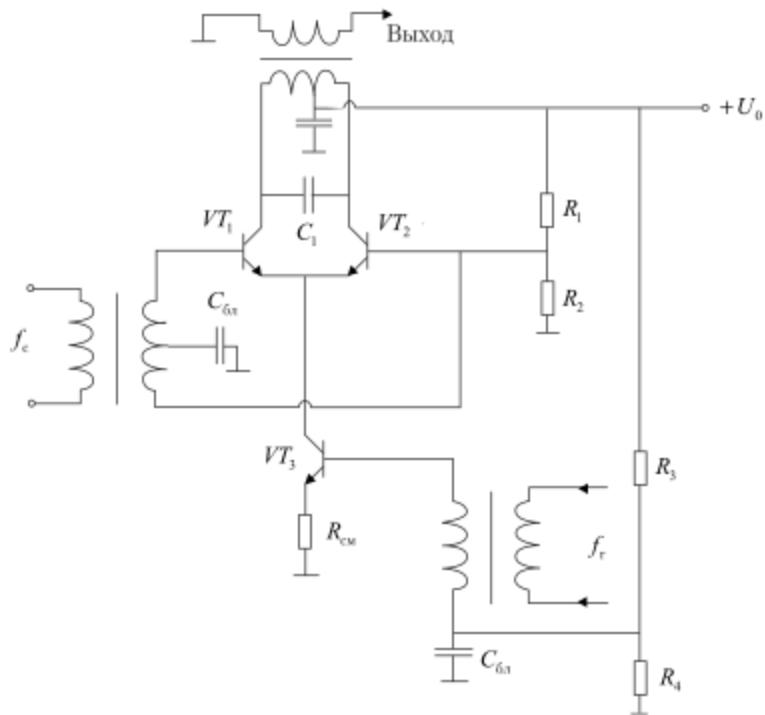


Рис. 8.9. Балансный смеситель на транзисторах

8.6. Детектирование радиосигналов

Завершающим этапом преобразования сигналов является демодуляция, или детектирование. Детектор — это устройство, в котором из радиосигнала извлекается первичный сигнал, несущий информацию. Поскольку при детектировании происходит преобразование спектра, в состав детектора обязательно должен входить нелинейный элемент. В простейшем случае в качестве нелинейного элемента применяют диод, у которого используют нелинейность его вольт-амперной характеристики.

В зависимости от вида модуляции, применявшейся для создания радиосигнала, различают детекторы амплитудные, частотные и фазовые.

Амплитудный детектор

Самый простой амплитудный детектор содержит диод и фильтр нижних частот (рис. 8.10).

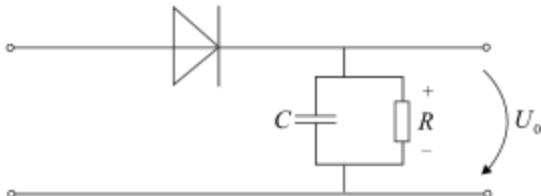


Рис. 8.10. Диодный амплитудный детектор

К детектору подводятся колебания промежуточной частоты или радиочастоты, модулированные по амплитуде, причем средняя амплитуда достаточно велика, так что диод работает в режиме большого сигнала. При этом вольт-амперная характеристика диода может быть аппроксимирована двумя отрезками прямых линий.

При воздействии на диод переменного напряжения в токе диода появляется постоянная составляющая I_0 вследствие эффекта выпрямления. Постоянный ток I_0 создает на сопротивлении R постоянное напряжение $U_0 = I_0 R$, смещающее рабочую точку по постоянному току в сторону закрывания $p-n$ перехода. Переменное напряжение выходной частоты на нагрузке детектора мало из-за малого сопротивления емкости C . Поэтому к диоду оказывается приложенным напряжение

$$u(t) = -U_0 + U(t) \cos \omega t,$$

где $U(t)$ — изменяющаяся во времени амплитуда входных колебаний.

Для анализа режима работы диода предположим сначала, что амплитуда высокочастотных колебаний постоянна (рис. 8.11).

При кусочно-линейной аппроксимации ВАХ диода, изображенной на рис. 8.11, ток имеет форму импульсов, являющихся отрезками косинусоиды. Пользуясь понятием

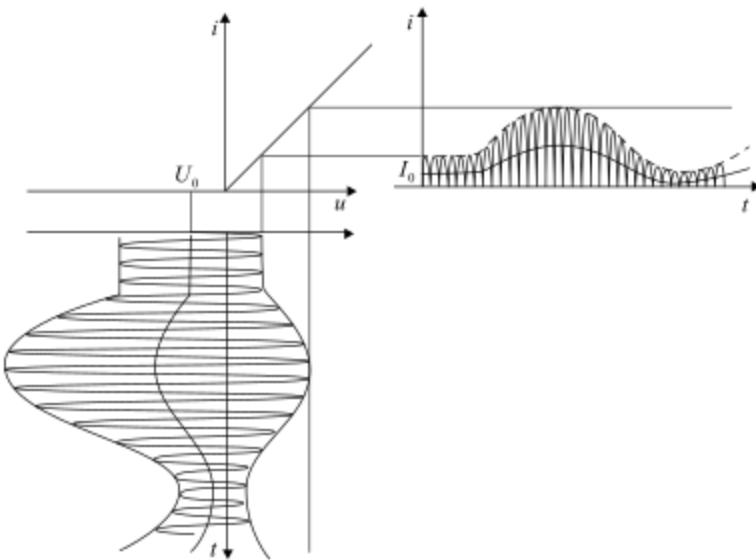


Рис. 8.11. Аппроксимированная вольт-амперная характеристика диода и зависимости $I(t)$ и $u(t)$

угла отсечки θ таких импульсов, запишем выражение для постоянного тока

$$I_0 = \gamma_0(\theta) S U,$$

где S — крутизна ВАХ диода; $\gamma_0(\theta)$ — зависящий от угла отсечки нормированный коэффициент ряда Фурье периодической последовательности импульсов;

$$\gamma_0(\theta) = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi}.$$

Допустим теперь, что амплитуда высокочастотных колебаний изменяется по гармоническому закону

$$u(t) = U(1 + m \sin \Omega t),$$

где $\Omega = 2\pi F$ — циклическая частота модуляции; m — коэффициент амплитудной модуляции; U — среднее значение амплитуды. В этом случае средний ток

$$I_0(t) = \gamma_0(\theta) S U (1 + m \sin \Omega t).$$

Переменная составляющая среднего тока

$$i_F(t) = \gamma_0(\theta) m S U \sin \Omega t$$

имеет амплитуду

$$I_F = \gamma_0(\theta)mSU.$$

Выходное напряжение

$$u_p(t) = i_F R = U_F \sin \Omega t,$$

где

$$U_F = \gamma_0(\theta)mSUR \quad (8.8)$$

амплитуда напряжения.

Коэффициентом передачи детектора называют величину

$$K_{\text{дет}} = \frac{U_F}{mU}, \quad (8.9)$$

где mU — амплитуда низкочастотных колебаний на входе. С учетом (8.8) коэффициент передачи детектора

$$K_{\text{дет}} = \gamma_0(\theta)SR. \quad (8.9)$$

Как известно, угол отсечки θ определяется следующим выражением:

$$\cos \theta = \frac{U_{\text{отс}} - U_0}{U}$$

При принятой аппроксимации ВАХ $U_{\text{отс}} = 0$, поэтому

$$\cos \theta = \frac{|U_0|}{U}.$$

Подставляя сюда $U_0 = \gamma_0(\theta)SRU$, получаем

$$\cos \theta = \gamma_0(\theta)SR \quad (8.10)$$

или с учетом (8.9)

$$K_{\text{дет}} = \cos \theta. \quad (8.11)$$

Из (8.11) следует, что для увеличения коэффициента передачи детектора угол отсечки следует уменьшать. Практически угол отсечки можно устанавливать, меняя сопротивление R , это следует из (8.10). Обозначив $\Phi(\theta) = \frac{\cos(\theta)}{\gamma_0(\theta)}$, запишем

$$\Phi(\theta) = SR.$$

Таким образом, с целью уменьшения угла отсечки θ сопротивление R следует увеличивать. На рис. 8.12 изображены зависимости $\Phi(\theta)$ и графический способ определения θ .



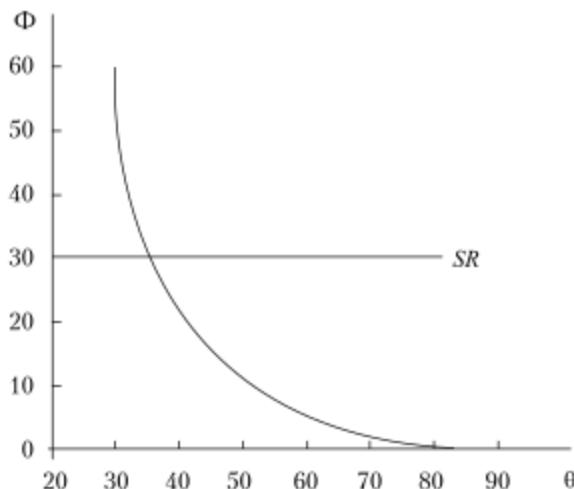


Рис. 8.12. Графический способ определения угла отсечки

Ограничением увеличения R является условие правильной передачи сигнала — огибающей амплитуды высокочастотных колебаний. Дело в том, что в течение длительности импульсов тока емкость C в схеме рис. 8.10 заряжается, а в промежутках между импульсами разряжается через сопротивление R . При большой постоянной времени цепи разряда $\tau = RC$ напряжение на емкости не успевает отслеживать изменение огибающей амплитуды. Для неискаженного воспроизведения информации требуется выполнение условия

$$\tau \ll T,$$

где $T = 1/F$ — период низкочастотных колебаний информационного сигнала.

Емкость C выбирается в несколько раз большей емкости диода C_d , с тем чтобы высокочастотное входное напряжение падало в основном на диоде, а не на нагрузке. Таким образом, для выбора элементов детектора R и C имеются следующие условия:

$$C \gg C_d, \quad RC \leq \frac{1}{10F},$$

где R нужно尽可能 увеличивать.

Частотный детектор

Для извлечения информации, содержащейся в изменениях частоты высокочастотных колебаний, применяются



Рис. 8.13. Структурная схема простейшего частотного детектора

частотные детекторы, классический пример одного из них приведен на рис. 8.13.

Данный вид частотного детектора состоит из двух частей — преобразователя частотной модуляции в амплитудную и амплитудного детектора. Преобразователь ЧМ в АМ — это линейное устройство, имеющее неравномерную амплитудно-частотную характеристику. В качестве такого преобразователя может быть использован колебательный контур.

Электрическая схема частотного детектора приведена на рис. 8.14.

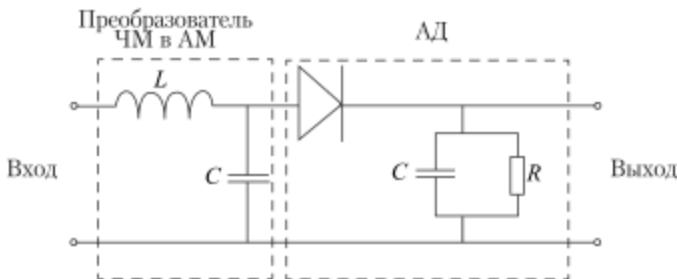


Рис. 8.14. Схема частотного детектора

Входной LC -контура настроен на частоту, несколько отличающуюся от частоты входных колебаний. В результате на вход амплитудного детектора поступают колебания, модулированные и по частоте, и по амплитуде. Действительно, если к входу частотного детектора подводятся колебания, модулированные по частоте, например, одним тоном

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos(\omega_n + M \sin \Omega t),$$

у которых частота изменяется по закону

$$\omega(t) = \omega_n + \Delta\omega_d \sin \Omega t,$$

то амплитуда колебаний, поступающих на амплитудный детектор, изменяется синхронно с изменением частоты (рис. 8.15).

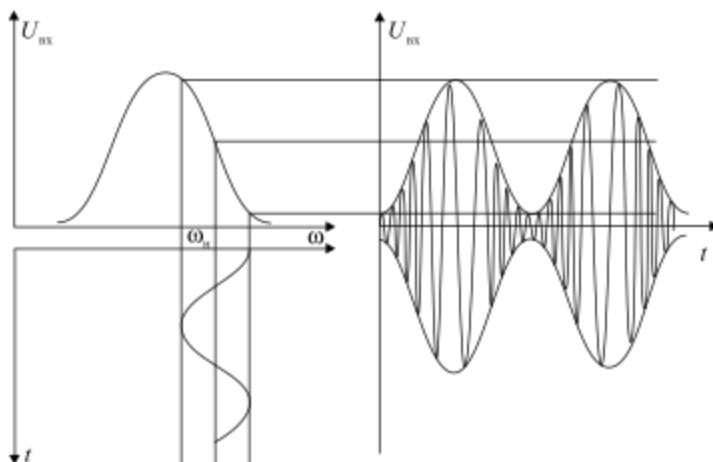


Рис. 8.15. Амплитудно-частотная характеристика преобразователя ЧМ в АМ и колебания на входе амплитудного детектора

Радиосигнал, изменяющийся по амплитуде (и частоте), поступает на обычный амплитудный детектор, где извлекается информация.

Фазовый детектор

Если информация содержится в изменениях фазы радиосигнала, то для ее извлечения требуется фазовый детектор. Простейшим фазовым детектором является перемножитель напряжений. Действительно, если на один из входов перемножителя поступает напряжение сигнала

$$u_c = U_c \cos[\omega t + \psi(t)],$$

а на другой вход — напряжение опорного колебания той же частоты

$$u_{\text{оп}} = U_{\text{оп}} \cos \omega t,$$

то на выходе перемножителя

$$u_{\text{вых}} = U_1 \cos \psi(t) + U_2 \cos[2\omega t + \psi(t)].$$

После отфильтровывания колебаний удвоенной частоты остается слагаемое, содержащее информацию, заключенную в изменениях фазы $\psi(t)$. Так, в случае бинарной фазовой модуляции, когда $\psi(t)$ может принимать значе-

ния 0 или π радиан, на выходе фазового детектора будут импульсы напряжения положительной и отрицательной полярностей.

Глава 9

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОСИСТЕМАХ СВЯЗИ

Во введении была приведена структурная схема классической системы связи, в которой информация передавалась в аналоговой форме. В последние годы успешно развивается техника цифровых систем, первичный сигнал в которых представлен в виде чисел. Цифровые системы связи имеют ряд преимуществ перед аналоговыми, основные из них следующие:

1) более высокая помехоустойчивость по сравнению с аналоговыми системами;

2) относительная несложность объединения сообщений, передаваемых по разным каналам, в единый групповой радиосигнал;

3) большая надежность и меньшие габариты систем за счет широкого использования программируемой элементной базы, в результате чего многие процессы, такие, как формирование сигналов, фильтрация и др., осуществляются на уровне компьютерных программ, а не с помощью аппаратуры.

В современных цифровых системах связи одновременно обмениваются информацией несколько абонентов. При этом сообщения, поступающие от разных абонентов, объединяются в единый групповой сигнал, так называемый *цифровой ствол*.

Существует три способа разделения каналов в групповые сигналы:

- временной (TDMA – Time Division Multiple Access);
- частотный (FDMA – Frequency Division Multiple Access);
- кодовый (CDMA – Code Division Multiple Access).

При временном способе разделения каналов информация от каждого источника передается во времени порциями. В течение определенного временного промежутка формируется кадр, состоящий из частей информации. В следующий промежуток времени формируется кадр, в который входят другие части информации. Если скорость передачи группового сигнала существенно превышает скорость поступле-



ния информации от источников, то обеспечивается связь в реальном масштабе времени.

В случае частотного способа разделения каналов каждому абоненту выделяется некоторый частотный диапазон, составляющий часть всего диапазона, отведенного радиосистеме.

Если применяется метод кодового разделения каналов, то спектр радиоканала занимает весь частотный диапазон радиостанции. С этой целью используются шумоподобные сигналы, образованные частотной или фазовой модуляцией несущей частоты колебания. Последовательность модулирующих импульсов формируется по специальному алгоритму, известному лишь данному абоненту. Сформированный сигнал подобен шуму, но на приемном конце радиолинии информация легко извлекается, если известен алгоритм создания шумоподобного сигнала. Каналы разделяются по виду кодовой последовательности модулирующих импульсов.

Существуют и другие способы расширения спектра радиосигнала — путем частотных или временных скачков.

Пока в системах связи широко используют временной и частотный способы разделения каналов, но в последнее время все большее применение находят способы кодового разделения.

9.1. Структурная схема цифровой связной радиосистемы

На рис. 9.1 изображена типичная структурная схема цифровой связной радиостанции с временным разделением каналов (TDMA). Посредством одного радиоканала одновременно обмениваются информацией несколько абонентов.

Сообщение, поступающее от каждого абонента, переводится в цифровую форму с помощью АЦП. На вход АЦП поступает непрерывная зависимость напряжения или тока от времени, на выходе имеется импульсная кодовая последовательность, т.е. поток цифр в двоичном коде.

Физически двоичный цифровой сигнал представляет собой последовательность импульсов положительной и отрицательной полярности либо последовательность импульсов и пауз между ними, которые соответствуют 1 и 0 двоичного кода.

Цифровой сигнал с выхода АЦП поступает на кодер источника, где устраняется избыточная информация, и затем поступает на устройство суммирования (мультиплексор). В мультиплексоре формируется групповой цифровой сигнал, представляющий собой сумму сигналов, поступающих от отдельных источников.



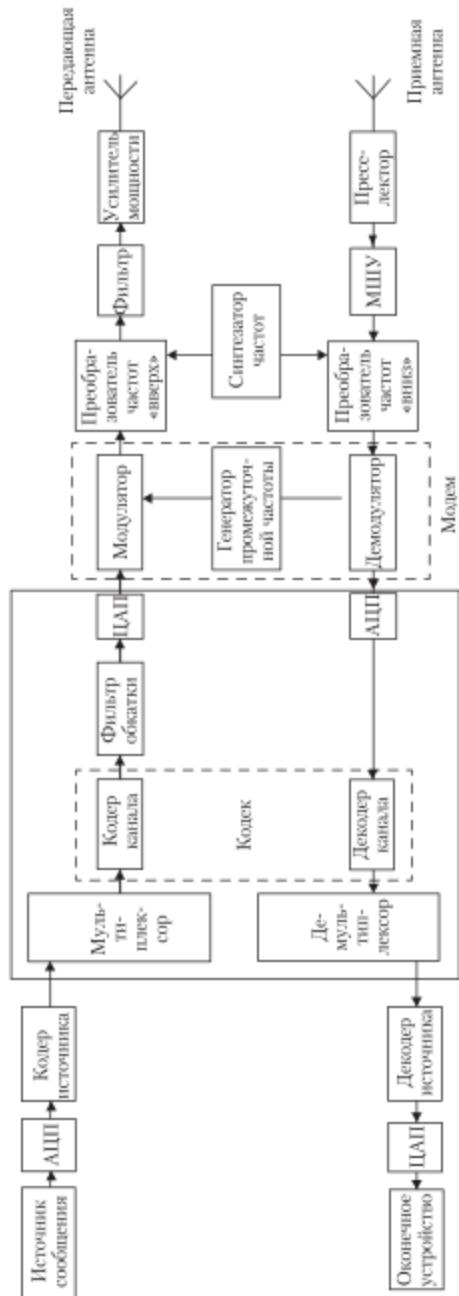


Рис. 9.1. Структурная схема цифровой системы связи

Следующим каскадом радиопередатчика является кодер канала, который входит в состав микросхемы кодека, где, кроме кодера имеется декодер, входящий уже в состав приемника. В кодере осуществляется помехоустойчивое кодирование с целью уменьшения влияния помех на достоверную передачу информации.

С выхода кодера канала цифровой сигнал поступает на цифровой фильтр обкатки, где из строго прямоугольных импульсов, имеющих теоретически бесконечный спектр частот, формируются сглаженные импульсы с ограниченным спектром. Далее цифровая форма радиосигнала преобразуется в аналоговую, т.е. в видеосигнал (baseband signal), и сглаженные импульсы кодовой последовательности поступают в модулятор. Ко второму входу модулятора поступают непрерывные колебания промежуточной частоты (например 70 МГц).

В модуляторе осуществляется частотная или фазовая манипуляция промежуточной частоты, т.е. образуется радиосигнал (bandpass signal). Сформированный радиосигнал преобразуется по частотной шкале вверх на несущую частоту, усиливается по мощности и излучается передающей антенной.

В приемной части цифровой радиосистемы происходят процессы, обратные тем, которые имеют место в радиопередатчиках. Принятый радиосигнал предварительно фильтруется в преселекторе, его мощность усиливается в малошумящем усилителе (МШУ), а спектр сдвигается вниз на промежуточную частоту.

В демодуляторе радиосигнал преобразуется в видеосигнал, переводится в цифровую форму и поступает на демультиплексор, где происходит разделение группового сигнала на составляющие отдельных источников (демодулятор и модулятор обычно входят в состав одного устройства — модема). На выходе приемника может быть восстановлена аналоговая форма первичного сигнала.

Для радиосистем важны следующие *основные параметры*.

1. Достоверность передачи информации. Она характеризует степень соответствия принятых сообщений переданным. Количественно достоверность можно оценить двумя параметрами:

а) α — вероятностью ложной тревоги, т.е. вероятностью принятия выброса помехи за сигнал;



б) β — вероятностью пропуска сигнала, т.е. вероятностью необнаружения сигнала из-за маскировки.

2. Отношение сигнал/шум в приемнике — $\frac{P_c}{P_w}$, где P_c — мощность сигнала, P_w — мощность шума.

3. Максимальная дальность действия радиосистемы. Это параметр, который определяется как максимальное расстояние от передатчика до приемника, при котором отношение сигнал/шум на выходе приемника не меньше значения, необходимого для обнаружения сигнала с заданной достоверностью.

4. Скорость передачи информации W — число информационных элементов, передаваемых в течение секунды.

Техническая скорость передачи $W_{\text{техн}}$ — скорость передачи дискретов сигнала в секунду. Если сигнал представлен двоичным числом, то $W_{\text{техн}} = W$.

5. Пропускная способность канала C — максимальное количество информации, переданной в единицу времени. Для непрерывного канала с белым гауссовским шумом, имеющим спектральную плотность, пропускная способность канала определяется следующим образом:

$$C = F_{\max} \lg \left(1 + \frac{P_c}{P_w} \right),$$

где F_{\max} — максимальная частота сигнала, пропускаемая каналом; P_c — мощность сигнала; P_w — мощность шума (предполагается, что сигнал имеет полосу частот от 0 до F_{\max}).

Пропускная способность дискретного канала, по которому передается двоичная информация,

$$C_d = 1 + (1 - P_{\text{ош}}) \lg(1 - P_{\text{ош}}) + P_{\text{ош}} \lg P_{\text{ош}}.$$

9.2. Обнаружение сигналов

Основными из параметров радиосистем являются следующие:

- вероятность ложной тревоги α ;
- вероятность пропуска сигнала β ;
- вероятность правильного обнаружения сигнала $D = 1 - \beta$.

Обычно требуется минимизировать α и β . На выходе приемника сигнал существует вместе с помехами. Наличие



сигнала и помехи на выходе приемника оценивается величиной $\frac{P_e}{P_m}$. Если это отношение задано, то одновременно минимизировать α и β не удается. Стремление уменьшить вероятность принятия сигнала за помеху α приведет к увеличению вероятности пропуска сигнала β и наоборот. Поэтому устройство обнаружения проектируют так, чтобы минимизировать некоторую функцию вероятностей α и β , например:

$$\phi(\alpha, \beta) = p_0\alpha + p_1\beta,$$

где p_0 — вероятность отсутствия сигнала; p_1 — вероятность наличия сигнала.

Такое устройство обнаружения называют оптимальным. Обычно используют два критерия оптимальности:

- 1) критерий идеального наблюдателя, согласно которому ищется минимальное значение функции $\phi(\alpha, \beta)$;
- 2) критерий Неймана — Пирсона, в соответствии с которым минимизируется вероятность пропуска сигнала β при заданном значении вероятности ложной тревоги α .

Независимо от выбранного критерия оптимальный обнаружитель состоит из двух частей — фильтра и порогового устройства (рис. 9.2).

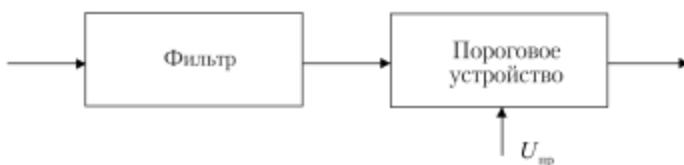


Рис. 9.2. Блок-схема оптимального обнаружения

Структура фильтра определяется статистическими характеристиками сигнала и помехи, а на величину порога влияет выбранный критерий оптимальности.

Рассмотрим наиболее распространенный случай, когда сигнал является детерминированной функцией времени (известно только, присутствует ли он в данный момент на входе), а помеха подчиняется нормальному (гауссовому) распределению. Предположим для определенности, что обнаружение сигнала осуществляется по критерию Неймана — Пирсона.

Вероятность ложной тревоги зависит от выбранного порогового напряжения $U_{\text{пор}}$:

$$\alpha = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} \rho_{\text{ном}}(u) du,$$

где $\rho_{\text{ном}}(u)$ — плотность вероятности напряжения помехи на входе порогового устройства. Если известна функция $\rho_{\text{ном}}(u)$ и выбран порог $U_{\text{пор}}$, то α — величина постоянная. В этом случае вероятность пропуска сигнала β тем меньше,

чем больше отношение $\frac{P_c}{P_m}$.

Структуру оптимального фильтра находят из условия максимального отношения сигнал/шум на его выходе. Можно показать, что комплексная частотная характеристика оптимального фильтра

$$\hat{K}(\Omega) = S^*(\Omega) e^{-j\Omega t_0}, \quad (9.1)$$

где $S^*(\Omega)$ — функция, комплексно-сопряженная со спектром сигнала; t_0 — время задержки сигнала в фильтре.

Фильтр с частотной характеристикой, определяемой соотношением (9.1), называют *согласованным с сигналом*. Таким образом, при выделении сигнала на фоне «белого» гауссового шума оптимальным является согласованный фильтр, комплексный коэффициент передачи которого равен комплексно-сопряженной функции спектра сигнала $S(\Omega)$ (с точностью до множителя $e^{-j\Omega t_0}$, означающей временнюю задержку сигнала и не влияющей на структуру фильтра).

Если помеха является «белым» шумом, т.е.

$$S_{\text{ном}}(\Omega) = \frac{S_0}{2},$$

где $S_{\text{ном}}(\Omega)$ — спектральная плотность мощности помехи (энергия помехи) в одной полосе; S_0 — постоянная величина, то максимальное отношение сигнал/шум на выходе оптимального обнаружения

$$\frac{P_c}{P_m} = \frac{2W}{S_0},$$

где W — энергия сигнала.

В случае когда фильтр согласован с радиоимпульсом, частота заполнения которого f_0 , а длительность t_c , выходное напряжение фильтра имеет вид косинусоиды с линейно нарастающей амплитудой на участке $0-t_c$ и линейно убы-



вающей амплитудой на участке $t_c - 2t_c$. Максимум выходного напряжения имеет место при $t = t_c$ и равен

$$u_{\text{вых}}(t_c) = \frac{KU_{\text{нор}}^2 t_c}{2} = KW, \quad (9.2)$$

где K — коэффициент пропорциональности.

На практике довольно сложно реализовать фильтр, согласованный с сигналом, поэтому обычно используют квазиоптимальный фильтр, частотная характеристика которого приближенно повторяет форму основного лепестка спектра сигнала. Если длительность сигнала t_c , то основной лепесток спектра занимает полосу частот $\frac{2}{t_c}$.

В этом случае квазиоптимальным фильтром может быть резонансный контур.

В качестве примера (рис. 9.3) приведены спектр радиоимпульса длиной t_c , перенесенный на промежуточную частоту $f_{\text{пп}}$, и амплитудно-частотная характеристика квазиоптимального фильтра — резонансного контура.

Если выбрать полосу пропускания колебательного контура равной $\frac{1}{t_c}$, то амплитудно-частотные характеристики контура и нормированный спектр сигнала примерно совпадают в точках

$$S(f) = \frac{S(f)_{\text{max}}}{\sqrt{2}}.$$

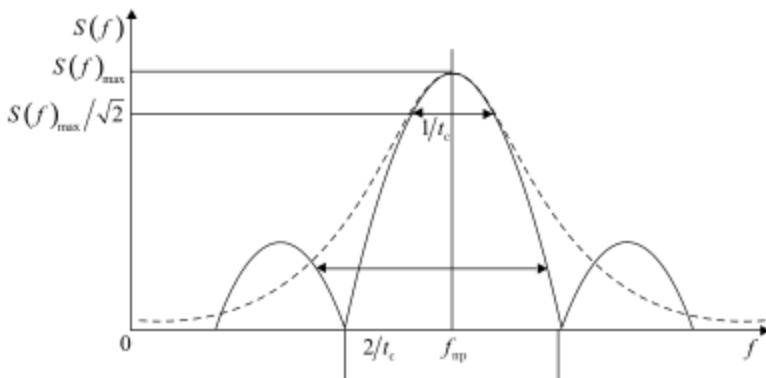


Рис. 9.3. Зависимость нормированного спектра сигнала от частоты

Таким образом, в качестве квазиоптимального фильтра может быть использован колебательный контур с полосой пропускания

$$\Delta F = \frac{1}{t_c}.$$

9.3. Способы увеличения отношения сигнал/шум в приемнике радиостанции

Принятый сигнал $u(t)$ содержит две составляющие

$$u(t) = x(t) + \xi(t),$$

где $x(t)$ — полезный сигнал; $\xi(t)$ — помеха (шум).

Метод накопления

Пусть, например, требуется обнаружить сигнал, представляющий собой последовательность видеоимпульсов длительностью τ и с периодом следования T (рис. 9.4, а). На вход обнаружителя поступает сигнал, маскированный помехами (рис. 9.4, б).

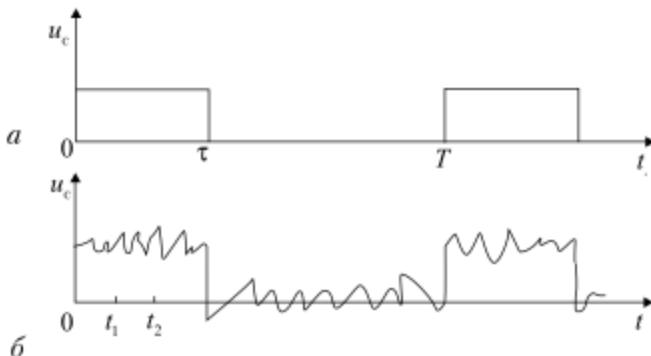


Рис. 9.4. Пример обнаружения сигнала

При большом уровне шума можно принять паузу за импульс и наоборот. Если взять отчет функции $U(t)$ в некоторые моменты времени t_i и просуммировать их, то получим

$$U(t) = nx + \sum_{i=1}^n \xi_i.$$

При суммировании регулярной функции суммируется напряжение или ток. При суммировании случайной функции суммируется мощность. Поэтому

$$P_c = n^2 x^2 G_n,$$

где G_n — проводимость нагрузки;

$$P_m = n \xi^2 G_n.$$

Отношение сигнал/шум

$$\frac{P_c}{P_m} = n \left(\frac{P_c}{P_m} \right)_0,$$

где

$$\left(\frac{P_c}{P_m} \right)_0 = \frac{x^2}{\xi^2}.$$

Таким образом, используя метод накопления, можно увеличить отношение сигнал/шум в n раз, где n — число отсчетов.

Метод фильтрации

Если по радиоканалу передается сигнал, основная часть спектра которого занимает полосу Δf_c , то шум на выходе приемника

$$P_m = N k T \Delta f,$$

где N — коэффициент шума приемника; k — постоянная Больцмана; T — температура, К; Δf — полоса пропускания приемника.

Отношение сигнал/шум

$$\frac{P_c}{P_m} = \frac{P_c}{N k T \Delta f}.$$

Уменьшая Δf , увеличиваем отношение сигнал/шум. Важно при этом не потерять информацию о сигнале, т.е. не уменьшать полосу пропускания приемника до неприемлемо низкого уровня.

В общем случае, когда сигнал и помеха не являются узкополосными, требуется найти ту частоту f_0 , на которую следует настраивать фильтр и его полосу пропускания Δf (рис. 9.5).



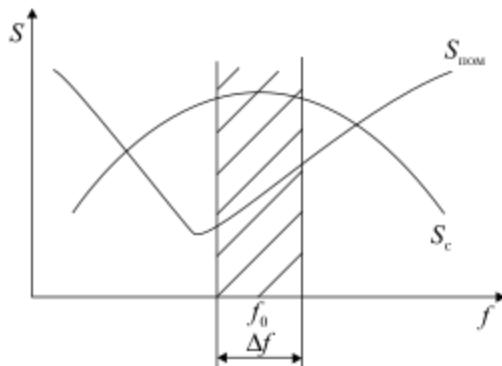


Рис. 9.5. Общий случай распределения спектральной плотности мощности сигнала и помех:

S_c и $S_{\text{ном}}$ — спектральные плотности мощности, соответственно сигнала и помехи

Применение широкополосных радиосигналов

Радиосигналом называют одиночные или периодически повторяющиеся радиоимпульсы, для их характеристик используют следующие параметры:

- 1) длительность t_c ;
- 2) ширину спектра по уровню $-3 \text{ дБ} - \Delta f_{-3 \text{ дБ}}$;
- 3) базу.

Базой сигнала называют произведение его длительности на ширину спектра

$$B = t_c \cdot \Delta f_{-3 \text{ дБ}}.$$

Радиосигналы бывают простые и сложные. У простых радиосигналов $B \approx 1$, у сложных — $B \gg 1$.

Примером простого радиосигнала является периодическая последовательность радиоимпульсов длительностью t_c , периодом T и частотой заполнения f_0 . Ширина спектра такого сигнала составляет

$$\Delta f_{-3 \text{ дБ}} \approx \frac{1}{t_c}.$$

Как следует из рис. 9.6, база простого сигнала

$$B \approx t_c \frac{1}{t_c} \approx 1.$$

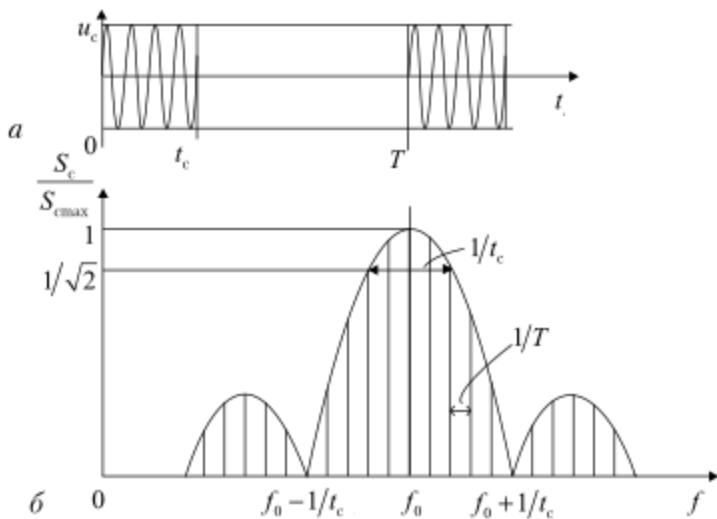


Рис. 9.6. Пример простого радиосигнала:
а и б – временная и спектральная зависимости

Сложные радиосигналы представляют собой непрерывные колебания в течение времени t_c , частота или фаза которых меняются по известному закону. Ширина спектра сложного сигнала

$$\Delta f_{-3\text{dB}} = \frac{B}{t_c}. \quad (9.3)$$

Если для обнаружения сложного радиосигнала применен квазиоптимальный фильтр, то на выходе фильтра длительность радиосигнала, в соответствии с параграфом 9.2,

$$t'_c = \frac{B}{\Delta f_{-3\text{dB}}}. \quad (9.4)$$

Поскольку за счет внутриимпульсной частоты или фазовой модуляции ширина спектра радиосигнала расширяется, то на выходе фильтра длительность импульса уменьшается. Подставив в (9.4) выражение (9.3), получим

$$t'_c = \frac{t_c}{B}.$$

Таким образом, длительность сложного радиосигнала на выходе согласованного фильтра уменьшается в B раз. По закону сохранения энергии сигнала

$$W = P_c t_c = P'_c t'_c,$$

где P'_c — мощность сложного радиосигнала на выходе согласованного фильтра. Следовательно, мощность радиосигнала увеличивается на выходе фильтра

$$P'_c = P_c \frac{t_c}{t'_c} = P_c B.$$

Рассчитаем отношение сигнал/шум на входе и выходе приемника. Если на входе имеется сигнал мощностью P_c и шум мощностью

$$P_{\text{ш}} = kT\Delta f_{-3\text{дБ}},$$

то на выходе

$$P'_c = P_c B K_p,$$

где K_p — коэффициент передачи приемника,

$$P'_{\text{ш}} = NkT\Delta f_{-3\text{дБ}} \cdot K_p,$$

а отношение сигнал/шум на выходе к его значению на входе

$$\frac{P'_c / P'_{\text{ш}}}{P_c / P_{\text{ш}}} = \frac{B}{N}.$$

Итак, применяя сложные сигналы, можно существенно улучшить отношение $\frac{P'_c}{P_{\text{ш}}}$.

9.4. Псевдослучайная последовательность импульсов

Одним из способов получения сложного радиосигнала является фазовая манипуляция, при которой фаза несущего колебания уменьшается скачком на некоторое значение, например π рад, в соответствии с модулирующим сигналом. В качестве модулирующего сигнала применяют кодовую последовательность импульсов и пауз между ними, сформированную определенным образом.

Выбирают дискрет сигнала t , соответствующий длительности импульса или длительности паузы — 1 или 0. Каждый очередной член последовательности является взвешенной суммой n предыдущих символов по модулю 2



$$U_i = a_1 U_{i-1} + a_2 U_{i-2} + \dots + a_n U_{i-n}.$$

Каждый символ U_i и каждый коэффициент a_k могут быть единицами или нулями.

Полученная последовательность единиц и нулей называется псевдослучайной последовательностью (ПСП). Она оказывается периодической с периодом N , т.е., начиная с некоторого номера, символы повторяются. Для того чтобы период был наибольшим, значения коэффициента a_k выбираются по определенному правилу.

Последовательности подобного типа называют *последовательностями максимального периода*, или *M-последовательностями*.

Сумма по модулю 2 равна нулю, если оба слагаемых одинаковы (1 или 0). Если одно слагаемое равно 0, а другое 1, то сумма равна единице.

Рассмотрим пример. Пусть $n = 3$, $a_1 = a_3 = 1$, $a_2 = 0$, тогда $U_i = U_{i-1} + U_{i-3}$. Результаты расчета *M*-последовательности приведены в табл. 9.

Таблица 9.

i	U_{i-1}	U_{i-2}	U_{i-3}	U_i
1	1	1	1	0
2	0	1	1	1
3	1	0	1	0
4	0	1	0	0
5	0	0	1	1
6	1	0	0	1
7	1	1	0	1
8	1	1	1	0

Итак, получили последовательность 010011101001110... Легко видеть, что период этой последовательности $N = 7$. *M*-последовательность по своей структуре сходна с чисто случайным чередованием 1 и 0, поэтому ее также называют псевдослучайной последовательностью, а радиосигналы на основе *M*-последовательности — шумоподобными сигналами. Период N можно рассчитать по формуле: $N = 2^n - 1$.

Получив шумоподобный сигнал, можно его использовать для передачи сообщений в цифровых линиях связи, применяя один из видов манипуляции по амплитуде, частоте или фазе.

На рис. 9.7 представлена часть блок-схемы передатчика радиолинии, где используется сложный радиосигнал, обра-



зованный фазовой модуляцией колебаний несущей частоты M -последовательностью. Передача дискретных сообщений осуществляется также с помощью фазового модулятора, где фаза может принимать значение 0 или π радиан.



Рис. 9.7. Фрагмент передающей части радиосистемы

В фазовом манипуляторе ФМН1 происходит фазовая модуляция 0– π M -последовательностью, а в фазовом манипуляторе ФМН2 полученный сигнал модулирует по фазе колебания несущей частоты, причем в течение длительности одного элемента сигнала t_c укладывается N элементов N -последовательности. Сказанное поясняет рис. 9.8.

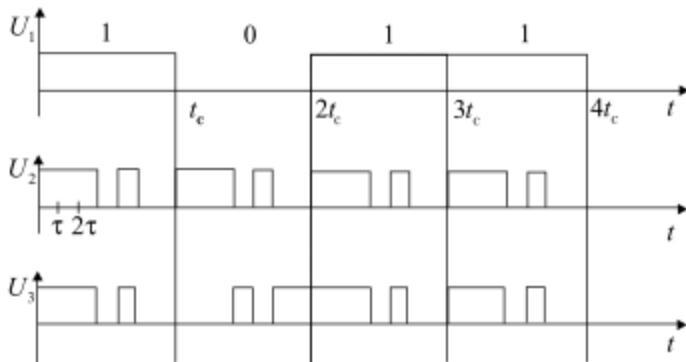


Рис. 9.8. Передача двоичной информации шумоподобным сигналом

На приемном конце радиолинии принятый сигнал переносится на промежуточную частоту, усиливается в усилителе промежуточной частоты и поступает на согласованный фильтр, с выхода которого поступает на решающее устройство. На выходе решающего устройства появляется исходная цифровая последовательность (рис. 9.9).

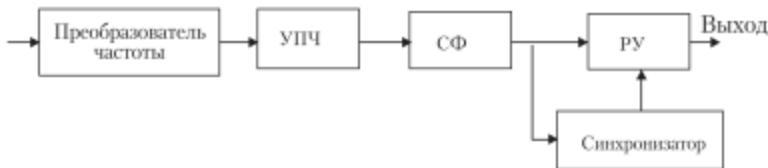


Рис. 9.9. Фрагмент приемной части радиосистемы

Правильной работой передатчика и приемника управляет синхронизатор, который выдает тактовую частоту и необходимые сигналы управления.

9.5. Корреляционный способ обнаружения

Если на вход фильтра, согласованного с сигналом $u_c(t)$, подать входное напряжение $u(t)$, то на выходе в момент t_c напряжение будет равно

$$u_{\max}(t) = K \int_0^{t_c} u(t)u_c(t)dt, \quad (9.5)$$

где K – постоянный коэффициент. Выражение (9.5) называют корреляционным интегралом.

Его можно реализовать не только посредством согласованной фильтрации, но и с помощью коррелятора (рис. 9.10).

Из рис. 9.10 следует, что в корреляторе непосредственно реализуется выражение (9.5). Можно показать, что на выходе корреляционного устройства максимальное отношение сигнал/шум подчиняется соотношению

$$\left(\frac{P_c}{P_w} \right)_{\max} = \frac{2W}{S_0},$$

где W – энергия сигнала; S_0 – спектральная плотность мощности «белого» шума.



Рис. 9.10. Блок-схема коррелятора

Допустим, что на один из входов коррелятора поступает сигнал длительностью t_c :

$$u_c(t) = U_m \cos \omega_0 t.$$

В качестве опорного напряжения используем такое же. Тогда выходное напряжение коррелятора имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = K \int_0^t U_m^2 \cos^2 \omega_0 t dt = \frac{KU_m^2 t}{2} + \frac{KU_m^2}{8\pi f_0} \sin 2\omega_0 t, \quad (9.6)$$

где $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$.

Зависимость $u_{\text{вых}}(t)$ показана на рис. 9.11.

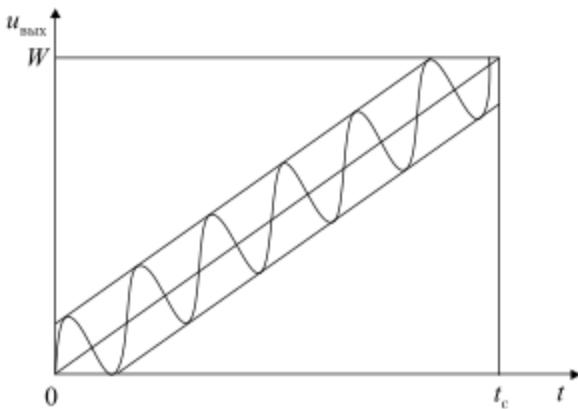


Рис. 9.11. Зависимость напряжения на выходе коррелятора от времени

Если пренебречь небольшой флюктуацией, обусловленной вторым слагаемым в (9.6), то в момент времени t_c выходное напряжение коррелятора достигает максимума

$$u_{\text{вых}}(t_c) = \frac{U_m^2 t_c}{2} = KW,$$

что совпадает с выражением (9.2).

Таким образом, несмотря на различие в формах напряжений на выходе коррелятора и согласованного фильтра, максимальные напряжения одинаковы, что обуславливается

ет одинаковую эффективность обработки сигнала в обоих устройствах.

В ряде случаев используется гибридное устройство обработки сигналов, называемое *гибридно-фильтровым*. Такая необходимость возникает в тех случаях, когда ожидаемый сигнал представляется выражением

$$u(t) = u_{c1}(t) \cdot u_{c2}(t).$$

9.6. Дальность действия связной радиостанции

Получим выражение для дальности действия радиосистемы с односторонним распространением радиосигнала.

Если передатчик генерирует мощность $P_{\text{Пра}}$, то в антенну поступают колебания мощностью

$$P_a = P_{\text{Пра}} \eta_a,$$

где η_a — КПД антенны. Целесообразно ввести понятие об изотропной или ненаправленной антенне, излучающей волну со сферической волновой поверхностью. Реальная антenna концентрирует энергию в конкретном направлении, так что мощность, изучаемая изотропной антенной, при той же мощности на приемном конце линии, что создается реальной антенной, подчиняется следующему соотношению:

$$P_{\text{из}} = P_a D,$$

где $P_{\text{из}}$ — мощность, излучаемая ненаправленной (изотропной) антенной; D — коэффициент направленного действия антенны. Подставив сюда выражение для P_a , получим

$$P_{\text{из}} = P_{\text{Пра}} G,$$

где коэффициент усиления антенны

$$G = D \cdot \eta_a.$$

Средний во времени вектор Пойнтинга излучаемых электромагнитных колебаний

$$\Pi_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{Пра}} G}{4\pi R^2},$$

где R — радиус сферы, с центром в точке нахождения ненаправленной антенны.



На некотором расстоянии R от излучателя находится приемная антенна с эффективной площадью $S_{\text{эфф}}$. Мощность сигнала на входе приемника

$$P_c = \Pi_{\text{ср}} S_{\text{эфф}}$$

или

$$P_c = \frac{P_{\text{Прад}} G S_{\text{эфф}}}{4\pi R^2}.$$

Одновременно с сигналом на входе приемника имеется шум мощностью

$$P_{\text{ш}} = NkT,$$

где N — коэффициент шума приемника; k — постоянная Больцмана.

Для того чтобы увеличить отношение сигнал/шум, можно применить метод фильтрации. С этой целью в приемнике ставят согласованный фильтр, через который проходят сигнал и шум. Как было отмечено в параграфе 9.3, в случае сложного сигнала ($B \gg 1$) длительность сигнала уменьшается, при этом одновременно увеличивается его мощность в B раз. Поэтому мощность сигнала согласованного фильтра

$$P'_c = \frac{P_{\text{Прад}} G S_{\text{эфф}} B}{4\pi R^2}.$$

Мощность шума на выходе согласованного фильтра

$$P'_{\text{ш}} = NkT\Delta f,$$

где Δf — полоса пропускания согласованного фильтра.

Отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра

$$\frac{P'_c}{P'_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{Прад}} G S_{\text{эфф}} B}{4\pi R^2 NkT \Delta f}.$$

В соответствии с (9.2) база сигнала B равна произведению длительности сигнала t_c на ширину его спектра $\Delta f_{-3\text{дБ}}$, отсюда при $\Delta f = \Delta f_{-3\text{дБ}}$

$$\frac{P'_c}{P'_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{Прад}} G S_{\text{эфф}} t_c}{4\pi R^2 NkT}.$$

Для достоверного обнаружения информации отношение сигнал/шум задают заранее. В этом случае максимальное расстояние от передающей до приемной антенны определяется выражением



$$R_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{ПРД}} GS_{\phi} t_c}{\frac{P'_c}{P'_m} 4\pi kNT}}.$$

Таким образом, расстояние R определяется параметрами передатчика $P_{\text{ПРД}}$, G , длительностью сигнала t_c , параметрами приемника S_{ϕ} , N и отношением сигнал/шум на выходе согласованного фильтра.

Обозначим $\Phi_{\text{ПРД}} = P_{\text{ПРД}} G$ — показатель качества передатчика; $\Phi_{\text{ПРМ}} = \frac{S_{\phi}}{NT}$ — показатель качества приемника, тогда

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{\Phi_{\text{ПРД}} \Phi_{\text{ПРМ}} t_c}{4\pi k \left(\frac{P'_c}{P'_m}\right)}}. \quad (9.7)$$

Из полученного выражения следует, что для достижения максимальной дальности требуется увеличивать мощность передатчика, сужать диаграмму направленности передающей антенны, уменьшать коэффициент шума приемника, применять приемную антенну с увеличенной эффективной площадью S_{ϕ} (т.е. сужать луч) и увеличивать длительность сигнала t_c .

Следует отметить, что при непрерывной работе передатчика длительность t_c определяется временем обнаружения и определения параметров радиосигнала.

Расстояние R , определяемое выражением (9.7), является максимально возможным, но не превышает расстояния прямой видимости, определяемого в параграфе 3.9. Если рассматривается радиосистема с двусторонним распространением радиосигналов (например, радиолокатор), то максимальное расстояние

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{\sigma \Phi_{\text{ПРД}} \Phi_{\text{ПРМ}} t_c}{16\pi^2 k \left(\frac{P'_c}{P'_m}\right)}},$$

где σ — эффективная площадь рассеивания (ЭПР) объекта. Объект, который равномерно рассеивает всю падающую на него энергию сигнала, имеет G , равную площади поперечного сечения объекта.



Глава 10

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

Основное применение радиотехники со времени ее появления — радиосвязь. Связь по радио развивалась применительно к стационарным и подвижным объектам. Если один из элементов радиоканала — приемник или передатчик перемещается в пространстве, то связь является мобильной. В настоящее время под мобильной связью понимают более узкий круг радиоустройств, в которых местоположение перемещающегося абонента неизвестно. Современные системы мобильной связи строятся таким образом, чтобы можно было найти абонента и поддерживать с ним мобильную радиосвязь.

10.1. Виды связных радиосистем

Существующие системы радиосвязи можно разделить на стационарные и мобильные в зависимости от того, перемещаются ли в пространстве приемник или передатчик и требуется ли определять их местонахождение. По режиму использования радиоканала различают системы односторонней связи, симплексные и дуплексные. В симплексной системе осуществляется двусторонняя связь, но передача и прием ведутся поочередно. В дуплексной ведется одновременно двусторонняя связь.

В зависимости от типа используемых радиоволн различают тропосферные, ионосферные и космические системы связи. В зависимости от типа передаваемых сообщений различают аналоговые и цифровые системы. Одновременно может осуществляться связь либо между двумя абонентами, либо между несколькими. Поэтому системы связи делятся на одно- и многоканальные.

Стационарные системы связи

Стационарные системы (без поиска подвижных абонентов) бывают следующего вида:



- 1) радиовещательные;
- 2) телевизионные;
- 3) для служебной связи;
- 4) радиорелейные.

Типичными частотами для стационарной связи являются 3–30 МГц. Там главным образом используются ионосферные волны. Для увеличения скорости передачи информации увеличивают частоты до единиц гигагерц. Если расстояния прямой видимости не хватает для требуемой дальности, применяют ретрансляторы. Линии с ретрансляторами называют радиорелейными, для них используют радиоволны гигагерцевого диапазона.

В ряде случаев ретрансляторы располагаются на искусственных спутниках Земли. Такие системы называют спутниковыми. Следует отметить, что спутниковые ретрансляторы применяют и для мобильных систем связи.

Мобильные системы связи

Системы мобильной радиосвязи различаются следующими признаками:

- способом модуляции;
- методом разделения каналов;
- организацией сети.

В первом поколении мобильных систем применялись методы модуляции аналоговыми сигналами, сейчас практически все новые системы являются цифровыми. Основным методом разделения каналов раньше являлся частотный, в соответствии с которым весь отведенный для канала диапазон частот разделялся на участки-подканалы.

В последних системах связи применяют частотное, времменное и кодовое разделения каналов. Что касается организации сети мобильной связи, то в первое время применялась транкинговая система, а в последние годы – различные виды беспроводной мобильной связи, особенно сотовая. Существуют также разработанные ранее системы пейджинговой связи, называемые системами персонального вызова.

10.2. Транкинговые системы

Транкинговая система содержит многоканальную базовую станцию и несколько абонентских приемопередатчиков. В системе применено частотное разделение каналов. Для



организации связи нужно обеспечить абонентам доступ к выделенным частотным каналам. Под термином «транкинг» понимается метод равного доступа абонентов к частотам, при котором каждый абонент закрепляется для каждого канала связи индивидуально в зависимости от распределения нагрузки в системе.

Кроме связи с мобильными приемопередатчиками, базовая станция имеет выход в телефонную сеть или другие радиосети.

Первые системы транкинговой связи создавались в интересах государственных организаций, коммерческих структур, скорой помощи, полиции (милиции), служб безопасности, армии. Транкинговая связь относительно недорога и может быть развернута на любой территории в короткие сроки. Отдельные транкинговые сети могут объединяться в единую сеть на уровне больших территорий.

Организация связи может быть осуществлена разными способами. Например, при децентрализованном способе приемники мобильной и базовой радиостанций непрерывно прослушивают каналы связи и устанавливают связь на любом частотном канале. При этом абонент посылает запрос на базовую станцию, которая соединяет его с требуемым номером.

В более сложных системах базовые станции управляются с помощью специального служебного канала, предназначенного только для сигналов взаимодействия между базовой и мобильной станциями. Наличие отдельного служебного канала уменьшает время установления связи, позволяет оперативно перераспределять каналы и более эффективно их использовать. Например, в необходимых случаях базовая станция может прерывать один из текущих сеансов связи и предоставлять канал для срочного аварийного вызова.

Транкинговые системы различных производителей работают в различных диапазонах частот, некоторые из них перечислены в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Диапазон частот передатчика, МГц	Наименование системы
3–30, 800, 900	EDACS
132–158, 146–174	СМАРТНЕГ
380–400	TETRA



Частоты приемника на несколько десятков мегагерц выше.

Связь в транкинговых системах осуществляется в пакетном режиме. Для обеспечения совместимости сетей операторы и абоненты ориентируются на некоторые общие стандарты, например часто используют разработанный в Великобритании стандарт МРТ.

Выделенный для каждой системы частотный диапазон делится на каналы диапазоном 25 кГц или более узкие — 12,5 кГц. Мощность передатчиков базовой станции 1–100 Вт (в зависимости от частотного диапазона). Дальность действия транкинговой связи составляет десятки километров. Скорость передачи информации — единицы или десятки килобит в секунду.

Одной из задач, стоящих перед рассматриваемым типом систем, является расширение области связи. В настоящее время имеются системы, обслуживающие до 50 зон, в каждой из которых может использоваться до 28 каналов (например, Smartzone).

В современных системах транкинговой связи применяются методы модуляции цифровыми сигналами, что улучшает качество связи и увеличивает число абонентов. Например, система EDACS использует аналоговые и цифровые сигналы и может обслуживать до 16 000 абонентов.

В Европе действует стандарт TETRA (Trans European Trunked Radio), который ориентирован на профессионалов, кому необходима передача речи с высоким качеством, пакетная передача данных с возможностью шифрования. В TETRA применяется четырехпозиционная относительная фазовая модуляция цифровыми видеосигналами, со скоростью передачи в десятки килобит в секунду.

10.3. Беспроводные сети

Беспроводные сети позволяют осуществлять связь и получать доступ к информации без использования проводных соединений. Это обеспечивает следующие преимущества: свободу передвижения, возможность получения информации в удобном месте и т.д.

Важнейшей особенностью беспроводных сетей является то, что связь осуществляется между компьютерными устройствами. К ним относятся персональные цифровые помощники (ПЦП), ноутбуки, персональные компьютеры,



серверы, принтеры. В большинстве случаев беспроводные сети передают данные (data), такие, как сообщения электронной почты и файлы, но по мере улучшения характеристик они способны передавать и видеосигналы.

В зависимости от размеров зоны, связь в которой они способны обеспечить, беспроводные сети делятся на четыре категории:

- 1) персональные;
- 2) локальные;
- 3) городские;
- 4) глобальные.

Персональные сети действуют в непосредственной близости от пользователя. Работа осуществляется на частотах вблизи 2,4 ГГц. Организация персональной сети определяется стандартами Bluetooth и 802.15 (которая включает и Bluetooth). Дальность действия беспроводных персональных сетей составляет примерно 17 м (50 футов), скорость передачи информации обычно не превышает 2 Мбит/с. Во многих случаях беспроводные локальные сети позволяют устраниТЬ кабельные соединения.

Технические средства персональных компьютеров требуют небольшой питающей мощности, так что они могут длительное время питаться от одной батареи или аккумулятора. В большинстве случаев беспроводные персональные сети обеспечивают связь в пределах одной комнаты.

Локальные сети передают данные внутри офисов, производственных помещений, зданий. Скорость передачи информации достигает 54 Мбит/с, что существенно выше, чем в персональных сетях.

Организация локальных сетей регламентируется стандартами 802.11 и Wi-Fi (Wireless Fidelity). Рабочие частоты составляют 2,4 и 5 ГГц.

Городские (региональные) сети обслуживают зоны, по площади соответствующие городу. Городская сеть может обеспечить соединение, например, основного корпуса больницы с удаленными клиниками. Или энергетическая компания может выдавать наряды на работу в различных районах города. Беспроводная городская сеть соединяет существующие сетевые инфраструктуры воедино.

Скорость передачи информации по радиоканалу достигает значений 100 кбит/с, но расстояния могут превышать 30 км. Организация городских сетей определяется различными стандартами, среди них наиболее распространены 802.11 и 802.16.

Глобальные сети обеспечивают работу мобильных пользователей в масштабах страны или даже континента. Большая дальность действия осуществляется благодаря кооперации различных компаний.

Скорость передачи данных в глобальных сетях невысока, типичное ее значение 56 кбит/с, однако с течением времени скорость передачи возрастает. Наиболее старый стандарт организации глобальных сетей – это стандарт на сотовую систему передачи цифровых данных (Cellular Digital Packet Data – CDPD).

Следует отметить, что все виды беспроводных сетей – персональных, локальных, городских и глобальных обеспечивают пользователям выход в Интернет.

10.4. Стандарты беспроводной связи

Рассмотрим основные стандарты, которые организуют работу беспроводных сетей связи [7].

1. Стандарт 802.15. Применяется для персональных сетей и координации с другими стандартами, например, такими, как стандарт 802.11 на локальные сети. Стандарт предусматривает расширение спектра передаваемых радиосигналов путем скачкообразного изменения частоты.

Рабочие частоты, определяемые этим стандартом, лежат в диапазоне шириной 2,4 ГГц, скорость передачи информации ≤ 1 Мбит/с. В то же время стандарт развивается, проводятся работы по увеличению скорости передачи до 11, 22, 33, 44 и 55 Мбит/с. С другой стороны, стандарт развивается с целью снижения энергопотребления и создания малогабаритных устройств, но при сниженной скорости передачи до 20, 40 и 250 кбит/с. Версия стандарта 802.15.1 стала основой для стандарта Bluetooth.

2. «Голубые зубы» (Bluetooth). Стандарт назван в честь короля датских викингов Харальда I, по прозвищу «синезубый», родившегося в 908 г. В стандарте определен диапазон рабочих частот 2400–2483,5 МГц. Манипуляция сигнала – частотная с применением гауссова фильтра слаживания первичных сигналов (Gaussian Frequency Shift Keying – GFSK).

С целью расширения спектра и создания шумоподобного радиосигнала применен метод скачков несущей частоты со скоростью 1600 скачков в секунду. Скорость передачи



информации — 1 Мбит/с. Радиус действия — 10–100 м, мощность передатчика — 100 мВт.

3. Стандарт 802.11. Регламентирует работу локальных сетей. Имеет различные версии — 802.11a, 802.11b, 802.11d. Определяет работу в диапазоне частот шириной 2,4 и 5 ГГц. Скорость обмена информацией — от 2 до 54 Мбит/с, радиус действия — до 90 м.

Манипуляция радиосигналов — двоичная относительная фазовая (Differential binary Shift Keying — BBPSK) на скоростях 6 Мбит/с. При более высоких скоростях — до 54 Мбит/с используется квадратурная модуляция (Quadrature amplitude modulation — QAM). С целью создания широкополосных сигналов используются скачки несущей частоты.

Ширина частотного диапазона, отведенного локальной системе, работающей на частоте 2,4 ГГц, составляет 80 МГц, а на частоте 5 ГГц — 300 МГц. Весь диапазон разбивается на подканалы шириной 25 МГц — для возможности одновременной работы нескольких пользователей. На частоте 2,4 ГГц имеется возможность разделения на три подканала, а на частоте 5 ГГц — 12 подканалов.

При развертывании беспроводной локальной сети имеется выбор несущих частот. Следует иметь в виду следующие достоинства и недостатки обеих несущих частот. На частоте 2,4 ГГц одновременно работают три пользователя, а на частоте 5 ГГц — 12, но дальность действия на нижней частоте выше и стоимость оборудования ниже.

С другой стороны, на частоте 2,4 ГГц большие помехи, но частота 5 ГГц в некоторых странах не разрешена для использования.

4. Wi-Fi — это объединение всех разновидностей стандарта 802.11 (802.11a, 802.11b, 802.11d). Wi-Fi предусматривает сертификацию всех компонентов локальных сетей, проводит тестирование компонентов с целью обеспечения взаимодействия сетей.

5. Стандарт 802.16 организует работу городских беспроводных сетей. Этим стандартом предусматривается возможность расширения магистральных волоконно-оптических линий связи.

В первых версиях стандарта 802.16 использованы рабочие частоты 10–66 ГГц, данные передаются со скоростью до 120 Мбит/с. Приемники и передатчики должны находиться на расстоянии прямой видимости.

Рассмотрим наиболее употребительные стандарты подробнее.



10.5. Стандарт Bluetooth

Данным стандартом предусматривается работа в диапазоне частот шириной 83,5 МГц. Весь диапазон разделяется на подканалы шириной 1 МГц каждый, продолжительность передачи или приема для каждого подканала определена в 625 мкс. Передатчик в каждый момент времени использует только один подканал.

В передатчике и приемнике синхронно происходят скачки несущей частоты со скоростью до 1600 скачков в секунду в соответствии с псевдослучайной последовательностью импульсов. Такой метод обеспечивает конфиденциальность и некоторую помехозащищенность передач.

Разбивка частотного диапазона по странам приведена в табл. 10.2.

Таблица 10.2

Страна	Частота, МГц
США и страны Европы (кроме Испании и Франции)	2400–2483,5
Испания	2442–2475
Франция	2446,5–2483,5
Япония	2471–2497

Пользователи Bluetooth объединяются в пикосети (рис. 10.1). Одно из устройств пикосети является основным, а другие — подчиненными. В одной пикосети может



Рис. 10.1. Пикосети:

a — с одним основным и несколькими дополнительными устройствами; *b* — распределенная сеть

быть до семи активных подчиненных устройств. Взаимодействующие пикосети образуют распределенную сеть.

В одной и той же пикосети все устройства синхронизированы по времени и частотам. Последовательность частотных скачков одна для всей пикосети и определяется основным устройством. Псевдослучайная последовательность имеет длину 2^{27} элементов.

Устройства стандарта Bluetooth работают в пакетном режиме. Пакет состоит из кода доступа длиной 72 бита, заголовка — 54 бита и передаваемой информации — не более 2745 бит. Код доступа идентифицирует пакеты, принадлежащие одной пикосети, а также используется для процедуры запросов и синхронизации.

В стандарте Bluetooth предусмотрена дуплексная связь между абонентами, причем основное устройство передает пакеты в нечетные моменты времени, а в четные моменты осуществляет прием. Подчиненное устройство работает в режиме передачи в четные моменты, а в режиме приема — в нечетные (рис. 10.2).

Пакеты могут быть разной длины — до пяти временных интервалов по 625 мкс, при этом частота канала не меняется до окончания передачи пакета.

Значительная часть функций в Bluetooth реализуется программно. Это протоколы:

- установления связи, управления и защиты информации;
- мультиплексирования, сегментации и компоновки пакетов;
- идентификации взаимодействующего устройства и др.

Устройства Bluetooth выполняются различными фирмами, но структура их примерно одинакова (рис. 10.3).

Приемопередатчик выполняется на одной микросхеме — интегральной или гибридной. Типичная микросхема содержит

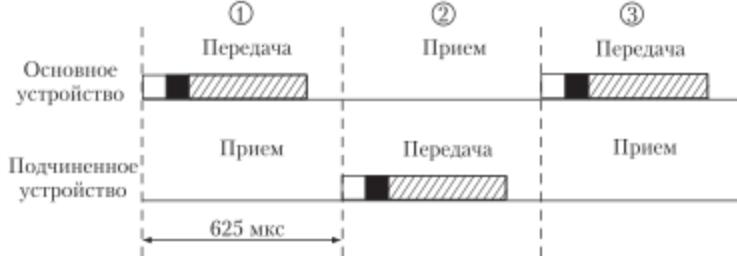


Рис. 10.2. Временные диаграммы работы каналов





Рис. 10.3. Блок-схема устройства Bluetooth

жит передающую часть, состоящую из синтезатора частот с модулятором и усилителя мощности, а также радиоприемную часть. Приемник включает в себя усилитель радиочастоты, преобразователь частоты, УПЧ, демодулятор и фильтр. Упрощенная схема приемопередатчика типа T2901 приведена на рис. 10.4.

Данный приемопередатчик дает возможность работать на расстоянии 10 м. Для увеличения дальности до 100 м применяется дополнительная кремний-германиевая микросхема ИСТ7024, содержащая малошумящий усилитель и усилитель мощности.

В качестве контроллера связи используются различные микросхемы микропроцессоров с низким напряжением питания (1,8–2,5 В). Управляющее устройство реализуется на стандартных микроконтроллерах, сигнальных процессорах либо используются центральные процессоры мощных терминальных устройств (например, ноутбуков).

Устройства Bluetooth широко применяются в персональных сетях беспроводной связи благодаря их достоинствам:

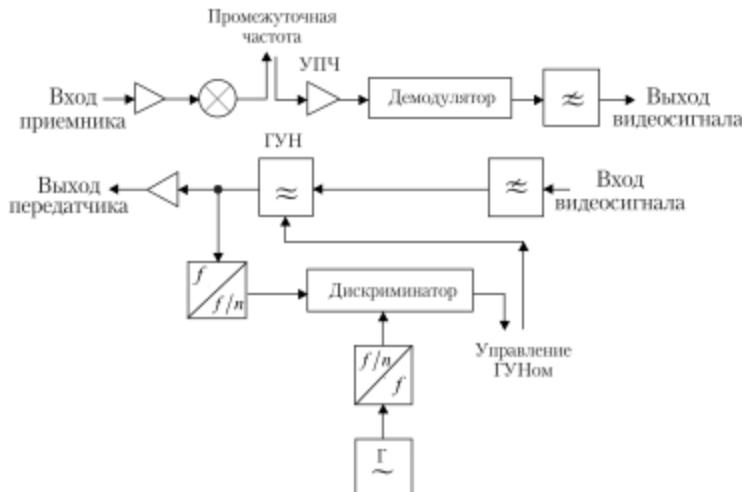


Рис. 10.4. Функциональная схема приемопередатчика типа T2901

- малая потребляемая мощность;
- устойчивость к интермодуляционным помехам;
- отсутствие влияния устройств на бытовую электронику;
- низкая стоимость (10–30 долл. США).

10.6. Стандарт DECT

DECT – это единый европейский стандарт беспроводной связи. DECT расшифровывается следующим образом – Digital European Cordless Telecommunication и является набором спецификаций для различных беспроводных сетей связи и оборудования. Важнейшая задача DECT – обеспечить совместимость оборудования различных производителей.

Изначально DECT был ориентирован на радиотелефоны, беспроводные АТС для учреждений, предоставление радиодоступа к телефонным сетям общего пользования. В дальнейшем его стали использовать в системах передачи данных беспроводного абонентского доступа к сетям связи, в домашних радиосетях, для доступа в Интернет.

Для стандарта DECT выделен диапазон частот шириной 20 МГц: 1880–1900 МГц. Весь диапазон разделен на 10 несущих частот с интервалом 1,728 МГц. Применен временной способ разделения каналов – TDMA (Time Division Multiple Access).

Связь осуществляется кадрами по 10 мс каждый. Кадр разбит на 24 участка – слота: 12 – для приема, 12 – для передачи. Таким образом, каждой из 10 несущих частот формируется 12 дуплексных каналов – всего 120. Двухсторонняя связь обеспечивается разделением времени приема и передачи на 5 мс. Колебания несущей частоты модулируются цифровыми сигналами по частоте с гауссовым сглаживающим фильтром, т.е. используется так называемая гауссова частотная модуляция (GFSK).

Базовые станции и абонентские терминалы постоянно сканируют все каналы и выбирают канал с наиболее низким уровнем мощности шума (сигнала нет, а шум минимальный). При установлении соединения абонентское устройство продолжает анализировать доступные каналы. При этом может происходить их переключение во время сеанса связи.



Такое переключение возможно как на другой канал той же базовой станции, так и на другую станцию. Эта процедура называется «хендовер». При хендовере связь осуществляется по обоим каналам, а затем выбирается лучший. Автоматическое переключение между каналами разных базовых станций происходит незаметно для пользователя и полностью определяется абонентским устройством. Хендовер используется, например, в сотовых системах связи, позволяя абоненту переходить из соты в соту без прерывания связи.

Мощность радиосигнала в аппаратуре DECT составляет 10–250 мВт, что практически безопасно для здоровья.

Системы, использующие стандарт DECT

Стандарт DECT позволяет создавать беспроводные системы самого разного профиля — от бытовых беспроводных телефонов и линии АТС до защищенных систем передачи данных и предоставления доступа к телефонным сетям. DECT является мощным средством расширения абонентской емкости существующих сетей. Данный стандарт часто применяется для телефонизации городских и сельских районов России.

Примером системы беспроводной связи, использующей стандарт DECT, является система Freset. Она состоит из абонентских устройств, базовых станций и контроллера, осуществляющего связь 80 базовых станций и подключение к телефонным сетям общего пользования. Радиус зоны обслуживания базовой станции — до 200 м, а число абонентов — до 600. Основное назначение системы — обеспечить беспроводной связью пользователей на небольшой территории — в здании, на стройплощадке, стадионе.

Другая система — DRA 1900 предназначена для беспроводной связи на существенно больших площадях. Она объединяет посредством узлового контроллера шесть базовых станций, радиус действия каждой из них — до 5 км.

Структура беспроводного телефона стандарта DECT

Среди всех устройств, производимых по стандарту DECT, наибольшее распространение получили беспроводные телефоны. Рассмотрим их устройство на примере оборудования фирмы Philips Semiconductor.



Структура телефонной трубки и базовой станции отличается лишь наличием управляющего контроллера у последней и интерфейсом. Блок-схема трубки и базовой станции приведена на рис. 10.5.

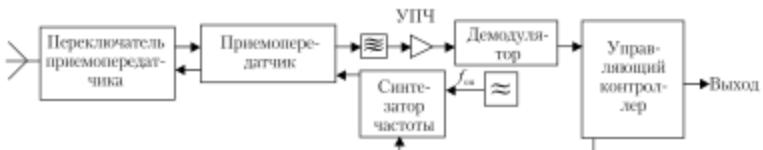


Рис. 10.5. Блок-схема мобильного телефона (базовой станции)

Приемопередатчик содержит модулятор, где осуществляется гауссова частотная модуляция на промежуточной частоте, преобразователь частоты вверх, усилитель мощности, а также супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты и подавлением помех по зеркальному каналу.

Управляющие контроллеры включают в себя встроенную память, устройство работы с пакетами, эхоподавление, ЦАП, АЦП и др.

10.7. Сотовые системы связи

В первые годы развития радиосистем связь посредством радиоволн осуществлялась по принципу: один передатчик — один приемник. В то же время развивалась телефонная сеть, где каждый абонент мог связываться с любым другим, независимо от страны, где он находится.

Общая тенденция устранения проводных соединений привела к идеи — обеспечить подобную же радиосвязь. Однако одновременная связь миллионов людей по радио немыслима из-за нехватки радиочастот. Тогда зародилась новая идея — осуществление связи абонентов на одних и тех же частотах. Идея оказалась плодотворной благодаря разделению пространства на отдельные ячейки (cellular), или соты. Радиус соты может быть разным — от сотен метров до десятков километров. В пределах соты радиосвязь осуществляется на одной частоте. В соседних сотах частоты

другие, в более удаленных сотах частота может совпадать с первоначальной.

Сотовая система связи организована следующим образом. В центре каждой соты располагается базовая станция, связывающаяся по радио с абонентами — держателями мобильных телефонов. Базовые станции связаны между собой любыми линиями связи — проводными, оптическими, беспроводными, а также с центром мобильной коммуникации, подключающим их к телефонной сети.

Сотовая связь стала энергично развиваться после того, как была решена проблема, как найти абонента и обеспечить непрерывную связь при перемещении его из одной соты в другую. Поскольку в разных странах существуют свои сотовые системы, была также успешно решена проблема «роуминга», т.е. перемещения абонента из зоны действия одной системы в зону действия другой.

Существуют несколько стандартов, в соответствии с которыми создавались сотовые сети: NMT (Россия), GSM (Европа), DAMS (США), JDS (Япония) и др. Раньше системы NMT были аналоговыми, новые стали цифровыми. Однако принцип работы всех систем одинаков — повторное использование одних и тех же частот.

Удобно графически представить соты в виде правильных шестиугольников. На рис. 10.6 изображены соты и частоты, на которых осуществляется связь (1, 2, ...) в случае, когда антенны базовой станции имеют круговую направленность.

Следует отметить, что равномерное излучение антennы базовой станции по всем направлениям создает помехи абонентам. С целью их устранения были применены секторные

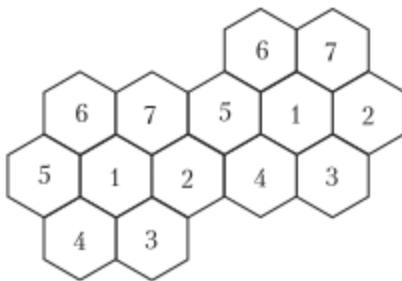


Рис. 10.6. Сотовая система

антенны, излучающие в пределах 120 или 60°. Это привело к более рациональному распределению частот по сотам. Рассмотрим организацию сотовой сети связи на примере весьма распространенной в Европе системы GSM (Global System for Mobile Communication).

Сотовая система стандарта GSM

В таблице приведены технические характеристики системы GSM.

Частоты передачи абонента (прием базовой станции), МГц	890–915
Частоты приема абонента (передачи базовой станции), МГц	935–960
Диапазон несущих частот, МГц	25
Ширина полосы канала, кГц	200
Максимальное число каналов в заданном диапазоне частот	124
Скорость передачи сообщения в радиоканале, кбит/с	270, 283
Максимальное число каналов базовой станции	16–20
Вид модуляции	GMSK
Ширина полосы предмодуляционного гауссова фильтра, кГц	81,2
Количество скачков в секунду	217
Организация каналов	Комбинированная TDMA/FDMA

Для системы GSM характерны следующие особенности:

- применение временного совместно с частотным методов разделения каналов;
- медленные скачки несущей частоты;
- использование эффективной манипуляции цифровыми сигналами — гауссовой частотой манипуляции с минимальным сдвигом (GMSK — Gaussian Minimum Shift Keying).

Манипуляция радиосигналов в системе GSM

Видеосигналы, представляющие собой последовательность прямоугольных импульсов (единицы и нули), перед манипуляцией проходят через фильтр нижних частот с ха-



рактеристикой Гаусса. Нормированный коэффициент передачи такого фильтра определяется формулой

$$K'(F) = e^{-\alpha F^2},$$

где

$$\alpha = \frac{\ln 2}{2\Delta F_{-3\text{дБ}}^2},$$

$\Delta F_{-3\text{дБ}}$ — полоса пропускания фильтра по уровню -3дБ $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$;

F — частота колебаний. В результате видеоимпульсы получаются слаженными, в их спектре пропадают высокочастотные составляющие.

При манипуляции единицам соответствует одна частота, нулям — другая. В момент перескоков частот возникают скачки фазы, что соответствует наличию высокочастотных составляющих в спектре радиосигнала. Они не несут никакой полезной информации, создавая лишь помехи каналам.

С целью сужения спектра применена так называемая частотная манипуляция с минимальным сдвигом, в соответствии с которой фаза при смене единиц на нули и обратно меняется непрерывно, без скачков. В системе GSM полоса пропускания фильтра

$$\Delta f_{-3\text{дБ}} = \frac{0,3}{\tau},$$

где τ — длительность импульса (или паузы при передаче нуля). Поскольку $\tau = 3,69 \cdot 10^{-6} \text{ с}$, то $\Delta f_{-3\text{дБ}} \simeq 813 \text{ кГц}$.

Следует отметить, что для вида манипуляции GMSK характерны следующие достоинства:

- почти не меняется амплитуда радиосигнала, что дает возможность применения усилителей мощности, в которых транзисторы работают в эффективных режимах с отсечкой выходного тока;
- малый уровень внеполосных излучений;
- помехоустойчивость канала связи.

Частотное и временное разделение каналов

Полоса частот, выделенная для сотовой связи стандарта GSM, составляет 25 МГц. Частотный диапазон разделен на 124 канала по 200 кГц каждый. Таким образом, реализовано частотное разделение каналов.



Сообщение от мобильного телефона к базовой станции передается кусками длительностью по 4,615 мс. Передаваемый временной интервал содержит восемь каналов по 577 мкс, отводимых каждому абоненту (рис. 10.7).

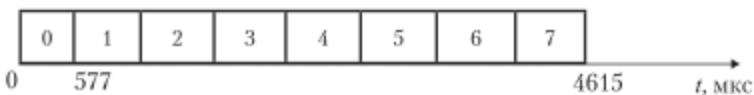


Рис. 10.7. Временной кадр в системе GSM:
0, 1, ..., 7 — номера каналов

Как очевидно, одновременно могут связываться с базовой станцией $124 \times 8 = 992$ абонента.

Через 4615 мкс передается новый кадр, т.е. продолжающаяся информация от каждого абонента. Базовая станция связывается с абонентом аналогичным образом, но на три временных кадра раньше абонента и на частоты, на 45 МГц выше.

Интервал, отведенный каждому каналу, разбит на следующие участки:

- 3 бита в начале и в конце времени;
- 57×2 бит — передаваемая информация;
- 26 бит — тренировочная последовательность, ограниченная интервалами по 1 биту.

После передачи всех бит передатчик молчит в течение 8,25 бит (рис. 10.8).

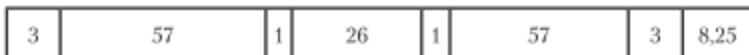


Рис. 10.8. Канальный интервал.
Цифры означают число бит

Передаваемый интервал содержит 148 бит. Таким образом, передача происходит в течение $3,69 \times 148 = 546,12$ мкс. В остальные 30,88 мкс длится пауза, далее следует другой канальный интервал.

В стандарте GSM использован принцип медленных частотных скачков — каждый канальный интервал длительностью 577 мкс может передаваться на новой несущей частоте. Это сделано для того, чтобы ослабить вредные последствия многократных переотражений сигнала в условиях города. При скачках частоты сохраняется разнос несущей частоты



45 МГц между передачей и приемом. Начальное значение частоты, последовательность ее изменения задаются абоненту при установлении связи.

Поскольку скорость телефонного разговора существенно ниже, чем скорость передачи в сотовой системе, имеется возможность вести переговоры в реальном масштабе времени.

Стандарт GSM развивается. В последних вариантах несущие частоты составляют 1710–1780 МГц на передачу от мобильного телефона и 1805–1880 МГц на прием (в США — 1900 МГц). Предусмотрено увеличивать скорости передачи информации путем замены частотной манипуляции высокоскоростной фазовой манипуляцией радиосигналов.

10.8. Спутниковые системы

Для расширения области действия беспроводной связи применяются ретрансляторы, устанавливаемые на спутниках. Спутники размещаются в различных точках орбиты. Устанавливаются восходящий и нисходящий каналы связи. Диапазон частот спутниковых систем весьма широк: от сотен мегагерц до десятков гигагерц, причем для восходящего канала используют высокие частоты, а для нисходящего — нижние частоты. Частоты колебаний выше 30 ГГц применять нецелесообразно из-за отрицательного влияния осадков на распространение радиоволн.

Период обращения низкоорбитальных спутников, имеющих круговую полярную или наклонную орбиты, меньше 24 ч. Эти орбиты удобны для наблюдения за происходящими на Земле процессами, а также для связи на северных и южных широтах.

Спутник, выведенный на геостационарную орбиту, имеет период 24 ч и высоту над поверхностью Земли около 35 880 км. Теоретически он должен находиться над одной и той же точкой экватора, но на самом деле наблюдается его небольшой дрейф. Этот медленный дрейф корректируется с помощью ракетных двигателей, управляемых с Земли.

Следует отметить, что на пути Земля — спутник — Земля имеется задержка радиосигнала порядка 200 мс, что необходимо учитывать при организации спутниковой связи.



Спутниковые системы развиваются под знаком «глобализации телекоммуникаций», что означает доступность услуг связи в любой точке земного шара в любое время суток.

Спутниковые радиосистемы квалифицируются по различным признакам.

По типу орбиты, на которой размещены спутники, системы делятся:

- 1) на низкоорбитальные (Иридиум, Глобалстар, Гонец);
- 2) среднеорбитальные (Global Positioning System – GPS, Глонасс);
- 3) эллиптические (Ellipso, Молния);
- 4) геостационарные (Spaceway, Inmarsat, Интелсат).

По назначению и услугам спутниковые системы можно разделить:

- 1) на подвижной связи (Иридиум, Глобалстар, Сигнал);
- 2) фиксированной связи (Теледесик);
- 3) совмещающие передачу информации и услуги.

В зависимости от массы космического аппарата различают искусственные спутники Земли (ИСЗ) вида:

- 1) мини ИСЗ – от 10 до 100 кг (Гонец, LEOONE);
- 2) малые ИСЗ – от 100 до 500 кг (Иридиум, Глобалстар, Сигнал);
- 3) тяжелые ИСЗ – более 500 кг (Скайбридж).

10.9. Системы связи без несущей частоты

В большинстве рассмотренных ранее связных систем радиосигнал образован путем модуляции видеосигналом колебаний некоторой несущей частоты, которая может составлять от десятков мегагерц до десятков гигагерц. У подобных систем есть общий недостаток – они сложны. В передатчиках необходимо создать высокостабильный генератор СВЧ, в приемниках – применять сложные системы с неоднократным преобразованием частоты.

С целью упрощения системы была предложена идея излучать не модулированные колебания несущей частоты, а короткие импульсы, которые можно трактовать как единичные периоды гармонических колебаний.

Период колебаний, например, частоты 1 ГГц составляет 1 нс. В системах связи без несущей частоты используются импульсы длительностью 0,1–20 нс со средним периодом 2–5000 нс (рис. 10.9).



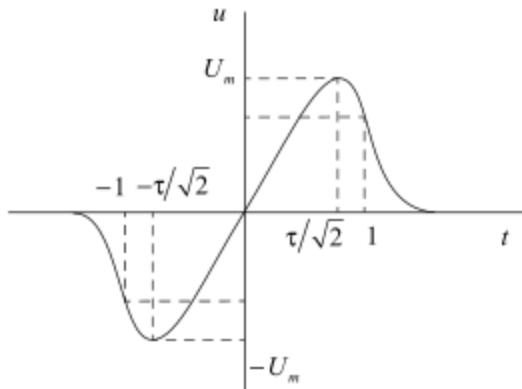


Рис. 10.9. Форма импульсов в связных системах без несущей частоты

Такие импульсы описываются следующим выражением:

$$u(t) = U_m \sqrt{2} e \cdot \frac{t}{\tau} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2},$$

где U_m — максимальное значение импульса; τ — временная постоянная, определяющая длительность импульса.

Спектр такого импульса весьма широк, ширина его по уровню 3 дБ оставляет около 160% центральной частоты. Периодическая последовательность подобных импульсов имеет спектр гребенчатого вида, который не несет никакой информации. Возможность передачи возникает при временных сдвигах импульса относительно среднего значения. Например, смещение импульса вперед эквивалентно передаче нуля, смещение назад — единицы (рис. 10.10).

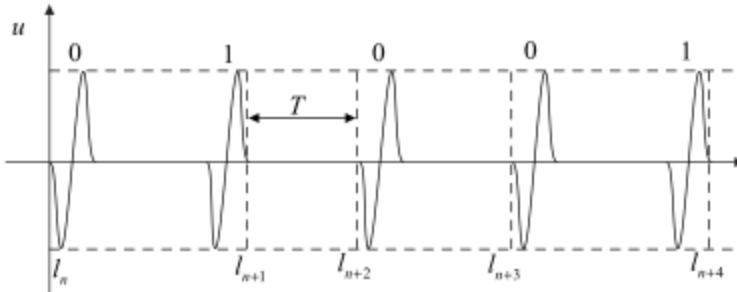


Рис. 10.10. Излучаемый радиосигнал в системах без несущей частоты

Для организации многоканальной передачи средний период повторения импульсов каждого канала T скачкообразно изменяется под воздействием некоторой псевдослучайной последовательности импульсов. При этом время сдвига, по крайней мере, на порядок выше, чем смещение при временной модуляции. Спектр многоканального сигнала имеет шумоподобный характер, и такие сигналы можно отнести к шумоподобным сигналам (ШПС).

Передатчики системы без несущей частоты

Блок-схема передающего устройства изображена на рис. 10.11. Тактовый генератор формирует частоту следования импульсов. Наносекундные импульсы генерируются высоковольтными источниками питания и быстродействующими коммутаторами.



Рис. 10.11. Блок-схема передатчика

В 1980-х гг. были разработаны полупроводниковые ключи, способные коммутировать большие мощности в малых временных промежутках. Были созданы приборы, способные формировать импульсы нано- и пикосекундной длительности с мощностью до десятков мегаватт и частотой повторения порядка десятков мегагерц. Максимальное импульсное напряжение может достигать десятков киловольт, а импульсные токи — тысяч ампер.

Антенна передатчика должна быть достаточно широкополосной при небольших размерах. Из рис. 10.11 очевидно, что блок-схема передатчика достаточно проста, здесь нет тракта усиления мощности.

Приемные системы

Рисунок 10.12 демонстрирует приемное устройство системы без несущей частоты. Приемник выполнен по схе-



Рис. 10.12. Приемник системы

ме прямого усиления, без гетеродина и высокочастотных фильтров. Демодулятор и декодер достаточно просты и реализуются средствами обычной цифровой логики.

Связные системы без несущей частоты имеют ряд существенных преимуществ, основные из них следующие:

- высокая помехозащищенность;
- скрытость;
- малое энергопотребление;
- простота реализации.

Скважность импульсов может быть достаточно велика, в результате средняя выходная мощность оказывается небольшой. Современные системы без несущей частоты работают на небольших расстояниях (сотни метров, десятки километров), средняя мощность передатчика составляет десятки микроватт или единицы милливатт. Скорость передачи информации достигает единиц мегабит за секунду.

Заключение

В настоящем пособии изложены лишь начальные сведения о принципах работы и аппаратуре радиотехнических систем связи. Несмотря на долгую историю, радиосвязь развивается и совершенствуется. Создаются новые типы систем, замещающие предыдущие поколения.

Развитие радиосвязи и связанной с ней компьютерной техники привело к созданию совершенно новых видов связных радиосистем. Например, в середине прошлого века невозможно было себе представить, что каждый человек сможет общаться с кем захочет в любой точке пространства и в любое время суток. Однако появились сотовые системы, и немыслимое стало повседневностью.

С другой стороны, некоторые идеи оказались недолговечными. Так, умирает пейджинговая связь, мощное давление сотовых систем испытывает спутниковая связь. Ряд заявленных проектов так и не были осуществлены.

Возникают и успешно решаются проблемы, связанные с увеличением количества радиоволн, распространяющихся в пространстве. В новых системах отказываются от традиционного способа передачи информации — путем модуляции несущей частоты видеосигналом. В противовес этому излучается широкий шумоподобный спектр сигнала в том диапазоне частот, где излучение эффективно, при этом информация закодирована в виде некоторой модулирующей последовательности. При таком способе передачи информации каждая радиосистема использует весь диапазон частот, выделенный для данного типа систем. В результате существенно увеличивается число одновременно работающих радиостанций.

Одной из новых идей является излучение колебаний в виде короткихnano- и пикосекундных импульсов. Сигнал получается широкополосным со всеми его достоинствами, аппаратура — более простой. Совершенно определенной тенденцией современных радиосистем является отказ от



аналоговых сигналов и переход к цифровым. Создаются и поступают на рынок цифровые системы связи, радиовещания, телевидения.

Бок о бок с развитием радиосвязи совершенствуется компьютерная техника. Появляются новые микросхемы микропроцессоров, программируемые логические интегральные схемы. Новые элементы используются в системах радиосвязи. В результате многие процессы, которые раньше решались посредством специальных устройств, сейчас выполняются на математическом уровне путем программирования с помощью цифровых микросхем. Сюда относятся фильтрация, кодирование, обработка сигнала.

В итоге уменьшается число задач, решаемых радиоустройствами. В то же время генерирование радиоволн, проблемы, связанные с их распространением, создание радиосигналов, увеличение их мощности — неисчезающие задачи систем радиосвязи.



Приложения

Основные уравнения статических электрического и магнитного полей¹

Приложение 1

Ко времени создания Дж. К. Максвеллом теории электромагнитного поля были известны законы для статических полей, т.е. полей, не изменяющихся во времени. Основные из них следующие.

Равенство Гаусса

Если в некотором объеме пространства V имеется заряд Q , то

$$\int_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{q}{\epsilon}, \quad (\text{П.1.1})$$

где интеграл взят по поверхности S , ограничивающей объем V . Выражение (П.1.1) есть равенство Гаусса в интегральной форме. Для перехода к дифференциальной форме записи поделим левую и правую части равенства на V и найдем предел при стремлении V к 0

$$\frac{\lim_{V \rightarrow 0} \int_S \vec{E} \cdot d\vec{S}}{V} = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{q}{\epsilon V}.$$

Выражение в левой части равенства называется дивергенцией вектора \vec{E}

$$\lim_{V \rightarrow 0} \frac{\int_S \vec{E} \cdot d\vec{S}}{V} = \operatorname{div} \vec{E},$$

а $\lim_{V \rightarrow 0} \frac{q}{V} = \rho_3$ — объемная плотность электрического заряда.

Отсюда получаем равенство Гаусса в дифференциальной форме

¹ Пояснения к параграфу 1.2.



$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_s}{\epsilon}, \quad (\text{П.1.2})$$

где ρ_s и Q связаны соотношением $q = \int_V \rho_s \cdot dV$.

Теорема о циркуляции вектора \vec{H}

При протекании в проводнике тока $I_{\text{пп}}$

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{\text{пп}}, \quad (\text{П.1.3})$$

где интеграл берется по заданному контуру, охватывающему проводник. Дифференциальная форма записи теоремы о циркуляции может быть получена путем деления равенства (П.1.3) на площадь S , ограниченную контуром l , и перехода к пределу при $S \rightarrow 0$:

$$\lim_{S \rightarrow 0} \frac{\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l}}{S} = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{I_{\text{пп}}}{S}.$$

Выражение в левой части называется ротором вектора \vec{H} , а в правой части при стремлении $S \rightarrow 0$ получаем плотность тока. Таким образом, дифференциальная форма записи теоремы о циркуляции вектора \vec{H} имеет следующий вид:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_{\text{пп}}.$$

Плотность $\vec{j}_{\text{пп}}$ связана с током $I_{\text{пп}}$ соотношением

$$I_{\text{пп}} = \int_S \vec{j}_{\text{пп}} \cdot d\vec{S}.$$

Запишем полную систему уравнений для статических полей.

Дифференциальная форма Интегральная форма

$$1) \quad \operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_{\text{пп}}; \quad \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{\text{пп}};$$

$$2) \quad \operatorname{rot} \vec{E} = 0; \quad \oint_l \vec{S} \cdot d\vec{l} = 0;$$

$$3) \quad \operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_s}{\epsilon}; \quad \int_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{q}{\epsilon};$$

$$4) \quad \operatorname{div} \vec{H} = 0; \quad \int_S \vec{H} \cdot d\vec{S} = 0.$$



Приложение 2

Две идеи Максвелла, которые привели к созданию теории электромагнитного поля¹

Вихревое электрическое поле

В 1831 г. М. Фарадей открыл явление электромагнитной индукции, согласно которому в замкнутом контуре из проводника возникает электродвижущая сила \mathcal{E} при изменении во времени магнитного потока Φ , пронизывающего плоскость контура:

$$\mathcal{E} = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

Дж. К. Максвелл предположил, что электрический ток в проводнике, наблюдавшийся Фарадеем, обусловлен появлением в пространстве замкнутых силовых линий напряженности электрического поля \vec{E} .

Поскольку ЭДС \mathcal{E} и напряженность E связаны соотношением

$$\mathcal{E} = \int_l \vec{E} \cdot d\vec{l},$$

где интеграл берется по замкнутому контуру l (наличие проводника необязательно), а магнитный поток

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S},$$

где S — площадь поверхности, ограниченной линией l , то

$$\int_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int_S \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{S}.$$

Заменяя интеграл по линии l на интеграл по поверхности S с помощью теоремы Стокса:

$$\int_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_S \text{rot} \vec{E} d\vec{S},$$

получим

$$\int_S \text{rot} \vec{E} d\vec{S} = - \int_S \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{S}.$$

¹ Пояснения к параграфу 1.2.



Поскольку поверхность S — произвольная, то полученное соотношение выполняется при условии

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}.$$

Таким образом, если источниками статических электрических полей являются заряды, в соответствии с уравнением

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_s}{\epsilon},$$

то источниками переменного электрического поля могут быть силовые линии магнитного поля, если магнитная индукция B зависит от времени. При этом электрическое поле получается вихревым, т.е. силовые линии \vec{E} замкнуты.

Ток смещения

Если электрическая цепь замкнута и содержит источник постоянного напряжения, то в цепи существует постоянный ток и линии плотности тока $\vec{j}_{\text{пп}}$ замкнуты, что можно выразить уравнением

$$\operatorname{div} j_{\text{пп}} = 0. \quad (\text{П.2.1})$$

При замене источника постоянного напряжения на источник переменного напряжения и включении последовательно в контур конденсатора в цепи существует переменный ток

$$I_{\text{пп}} = -\frac{dq}{dt},$$

где q — заряд на обкладках конденсатора.

Поскольку

$$I_{\text{пп}} = \int_S \vec{j}_{\text{пп}} \cdot d\vec{S},$$

а

$$q = \int_V \rho_s \cdot dV,$$

где ρ_s — объемная плотность заряда, то

$$\int_S \vec{j}_{\text{пп}} \cdot d\vec{S} = - \int_V \frac{d\rho_s}{dt} \cdot dV.$$

Заменив поверхностный интеграл объемным и используя теорему Гаусса

$$\int_S \vec{j}_{\text{пп}} \cdot d\vec{S} = - \int_V \operatorname{div} \vec{j}_{\text{пп}} \cdot dV$$



получим

$$\int_V \operatorname{div} \vec{j}_{\text{np}} \cdot d\vec{V} = - \int_V \frac{d\rho_a}{dt} \cdot dV.$$

Это равенство при произвольном объеме V выполняется только, когда

$$\operatorname{div} \vec{j}_{\text{np}} = - \frac{d\rho_a}{dt}.$$

Известно, что $\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_a}{\epsilon}$, отсюда $\operatorname{div} \vec{j}_{\text{np}} = -\operatorname{div} \frac{\epsilon d\vec{E}}{dt}$
и

$$\operatorname{div} \left(\vec{j}_{\text{np}} + \frac{\epsilon d\vec{E}}{dt} \right) = 0.$$

Сравнивая полученное соотношение с (П.2.1), замечаем, что линии плотности переменного тока оказываются замкнутыми, если к плотности тока проводимости \vec{j} , существующего там, где имеются подвижные заряды, добавить плотность тока смещения

$$\vec{j}_{\text{cm}} = \frac{\epsilon d\vec{E}}{dt},$$

который имеется там, где нет зарядов, но есть изменяющаяся во времени напряженность электрического поля \vec{E} .

Таким образом, идея Максвелла состояла в том, что в пространстве, где отсутствуют движущиеся заряды, но имеется переменное поле \vec{E} , возникает ток смещения, вокруг которого, так же как и вокруг тока проводимости, образуется магнитное поле.

В результате в случае переменных полей первое уравнение Максвелла может быть записано в виде

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}_{\text{np}} + \frac{\epsilon d\vec{E}}{dt}.$$

Приложение 3

Решение уравнений Максвелла для идеального дизлектика без зарядов¹

Для рассматриваемого случая уравнения Максвелла имеют следующий вид:

¹ Пояснения к параграфу 1.3.



$$1) \operatorname{rot} \vec{H} = \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt};$$

$$3) \operatorname{div} \vec{E} = 0;$$

$$2) \operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt};$$

$$4) \operatorname{div} \vec{H} = 0,$$

где

$$\vec{H} = \vec{i}_x H_x + \vec{i}_y H_y + \vec{i}_z H_z;$$

$$\vec{E} = \vec{i}_x E_x + \vec{i}_y E_y + \vec{i}_z E_z,$$

$\vec{i}_x, \vec{i}_y, \vec{i}_z$ — орты.

Запишем первое уравнение более детально. Левая часть

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i}_x & \vec{i}_y & \vec{i}_z \\ \frac{d}{dx} & \frac{d}{dy} & \frac{d}{dz} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = \vec{i}_x \left(\frac{dH_z}{dy} - \frac{dH_y}{dz} \right) - \vec{i}_y \left(\frac{dH_z}{dx} - \frac{dH_x}{dz} \right) + \vec{i}_z \left(\frac{dH_y}{dx} - \frac{dH_x}{dy} \right).$$

Правая часть

$$\epsilon \frac{d\vec{E}}{dt} = \vec{i}_x \epsilon \frac{dE_x}{dt} + \vec{i}_y \epsilon \frac{dE_y}{dt} + \vec{i}_z \epsilon \frac{dE_z}{dt}.$$

Приравняем проекции векторов в левой и правой частях. Получим три уравнения

$$\frac{dH_z}{dy} - \frac{dH_y}{dz} = \epsilon \frac{dE_x}{dt};$$

$$\frac{dH_z}{dx} - \frac{dH_x}{dz} = -\epsilon \frac{dE_y}{dt};$$

$$\frac{dH_y}{dx} - \frac{dH_x}{dy} = \epsilon \frac{dE_z}{dt}.$$

Для упрощения полагаем, что поле меняется только вдоль оси z , поэтому $\frac{d\vec{E}}{dx} = \frac{d\vec{E}}{dy} = 0$, $\frac{d\vec{H}}{dx} = \frac{d\vec{H}}{dy} = 0$, таким образом, уравнения для проекций становятся проще



$$1) \frac{dH_y}{dz} = -\epsilon \frac{dE_z}{dt};$$

$$2) \frac{dH_x}{dz} = \epsilon \frac{dE_y}{dt};$$

$$3) \frac{dE_z}{dz} = 0.$$

Аналогичным образом, раскрывая второе уравнение Максвелла, получим еще три уравнения

$$4) \frac{dE_y}{dz} = \mu \frac{dH_x}{dt};$$

$$5) \frac{dE_x}{dz} = -\mu \frac{dH_y}{dt};$$

$$6) \frac{dH_z}{dz} = 0.$$

Проанализируем третье и четвертое уравнения Максвелла

$$\operatorname{div} \vec{E} = 0 \quad \text{и} \quad \operatorname{div} \vec{H} = 0.$$

$$\frac{dE_x}{dx} + \frac{dE_y}{dy} + \frac{dE_z}{dz} = 0; \quad \frac{dH_x}{dx} + \frac{dH_y}{dy} + \frac{dH_z}{dz} = 0.$$

Откуда получаем, что $\frac{dE_z}{dz} = 0$ и $\frac{dH_z}{dz} = 0$.

Итак, при сделанных допущениях получается, что проекции векторов E_z и H_z на ось z в отличие от других проекций не изменяются ни во времени, ни по координатным осям. Это означает, что их нет, т.е. $E_z = 0$ и $H_z = 0$.

Из оставшихся четырех уравнений первое и пятое связывают проекции E_x и H_y , а второе и четвертое — E_y и H_x . Таким образом, можно сделать вывод, что решением уравнений Максвелла для идеального диэлектрика при сделанных допущениях является поле, содержащее две взаимно перпендикулярные составляющие E_x и H_y (или E_y и H_x), эти составляющие связаны первым и пятым уравнениями. Составим одно уравнение для проекции H_y .

С этой целью первое уравнение продифференцируем по z , а пятое по t . Объединяя их, получаем

$$\frac{d^2 H_z}{dz^2} - \epsilon \mu \frac{d^2 H_y}{dt^2} = 0. \quad (\Pi.3.1)$$



Это уравнение называется волновым, поскольку его решением являются волновые функции, бегущие в прямом и обратном направлении оси со скоростью

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}},$$

а именно $H_y\left(t - \frac{z}{v}\right)$ — прямая волна и $H_y\left(t + \frac{z}{v}\right)$ — обратная волна, при этом зависимость H_y от t определяется формой колебаний напряженности поля, создаваемой источником.

Волновое уравнение для E_x , аналогичное (П.3.1), можно получить, дифференцируя первое по времени, а пятое по координате z .

Рассмотрим связь H_y с E_x .

Из первого уравнения Максвелла следует, что

$$\frac{dH_y}{dz} = -\epsilon \frac{dE_x}{dt}$$

для прямой волны проекции E_x и H_y — функции переменной $U = t - \frac{z}{v}$, поэтому

$$\frac{dH_y}{dz} = -\frac{1}{v} \frac{dH_y}{du},$$

и

$$\frac{1}{v} \frac{dH_y}{du} = \epsilon \frac{dE_x}{dt}.$$

Выполнение этого равенства в любой момент времени t в любой точке z возможно при условии

$$\frac{1}{v} H_y = \epsilon E_x,$$

или

$$E_x = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} H_y,$$

где $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ имеет размерность Ом и называется волновым сопротивлением среды

$$\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}.$$

Для вакуума

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \text{ [Ом].}$$



Приложение 4

Затухание плоской электромагнитной волны в диэлектрике и проводнике¹

В среде с потерями энергии комплексная амплитуда напряженности электрического поля может быть записана в виде

$$\dot{E}(z) = \dot{E}_m e^{-\dot{\gamma} z},$$

где комплексная постоянная распространения

$$\dot{\gamma} = \omega \sqrt{\epsilon \mu}.$$

Учитывая (1.8), запишем

$$\dot{\gamma} = \omega \sqrt{\left(\epsilon - i \frac{g}{\omega} \right) \mu} = \beta \sqrt{1 - i \frac{g}{\omega \epsilon}},$$

где $\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$.

Если среда — диэлектрик, то $\frac{g}{\omega \epsilon} \ll 1$
и

$$\dot{\gamma} = \beta \left(1 - i \frac{1}{2} \frac{g}{\omega \epsilon} \right) = \beta - i \alpha,$$

где

$$\alpha \approx \frac{g \beta}{2 \omega \epsilon} = \frac{g \omega \sqrt{\epsilon \mu}}{2 \omega \epsilon} = \frac{1}{2} g \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{1}{2} g \rho;$$

$\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ — волновое сопротивление среды.

В случае, когда среда является проводником, выражение для $\dot{\gamma}$ запишем аналогично:

$$\dot{\gamma} = \beta' - i \alpha'$$

или

$$\beta \sqrt{1 - i \frac{g}{\omega \epsilon}} = \beta' - i \alpha'. \quad (\Pi.4.1)$$

Решим это уравнение относительно α' . С этой целью возведем обе части уравнения в квадрат

$$\beta^2 \left(1 - i \frac{1}{2} \frac{g}{\omega \epsilon} \right) = (\beta')^2 - 2i \alpha' \beta' - (\alpha')^2.$$

¹ Пояснение к параграфам 1.8, 1.9.



Приравняем действительные части полученного равенства:

$$\beta^2 = (\beta')^2 - (\alpha')^2. \quad (\text{П.4.2})$$

Найдем и приравняем модули левой и правой частей уравнения (П.4.1); возведем обе части равенства в квадрат

$$\beta^2 \sqrt{1 + \frac{g^2}{\omega^2 \epsilon^2}} = (\beta')^2 + (\alpha')^2.$$

Для проводника характерно неравенство $\frac{g}{\omega \epsilon} \gg 1$, поэтому, пренебрегая единицей под корнем в левой части, получаем

$$\beta^2 \frac{g}{\omega \epsilon} = (\beta')^2 + (\alpha')^2.$$

Подставим сюда β' из (П.4.2):

$$\beta^2 \frac{g}{\omega \epsilon} = \beta^2 + 2(\alpha')^2$$

или

$$(\alpha')^2 = \frac{1}{2} \beta^2 \left(\frac{g}{\omega \epsilon} - 1 \right) \approx \frac{1}{2} \beta^2 \frac{g}{\omega \epsilon} = \frac{1}{2} \omega^2 \mu \epsilon \frac{g}{\omega \epsilon} = \frac{1}{2} \omega \cdot \mu \cdot g;$$

окончательно

$$\alpha' = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot g}{2}} = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot g}.$$

Итак, коэффициент затухания волны для диэлектрика

$$\alpha = \frac{1}{2} g \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}},$$

для проводника

$$\alpha' = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot g}.$$

Приложение 5

Вывод выражений для напряженностей поля между бесконечными параллельными плоскостями¹

Раскрывая первое и второе уравнения Максвелла, получаем следующие соотношения:

¹ Пояснения к параграфам 2.3–2.6.



$$\begin{aligned}\frac{d\dot{H}_z}{dy} - \frac{d\dot{H}_y}{dz} &= i\omega\epsilon\dot{E}_x; & \frac{d\dot{E}_z}{dy} - \frac{d\dot{E}_y}{dz} &= -i\omega\mu\dot{H}_x; \\ \frac{d\dot{H}_z}{dx} - \frac{d\dot{H}_x}{dz} &= -i\omega\epsilon\dot{E}_y; & \frac{d\dot{E}_z}{dx} - \frac{d\dot{E}_x}{dz} &= i\omega\mu\dot{H}_y; \\ \frac{d\dot{H}_y}{dx} - \frac{d\dot{H}_x}{dy} &= i\omega\epsilon\dot{E}_z; & \frac{d\dot{E}_y}{dy} - \frac{d\dot{E}_x}{dz} &= -i\omega\mu\dot{H}_z.\end{aligned}$$

С учетом того, что вдоль оси z поле не меняется, приходим к системам (2.1) и (2.2).

Уравнение (2.3) решается методом разделения переменных, т.е. решение записывается в виде

$$\dot{H}_y(x, z) = \dot{X}(x) \cdot \dot{Z}(z). \quad (\text{П.5.1})$$

Подставляя (П.5.1) в (2.3), получаем

$$\dot{Z} \frac{d^2 \dot{X}}{dx^2} + \dot{X} \frac{d^2 \dot{Z}}{dz^2} + \beta^2 \dot{Z} \dot{X} = 0. \quad (\text{П.5.2})$$

Поделив обе части уравнения (П.5.2) на $\dot{Z} \dot{X}$ и представив постоянную β в виде

$$\beta^2 = \beta_1^2 - \gamma^2, \quad (\text{П.5.3})$$

запишем

$$\frac{1}{\dot{X}} \frac{d^2 \dot{X}}{dx^2} + \frac{1}{\dot{Z}} \frac{d^2 \dot{Z}}{dz^2} + \beta_1^2 - \gamma^2 = 0.$$

Это уравнение можно записать в виде двух соотношений:

$$\frac{1}{\dot{X}} \frac{d^2 \dot{X}}{dx^2} + \beta_1^2 = 0; \quad (\text{П.5.4})$$

$$\frac{1}{\dot{Z}} \frac{d^2 \dot{Z}}{dz^2} - \gamma^2 = 0. \quad (\text{П.5.5})$$

Решение линейного однородного уравнения (П.5.4) может быть записано в виде

$$\dot{X} = A \sin \beta_1 x + B \cos \beta_1 x.$$

Решение уравнения (П.5.5)

$$\dot{Z} = C \cdot e^{-\gamma z} + D \cdot e^{\gamma z}.$$



Отсюда

$$\dot{H}_y(x, z) = (A \sin \beta_1 x + B \cos \beta_1 x)(C \cdot e^{-\gamma z} + D \cdot e^{\gamma z}).$$

Постоянные A, B, C, D найдем из граничных условий

$$\frac{d\dot{H}_y}{dx} = \beta_1 (A \cos \beta_1 x - B \sin \beta_1 x)(C \cdot e^{-\gamma z} + D \cdot e^{\gamma z}).$$

При $x = 0$ и $x = a$ $\frac{d\dot{H}_y}{dx} = 0$. Граничные условия выполняются в двух случаях:

1) $\beta_1 = 0$, тогда $\frac{d\dot{H}_y}{dx} = 0$ при всех x ;

2) $A \cos \beta_1 x - B \sin \beta_1 x = 0$ при $x = 0$ и $x = a$.

I вариант

Рассмотрим случай $\beta_1 = 0$. Из (П.5.3) следует, что $\gamma = +i\beta$ и $\dot{H}_y = BC \cdot e^{-\beta z} + BD \cdot e^{\beta z} = H_{\text{пр}} e^{-\beta z} + H_{\text{обр}} e^{\beta z}$, где $H_{\text{пр}} = BC$, $H_{\text{обр}} = BD$. Получим решение \dot{H}_y в виде суммы двух волн:

— $H_{\text{пр}} e^{-\beta z}$ — прямая волна, бегущая в положительном направлении оси z ;

— $H_{\text{обр}} e^{\beta z}$ — обратная волна, бегущая в отрицательном направлении от оси z .

Прямая волна создается источником электромагнитных колебаний, подключенным к линии, а обратная волна возникает при отражении прямой волны от неоднородности в линии. Допустим для простоты, что отраженная волна отсутствует. Тогда с учетом уравнений системы (2.1) получим поле, имеющее следующие составляющие:

$$\dot{H}_y(z) = H_{\text{пр}} e^{-\beta z};$$

$$\dot{E}_x(z) = \rho \dot{H}_{\text{пр}} e^{-\beta z},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$. Продольной составляющей \dot{E}_z не будет, поскольку \dot{H}_y не зависит от x и $\frac{d\dot{H}_y}{dx} = 0$.

Итак, в I варианте выполнения граничных условий получили электромагнитную волну, у которой векторы \vec{E} и \vec{H} перпендикулярны в пространстве, точно такую же, как и в свободном пространстве. Такая волна называется поперечной электромагнитной, или *TEM*-волной. Она распространяется вдоль линии со скоростью $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}$.



II вариант

Граничные условия выполняются также и в случае $A \cos \beta_1 x - B \sin \beta_1 x = 0$, $\beta_1 \neq 0$. Если установить $x = 0$, то получим, что $A = 0$, а при $x = a$ имеем $B \sin \beta_1 a = 0$ или

$$\beta_1 = \frac{m\pi}{a},$$

где $m = 0, 1, 2, \dots$

В этом случае

$$\dot{H}_y(x, z) = H_{\text{up}} \cos \frac{m\pi}{a} x e^{-\gamma z}, \quad (\text{П.5.6})$$

где

$$\gamma = \sqrt{\beta_1^2 - \beta^2} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \beta^2}. \quad (\text{П.5.7})$$

Для того чтобы поле имело вид бегущей волны, необходимо выполнение условия

$$\beta > \frac{m\pi}{a}.$$

Тогда

$$\gamma = i \sqrt{\beta^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} = i\beta_m,$$

где

$$\beta_m = \beta \sqrt{1 - \left(\frac{m\pi}{\beta \cdot a}\right)^2}.$$

Учитывая, что $\beta = \frac{2\pi f}{v}$, запишем

$$\beta_m = \frac{2\pi f}{v} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2},$$

где

$$f_{\text{кр}} = \frac{mv}{2a}. \quad (\text{П.5.8})$$

Таким образом, поле имеет волновой характер, если частота колебаний f , создаваемая источником, больше критической частоты, определяемой выражением (П.5.8).

Поскольку m может быть любым числом из ряда $0, 1, 2, \dots$, то существует бесконечное число типов волн, соответствующих разным m .



Учитывая уравнения системы (2.1), запишем выражения для составляющих поля:

$$\begin{aligned}\dot{H}_y &= H_{\text{np}} \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot e^{-\beta_n z}, \\ \dot{E}_x &= \rho \cdot H_{\text{np}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{kp}}}{f}\right)^2} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot e^{-\beta_n z}, \\ E_z &= i\rho \cdot H_{\text{np}} \frac{f_{\text{kp}}}{f} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot e^{-\beta_n z}.\end{aligned}$$

Полученное решение соответствует полю, имеющему вектор напряженности магнитного поля, перпендикулярный направлению распространения волны вдоль оси z . Такие поля называются поперечно-магнитными, или TM -типа, они существуют только в том случае, когда частота колебаний превышает критическую, определяемую выражением (П.5.8).

Если в выражении (П.5.7) $\beta < \frac{m\pi}{a}$, частота колебаний становится меньше критической и коэффициент γ является действительным числом. В этом случае отсутствует бегущая волна вдоль оси z , но существуют поля, мгновенные значения напряженностей которых равны

$$\begin{aligned}\dot{H}_y(t, x, z) &= H_{\text{np}} \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot e^{-\gamma z} \cos \omega t; \\ E_x(t, x, z) &= \rho \cdot H_{\text{np}} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot e^{-\gamma z} \sqrt{\left(\frac{f_{\text{kp}}}{f}\right)^2 - 1} \cdot \sin \omega t; \\ E_z(t, x, z) &= -\rho \cdot H_{\text{np}} \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot e^{-\gamma z} \frac{f_{\text{kp}}}{f} \cdot \sin \omega t.\end{aligned}$$

Легко увидеть, что колебания H и E , создаваемые источником (при $z = 0$), затухают с ростом z с коэффициентом затухания γ , зависящим от соотношения частот f_{kp} и f :

$$\gamma = \beta \sqrt{\left(\frac{f_{\text{kp}}}{f}\right)^2 - 1}.$$

Такие поля называются затухающими.



Приложение 6

Оптимальное волновое сопротивление коаксиальной линии¹

В коаксиальном кабеле комплексная амплитуда напряжения монохроматической волны подчиняется следующему соотношению:

$$\dot{U}(x) = U_m e^{-\alpha x} e^{-\beta x},$$

где U_m — амплитуда колебаний напряжения; α — коэффициент затухания; β — постоянная распространения; x — координата.

Коэффициент затухания коаксиального кабеля определяется выражением

$$\alpha = A \frac{D/d + 1}{\ln D/d} \left[\frac{1}{m} \right], \quad (\text{П.6.1})$$

где A — коэффициент; D — внутренний диаметр внешнего цилиндра; d — внешний диаметр внутреннего цилиндра (рис. П. 6.1).

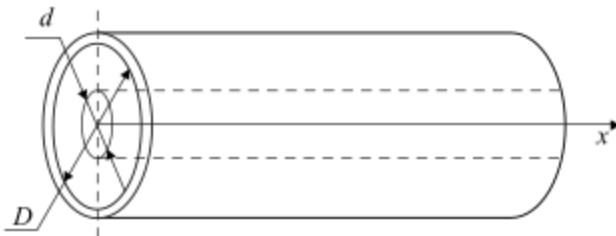


Рис. П.6.1. Отрезок коаксиального кабеля

Волновое сопротивление коаксиальной линии

$$p = 60 \ln D/d [\Omega]. \quad (\text{П.6.2})$$

Целесообразно выбрать волновое сопротивление коаксиальной линии так, чтобы затухание было наименьшим.

Исследовав (П.6.1) на экстремум, находим, что α достигает минимума при

$$D/d = 3,6.$$

¹ Пояснения к параграфу 2.14.

Это соотношение соответствует волновому сопротивлению

$$\rho \approx 77 \text{ Ом.}$$

Кроме минимума коэффициента затухания, оптимальное волновое сопротивление коаксиальную линии выбирают исходя из максимума передаваемой мощности, которую рассчитывают по формуле

$$P_{\max} = B \frac{\ln D/d}{(D/d)^2},$$

где B – некоторый коэффициент.

Несложно показать, что максимальная передаваемая мощность достигает наибольшего значения при $D/d = 1,65$, при этом волновое сопротивление коаксиального кабеля составляет 30 Ом.

Исходя из полученных результатов в качестве оптимального волнового сопротивления выбрана величина $\rho_{\text{opt}} = 50$ Ом. В некоторых случаях (например, в телевизионной технике) стандартной величиной выбрано $\rho_{\text{opt}} = 75$ Ом.

Приложение 7

Дифференциальное уравнение колебательного контура¹

Сообщим конденсатору C заряд q_m и подключим к нему катушку индуктивности L . Запишем уравнение для изменения заряда во времени (рис. П. 7.1).

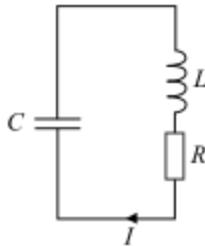


Рис. П.7.1. Колебательный контур

По II закону Кирхгофа

$$U_C + U_L + U_R = 0,$$

¹ Пояснения к параграфу 4.1.



где U_C, U_L, U_R — мгновенные напряжения на элементах контура. В контуре протекает ток

$$I = \frac{dq}{dt},$$

где $q(t)$ — заряд на конденсаторе.

Поскольку $U_L = L \frac{dI}{dt}$, $U_R = IR$, запишем

$$U_C + L \frac{d^2 I}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} = 0. \quad (\text{П.7.1})$$

Заряд $q = U_C C$. Подставим его в (П.7.1):

$$U_C + LC \frac{d^2 U_C}{dt^2} + RC \frac{dU_C}{dt} = 0.$$

Поделим все на LC и введем обозначения: $\omega_{\text{пес}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $\alpha = \frac{R}{2L}$, $U = U_C$. Окончательно получаем

$$\frac{d^2 U}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU}{dt} + \omega_{\text{пес}}^2 U = 0.$$

Полученное выражение есть дифференциальное уравнение колебательного контура.

Приложение 8

Устойчивость стационарного режима автоколебаний¹

Эквивалентную схему автогенератора представим в виде соединения двух адmittансов $\dot{Y}_{\text{нер}}$ и $\dot{Y}_{\text{кон}}$ (см. рис. 4.12, а). Если амплитуда колебаний напряжения изменилась на некоторую величину $\Delta U_{\text{ст}}$, то возникает переходный процесс, который может быть записан в виде

$$u(t) = U'_{\text{ст}} e^{\gamma t} \cos \omega t. \quad (\text{П.8.1})$$

Здесь $u(t)$ — мгновенное напряжение на коллекторе транзистора; $U'_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} + \Delta U_{\text{ст}}$ — изменившаяся амплитуда колебаний напряжения; $\gamma = \gamma(t)$ — скорость изменения амплитуды. Во время переходного процесса частота тоже из-

¹ Пояснения к параграфу 4.6.



меняется и становится функцией времени. Соотношение, определяющее стационарный режим,

$$\dot{Y}_{\text{кон}} = -\dot{Y}_{\text{нер}} \quad (\text{П.8.2})$$

справедливо и для переходного процесса.

Представим (П.8.1) в комплексном виде

$$\dot{U}_{\text{ct}} = e^{i(\omega - i\gamma)t},$$

где введем обозначение $\dot{p} = \omega - i\gamma$ — комплексная частота. Комплексные амплитуды $\dot{Y}_{\text{кон}}$ и $\dot{Y}_{\text{нер}}$ являются функцией комплексной частоты \dot{p} и амплитуды колебаний напряжения \dot{U}_{ct} .

Слабой зависимостью адmittанса колебательной системы $\dot{Y}_{\text{кон}}$ от амплитуды \dot{U}_{ct} можно пренебречь, поэтому запишем для переходного процесса

$$\dot{Y}_{\text{кон}}(\dot{p}) + \dot{Y}_{\text{нер}}(\dot{p}, \dot{U}_{\text{ct}}) = 0.$$

В стационарном режиме $\dot{p} = \omega_0$, $\dot{U}_{\text{ct}} = U_{\text{ct}}$. Во время переходного процесса изменяется амплитуда $\dot{U}'_{\text{ct}} = U_{\text{ct}} + \Delta U_{\text{ct}}$, $\dot{p}' = \omega_0 + \Delta p$, где $\Delta p = \Delta\omega - I\gamma$, т.е. изменяется действительная часть частоты и появляется мнимая составляющая $I\gamma$, ω_0 — частота в стационарном режиме. Таким образом

$$\dot{Y}_{\text{кон}}(\omega_0 + \Delta p) + \dot{Y}_{\text{нер}}(\omega_0 + \Delta p, \dot{U}'_{\text{ct}} = U_{\text{ct}} + \Delta U_{\text{ct}}) = 0.$$

Разложим функции $\dot{Y}_{\text{кон}}(\dot{p})$ и $\dot{Y}_{\text{нер}}(\dot{p}, \dot{U}'_{\text{ct}})$ в ряд Тэйлора в окрестности стационарного режима при $\dot{p} = \omega_0$, $\dot{U}_{\text{ct}} = U_{\text{ct}}$, ограничиваясь членами первого порядка малости:

$$\begin{aligned} & \dot{Y}_{\text{к}}(\omega_0) + \Delta\omega \frac{d\dot{Y}_{\text{кон}}}{d\omega} + \gamma \frac{d\dot{Y}_{\text{кон}}}{d\gamma} + \dot{Y}_{\text{нер}}(\omega_0, U_{\text{ct}}) + \Delta\omega \frac{d\dot{Y}_{\text{нер}}}{d\omega} + \gamma \frac{d\dot{Y}_{\text{нер}}}{d\gamma} + \\ & + \Delta U_{\text{ct}} \frac{d\dot{Y}_{\text{нер}}}{dU_{\text{ct}}} = 0. \end{aligned}$$

Если учесть (П.8.2), то члены $\dot{Y}_{\text{кон}}(\omega_0)$ и $\dot{Y}_{\text{нер}}(\omega_0, U_{\text{ct}})$ компенсируются. В оставшемся выражении разделим действительные и мнимые части

$$\Delta\omega \frac{dG_{\text{кон}}}{d\omega} + \gamma \frac{dB_{\text{кон}}}{d\gamma} + \Delta\omega \frac{dG_{\text{нер}}}{d\omega} + \gamma \frac{dB_{\text{нер}}}{d\gamma} + \Delta U_{\text{ct}} \frac{dB_{\text{нер}}}{dU_{\text{ct}}} = 0; \quad (\text{П.8.3})$$

$$\Delta\omega \frac{dB_{\text{кон}}}{d\omega} + \gamma \frac{dG_{\text{кон}}}{d\gamma} + \Delta\omega \frac{dB_{\text{нер}}}{d\omega} + \gamma \frac{dG_{\text{нер}}}{d\gamma} + \Delta U_{\text{ct}} \frac{dG_{\text{нер}}}{dU_{\text{ct}}} = 0. \quad (\text{П.8.4})$$



Обычно встречающиеся на практике функции являются аналитическими. Необходимое и достаточное условие аналитичности комплексной функции $U + iV = f(x+iy)$ — выполнение условий Коши — Римана [8]

$$\frac{dU}{dx} = \frac{dv}{dy}; \quad \frac{dU}{dy} = -\frac{dv}{dx}.$$

Для функций $\dot{Y}_{\text{кон}} = G_{\text{кон}} + iB_{\text{кон}}$ и $\dot{Y}_{\text{нер}} = G_{\text{нер}} + iB_{\text{нер}}$, которые зависят от $\dot{\rho} = \omega - I\gamma$, условия аналитичности можно записать в виде

$$\begin{aligned}\frac{dG_{\text{кон}}}{d\omega} &= -\frac{dB_{\text{кон}}}{d\gamma}; \quad \frac{dG_{\text{кон}}}{d\gamma} = -\frac{dG_{\text{кон}}}{d\omega}; \\ \frac{dG_{\text{нер}}}{d\omega} &= -\frac{dB_{\text{нер}}}{d\gamma}; \quad \frac{dG_{\text{нер}}}{d\gamma} = -\frac{dB_{\text{нер}}}{d\omega}.\end{aligned}$$

Учитывая полученные условия, заменим в выражениях (П.8.3) и (П.8.4) производные по γ производными по ω . В результате получим

$$\Delta\omega \frac{dG_{\Sigma}}{d\omega} + \gamma \frac{dB_{\Sigma}}{d\gamma} + \Delta U_{\text{cr}} \frac{dG_{\text{нер}}}{dU_{\text{cr}}} = 0; \quad (\text{П.8.5})$$

$$\Delta\omega \frac{dB_{\Sigma}}{d\omega} - \gamma \frac{dG_{\Sigma}}{d\gamma} + \Delta U_{\text{cr}} \frac{dB_{\text{нер}}}{dU_{\text{cr}}} = 0, \quad (\text{П.8.6})$$

где $G_{\Sigma} = G_{\text{кон}} + G_{\text{нер}}$, $B_{\Sigma} = B_{\text{кон}} + B_{\text{нер}}$.

Следует отметить, что мнимая часть проводимости негатрона слабо зависит от амплитуды U_{cr} , поэтому считаем $\frac{dB_{\text{нер}}}{dU_{\text{cr}}} = 0$, отсюда из (П.8.6) следует

$$\frac{dG_{\Sigma}}{d\omega} = \frac{\Delta\omega}{\gamma} \frac{dB_{\Sigma}}{d\omega}. \quad (\text{П.8.7})$$

Подставим (П.8.7) в (П.8.5), получим после несложных преобразований, учитывая, что $G_{\text{нер}} < 0$,

$$\frac{dB_{\Sigma}}{d\omega} \cdot \frac{d|G_{\text{нер}}|}{d\omega} = \frac{\Delta U_{\text{cr}} \gamma}{\Delta\omega^2 + \gamma^2}. \quad (\text{П.8.8})$$

Стационарный режим устойчив при выполнении соотношений

$$\Delta U_{\text{cr}} > 0; \quad \gamma < 0;$$

$$\Delta U_{\text{cr}} < 0; \quad \gamma > 0.$$



Поскольку знаменатель в (П.8.8) всегда положителен, то стационарный режим устойчив, если

$$\frac{dB_{\Sigma}}{d\omega} : \frac{d|G_{\text{нер}}|}{d\omega} < 0.$$

Для повышения стабильности частоты и снижения уровня шума в автогенераторах стремятся режим работы транзистора выбрать таким, чтобы $B_{\text{нер}} = 0$, отсюда $B_{\Sigma} = B_{\text{кон}}$ и окончательные условия устойчивости

$$\begin{aligned}\frac{dB_{\text{кон}}}{d\omega} &> 0; \quad \frac{d|G_{\text{нер}}|}{dU_{\text{ct}}} < 0; \\ \frac{dB_{\text{кон}}}{d\omega} &< 0; \quad \frac{d|G_{\text{нер}}|}{dU_{\text{ct}}} > 0.\end{aligned}$$

Приложение 9

Импеданс колебательного контура при его частичном подключении к транзистору¹

Схема колебательного контура с частичным подключением к транзистору показана на рис. П.9.1.

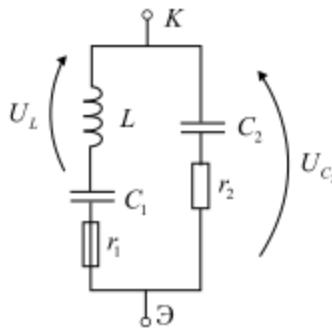


Рис. П.9.1. Частичное подключение контура

Адmittанс колебательного контура в точках коллектор — эмиттер (К-Э)

¹ Пояснение к параграфу 4.7.

$$Y = \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} + r_1} + \frac{1}{r_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}.$$

После некоторых преобразований получим

$$Y \simeq \frac{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_\Sigma}\right)}{\frac{L}{C_2} - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}}.$$

Здесь $C_\Sigma = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$; $r = r_1 + r_2$.

При выводе выражения (П.9.1) предполагали, что сопротивления реактивных элементов существенно больше активных сопротивлений в ветвях контура. Знаменатель этого выражения можно преобразовать, учитывая, что частота $\omega = \omega_{\text{pes}} = \frac{1}{\sqrt{LC_\Sigma}}$.

$$\frac{L}{C_2} - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} \simeq \frac{L}{C_2} - \frac{LC_\Sigma}{C_1 C_2} = \frac{LC_\Sigma}{C_2^2}.$$

Нетрудно получить выражение для коэффициента включения контура

$$p = \frac{U_{C_2}}{U_L} \equiv \frac{C_\Sigma}{C_2}.$$

В результате импеданс контура

$$\dot{Z}_{\text{кон}} = \frac{1}{Y} = \frac{p^2 \rho^2}{r \left[1 + \frac{1}{ir} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_\Sigma} \right) \right]}.$$

Введя резонансное сопротивление $R_{\text{pes}} = \frac{\rho^2}{R}$, обобщенную расстройку

$$a = \frac{1}{r} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_\Sigma} \right) \simeq \frac{2Q(\omega - \omega_{\text{pes}})}{\omega_{\text{pes}}},$$

окончательно запишем

$$\dot{Z}_{\text{кон}} = \frac{\rho^2 R_{\text{pes}}}{1 + ia}.$$



Приложение 10

Изменение резонансной частоты контура при изменении емкости варикапа¹

Рассмотрим колебательный LC -контур без потерь (рис. П.10.1).

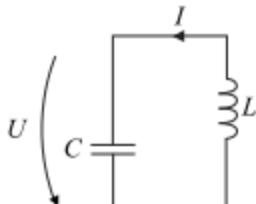


Рис. П.10.1. Колебательный контур без потерь

В контур внесена начальная энергия, и происходят колебания. В процессе колебаний энергия электрического поля преобразуется в энергию магнитного поля и наоборот. Максимальные энергии равны, т.е.

$$W_E = W_H \quad (\text{П.10.1})$$

или

$$\frac{CU_{\max}^2}{2} = \frac{LI_{\max}^2}{2}, \quad (\text{П.10.2})$$

где U_{\max} — амплитуда напряжения на C или L ; I_{\max} — амплитуда тока.

Поскольку амплитуды напряжения равны на элементах контура, то

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{\omega_{\text{рез}} L}, \quad (\text{П.10.3})$$

где $\omega_{\text{рез}}$ — циклическая частота колебаний (резонансная частота контура).

Допустим, что емкость контура увеличилась на величину ΔC , тогда

$$C' = C + \Delta C.$$

В этом случае увеличилась максимальная электрическая энергия (при той же амплитуде U_{\max})

¹ Пояснение к параграфу 4.11.

$$W'_E = W_E + \Delta W_E,$$

$$\text{где } \Delta W_E = \frac{\Delta C U_{\max}^2}{2}.$$

И равенство (П.10.1) нарушилось на прежней частоте $\omega_{\text{рез}}$. Однако на некоторой частоте

$$\omega = \omega_{\text{рез}} - \Delta\omega \quad (\text{П.10.4})$$

равенство (П.10.1) может восстановиться (здесь $\Delta\omega$ — отклонение частоты от $\omega_{\text{рез}}$):

$$W'_E = W'_H. \quad (\text{П.10.5})$$

На новой частоте максимальная магнитная энергия с учетом (П.10.2), (П.10.3) и (П.10.4)

$$W'_H = \frac{U_{\max}^2}{2(\omega_{\text{рез}} - \Delta\omega)^2 L}.$$

Считая отклонение частоты малым, запишем, используя первые два члена ряда

$$W'_H \simeq \frac{U_{\max}^2}{2\omega_{\text{рез}}^2 L} \left(1 + 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} \right)$$

или

$$W'_H = W_H - 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} W_H.$$

Из (П.10.5) получим

$$W_E + \Delta W_E = W_H + 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} W_H.$$

Так как $W_E = W_H$, то

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta W_E}{W_E}. \quad (\text{П.10.6})$$

Итак, получено соотношение, определяющее изменения частоты колебаний в резонансном контуре при изменении максимальной запасаемой электрической энергии.

Допустим теперь, что в контур включен варикап. В нем запасается максимальная электрическая энергия

$$W_v = \frac{C_b U_b^2}{2},$$

где U_b — амплитуда напряжения на варикапе.



Суммарную электрическую энергию контура обозначим W_{Σ} . Пусть под действием управляющего напряжения емкость варикапа увеличилась на ΔC_b . При этом максимальная электрическая энергия возросла на

$$\Delta W_E = \frac{\Delta C_b U_b^2}{2} = \Delta W_b. \quad (\text{П.10.7})$$

Умножим и разделим правую часть (П.10.6) на W_b . Получим

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta W_b}{W_b} \frac{W_b}{W_{\Sigma}}. \quad (\text{П.10.8})$$

Из (П.10.8) следует, что изменение частоты колебаний определяется двумя факторами:

- относительным изменением энергии, запасаемой в варикапе $\frac{\Delta W_b}{W_b}$;
- вкладом энергии варикапа в общую электрическую энергию контура $\frac{W_b}{W_{\Sigma}}$.

Легко заметить, что

$$\frac{\Delta W_b}{W_b} = \frac{\Delta C_b}{C_b}, \quad (\text{П.10.9})$$

а

$$\frac{W_b}{W_{\Sigma}} = \frac{C_b U_b^2}{C_{\Sigma} U_{\max}^2}, \quad (\text{П.10.10})$$

где C_{Σ} — суммарная емкость контура; U_{\max} — амплитуда напряжения на ней.

Подставив (П.10.9) и (П.10.10) в (П.10.8), получим

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{рез}}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C_b}{C_b} K_b.$$

Здесь введено обозначение

$$K_b = \frac{W_b}{W_{\Sigma}} - \quad (\text{П.10.10})$$

коэффициент вклада варикапа в суммарную электрическую энергию контура. Учитывая выражение для W_b и W_{Σ} , запишем формулу для коэффициента вклада K_b :

$$K_b = \frac{C_b}{C_{\Sigma}} p_b^2,$$

где $p_b = \frac{U_b}{U_{\max}}$ — коэффициент включения варикапа в контур.

Литература

1. Гольдштейн, А. Д. Электромагнитные поля и волны / А. Д. Гольдштейн, Н. В. Зернов. — М. : Советское радио, 1971.
2. Тихонов, А. Н. Уравнения математической физики / А. Н. Тихонов, А. А. Самарский. — М. : Наука, 1972.
3. Ерохин, Г. А. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Г. А. Ерохин [и др.]. — М. : Горячая линия — Телеком, 2004.
4. Романюк, В. А. Синтезаторы частот на основе автогенератора с ФАПЧ / В. А. Романюк. — М. : изд. МИЭТ, 2005.
5. Петров, Б. Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах / Б. Е. Петров, В. А. Романюк. — М. : Высшая школа, 1989.
6. Галкин, В. А. Цифровая мобильная радиосвязь / В. А. Галкин. — М. : Горячая линия — Телеком, 2007.
7. Шахнович, И. Современные технологии беспроводной связи / И. Шахнович. — М. : Техносфера, 2006.
8. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов / Н. И. Бронштейн, К. А. Семеняев. — М. : Наука, 1980.



Наши книги можно приобрести:

Учебным заведениям и библиотекам:

в отделе по работе с вузами

тел.: (495) 744-00-12, e-mail: vuz@urait.ru

Частным лицам:

список магазинов смотрите на сайте urait.ru

в разделе «Частным лицам»

Магазинам и корпоративным клиентам:

в отделе продаж

тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru

Отзывы об издании присылайте в редакцию

e-mail: red@urait.ru

**Новые издания и дополнительные материалы доступны
в электронной библиотечной системе «Юрайт»
biblio-online.ru**

Учебное издание

Романюк Виталий Александрович

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Учебник для СПО

Формат 60×90^{1/16}.

Гарнитура «Charter». Печать цифровая.

Усл. печ. л. 18,00.

ООО «Издательство Юрайт»

111123, г. Москва, ул. Плеханова, д. 4а.

Тел.: (495) 744-00-12. E-mail: izdat@urait.ru, www.urait.ru