

А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебное пособие к курсовому
проектированию



Владимир – 2019

Изложены вопросы схемотехнического проектирования устройств генерирования и формирования сигналов. Рассмотрены методы формирования сигналов и особенности проектирования радиопередающих устройств. Приведены методики расчета основных узлов радиопередатчиков.

Учебное пособие предназначено для студентов и магистрантов направлений обучения "Радиотехника" и "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", а также может быть полезно специалистам в области разработки радиоэлектронной аппаратуры.

ISBN 978-5-9984-1032-1

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

А. Г. САМОЙЛОВ С. А. САМОЙЛОВ

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебное пособие к курсовому проектированию



Владимир 2019

УДК 621.396
ББК 32.844
С17

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор
зав. кафедрой радиотехнических систем
Рязанского государственного радиотехнического университета
В. И. Кошелев

Доктор технических наук, профессор
профессор кафедры радиотехники
Нижегородского государственного университета имени Н. И. Лобачевского
И. Я. Орлов

Издается по решению редакционно-издательского совета ВлГУ

Самойлов, А. Г. Методы и устройства формирования сиг-
С17 налов : учеб. пособие к курсовому проектированию / А. Г. Са-
мойлов, С. А. Самойлов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г.
Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2019. – 200 с.
ISBN 978-5-9984-1032-1

Изложены вопросы схемотехнического проектирования устройств и формирования сигналов. Рассмотрены методы формирования сигналов и особенности проектирования радиопередающих устройств. Приведены методики расчета основных узлов радиопередатчиков.

Предназначено для студентов направлений 11.03.01 – Радиотехника, 11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи при выполнении ими курсовых проектов и может быть полезно специалистам по разработке радиоэлектронной аппаратуры.

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС ВО.

Табл. 3. Ил. 163. Библиогр.: 37 назв.

УДК 621.396
ББК 32.844

ISBN 978-5-9984-1032-1

© ВлГУ, 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	5
ПРЕДИСЛОВИЕ.....	7
Глава 1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ	8
1.1. Техническое задание на проект	8
1.2. Отчетная документация по проекту.....	9
1.3. Сроки выполнения проекта.....	9
1.4. Типовые задания на проектирование.....	10
Глава 2. РАЗРАБОТКА СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА.....	11
2.1. Выбор и обоснование структурной схемы	11
2.2. Выбор активных элементов усилителя мощности	13
2.3. Разработка принципиальной схемы усилителя мощности.....	18
2.4. Узкополосные цепи согласования каскадов	21
2.5. Широкополосные цепи согласования каскадов.....	25
Глава 3. РАЗРАБОТКА АВТОГЕНЕРАТОРА И СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ	37
3.1. Автогенераторы.....	37
3.2. Стабильность частоты автогенераторов.....	44
3.3. Автогенераторы СВЧ и миллиметрового диапазонов	51
3.4. Разработка синтезатора частоты	60
Глава 4. РАЗРАБОТКА СХЕМ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ....	65
4.1. Сложение мощностей усилительных каскадов. Синфазные мостовые схемы.....	65
4.2. Квадратурные мостовые схемы сложения мощностей	74

Глава 5. МОДУЛЯТОРЫ СИГНАЛОВ	81
5.1. Аналоговые виды модуляции	81
5.2. Дискретизация сигналов. Цифровые виды модуляции	116
5.3. Амплитудная, частотная и фазовая манипуляции.....	131
5.4. Квадратурные виды модуляции	140
5.5. Цифровые виды модуляции с применением кодирования.....	149
5.6. Методы модуляции с расширением спектра.....	154
Глава 6. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ ПРОЕКТА	166
6.1. Расчет индуктивностей.....	166
6.2. Методика расчета мощного каскада усиления на биполярном транзисторе.....	170
6.3. Методика расчета квадратурных полосковых мостов с лицевой связью	175
6.4. Расчет звеньев цепей согласования и фильтров	178
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	181
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	185
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	186
ПРИЛОЖЕНИЯ	189
Приложение 1. Отечественные биполярные транзисторы	189
Приложение 2. Отечественные полевые транзисторы.....	194
Приложение 3. Функции Берга.....	199

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ASK – амплитудная манипуляция
BPSK – двоичная фазовая модуляция
CDMA – множественный доступ с кодовым разделением каналов
FSK – фазовая манипуляция
LPD – режим с низкой вероятностью детектирования
MFSK – многочастотная манипуляция
M-QAM – многопозиционная квадратурная амплитудная модуляция
OQPSK – офсетная квадратурная фазовая модуляция
QPSK – квадратурная фазовая модуляция
TCM – треллис-модуляция
АИМ – амплитудно-импульсная модуляция
АМ – амплитудная модуляция
АПЧ – автоподстройка частоты
АФМ – амплитудно-фазовая манипуляция
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
АЭ – активный элемент
БМ – балансная модуляция
БММВ – ближние миллиметровые волны
ГВВ – генератор с внешним возбуждением
ГНВ – генератор с независимым возбуждением
ГУН – генератор, управляемый напряжением
ДИМ – модуляция по длительности
ДМ – дельта-модуляция
ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления
ИКМ – импульсно-кодовая модуляция
ИФД – импульсно-фазовый дискриминатор
КАМ – квадратурная амплитудная модуляция
КГ – кварцевый генератор
ЛПД – лавинно-пролетный диод
ММВ – миллиметровые волны
МНПСП – модуляция несущей псевдослучайной последовательностью
НГ – режим непрерывной генерации
НР – недонапряженный режим
ОБ – схема с общей базой
ОБП – модуляция с одной боковой полосой

ОМ – однополосная модуляция
ОФМ – относительная фазовая модуляция
ОФТ – относительная фазовая телеграфия
ОЭ – схема с общим эмиттером
ПНР – перенапряженный режим
ПОК – паразитная амплитудная и фазовая модуляция
ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочей частоты
ПРД – передатчик
ПРМ – приемник
ПСПИ – псевдослучайная последовательность импульсов
РЧ – радиочастотное колебание
РПДУ – радиопередающее устройство
СВЧ – сверхвысокие частоты
СКК – сигнально-кодовая конструкция
СКО – среднеквадратичная ошибка
СМХ – статическая модуляционная характеристика
ТДЛ – трансформаторы типа длинных линий
ТКЕ – температурный коэффициент емкости
ТКИ – температурный коэффициент индуктивности
ТКЧ – температурный коэффициент частоты
УМ – угловая модуляция
УМ – усилитель мощности
УМК – усилитель модулированных колебаний
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты
ФИМ – фазо-импульсная модуляция
ФМ – фазовая модуляция
ФНЧ – фильтр низких частот
ФЧХ – фазо-частотная характеристика
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь
ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор
ЦС – цепь согласования
ЧАПЧ – частотная автоподстройка частоты
ЧИМ – частотно-импульсная модуляция
ЧМ – частотная модуляция
ЧММС – частотная манипуляция с минимальным сдвигом
ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ПРЕДИСЛОВИЕ

Дисциплина «Методы и устройства формирования сигналов» – базовая для направлений «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» – относится к основному профессиональному циклу. Изучая её, студенты усваивают методы формирования сигналов различных диапазонов волн при разных видах модуляции и знакомятся с принципами схемотехнического построения радиопередающих устройств. Изучению предмета способствуют лекции, лабораторные занятия и курсовое проектирование.

Предлагаемое учебное пособие ставит своей задачей ознакомление студентов с основными принципами и физическими явлениями при формировании сигналов в радиопередающих устройствах различного назначения, а также со схемотехническими решениями основных узлов устройств формирования сигналов. Студенты осваивают схемотехнические решения генераторов, синтезаторов частоты, усилителей, модуляторов, умножителей частоты, цепей согласования каскадов, схем сложения мощностей, устройств защиты усилительных каскадов от перегрузок.

Цель курсового проектирования – развитие у студентов практических навыков разработки радиопередающих устройств, включая тракты генерирования сигналов, усиления мощности и модуляции различного вида – аналогового и цифрового. При выполнении проекта студенты кроме приемов разработки схемотехнических решений усваивают правила оформления основной конструкторской документации. Тематика курсового проекта охватывает весь материал дисциплины, что позволяет студенту проявить свои компетенции в рамках изучаемого материала.

Курсовой проект служит средством контроля знаний студентов по дисциплинам профессионального цикла, поэтому требует глубокой самостоятельной подготовки.

В конце пособия в приложении приводятся справочные данные, необходимые для выполнения курсового проекта.

Глава 1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ

1.1. Техническое задание на проект

Задание на проект выдает преподаватель не позднее шестой недели учебного семестра в соответствии с типовыми вариантами, приведенными в таблице (п. 1.4). Возможны и индивидуальные задания, соответствующие тематике учебного курса «Методы и устройства формирования сигналов», для студентов, активно участвующих в научно-исследовательской работе.

Основные требования к проекту определяются техническим заданием на курсовой проект, которое включает в себя:

1. Разработку структурной схемы радиопередающего устройства с заданными по конкретному варианту параметрами.

При этом разрабатывается до уровня отдельных каскадов полная структурная схема передатчика.

2. Разработку электрической принципиальной схемы всего радиопередающего устройства.

При этом выбираются активные элементы для реализации каждого каскада и обосновывается их выбор.

3. Расчет выходного каскада передатчика. Рассчитывается выходной каскад передатчика и цепи его согласования по входу и выходу.

Выбираются стандартные комплектующие изделия – конденсаторы и резисторы, рассчитываются катушки индуктивности. Обосновывается выбор типа конденсаторов схемы, индуктивностей и дросселей. Рассчитывается конструкция индуктивностей схемы. Приводится полный перечень элементов выходного каскада.

4. Разработку конструкции выходного каскада.

Разрабатывается конструкция печатных плат входной и выходной цепей согласования и сборочная конструкция выходного каскада.

1.2. Отчетная документация по проекту

Отчетная документация по результатам выполнения проекта должна включать в себя следующее:

1. Пояснительную записку на курсовой проект.
2. Чертеж электрической принципиальной схемы всего передатчика (формат А3).
3. Чертеж конструкции выходного каскада (формат А3).

Пояснительная записка выполняется в соответствии с требованиями на учебную документацию и должна содержать:

- задание на проект;
- введение;
- расчетную часть (содержит разработку структурной и принципиальной схем передатчика, а также электрический расчет выходного каскада и его элементов);
- конструкторскую часть (содержит разработку конструкции выходного каскада и конструктивный расчет индуктивностей и цепей согласования этого каскада).

1.3. Сроки выполнения проекта

Дисциплина «Методы и устройства формирования сигналов» изучается в пятом и шестом семестрах, а курсовой проект в соответствии с федеральной государственной образовательной программой ФГОС 3+ выполняется в 6 семестре обучения.

За время семестра проводится три контролирующих рейтинга выполнения проекта, с учетом которых после защиты проекта выставляется его оценка.

По результатам первого рейтинга (на шестой неделе семестра) контролируется разработка структурной схемы заданного устройства.

Во время второго рейтинга (на 12-й неделе семестра) контролируется выполнение расчетной части проекта.

Третий рейтинг подводит итоги выполнения и защиты проекта.

1.4. Типовые задания на проектирование

№ п/п	Мощность, Вт	Перестраиваемые несущие частоты в диапазоне		Вид модуляции	Скорость передачи, Кбит/с	Модулиру- ющие частоты, кГц		Сигнал модуляции, dBm	Стабильность частоты	Сопро- тивление нагрузки, Ом	Глубина модуляции, m
		$f_{\text{мин}}$ МГц	$f_{\text{макс}}$ МГц			$F_{\text{Н}}$ кГц	$F_{\text{В}}$ кГц				
1	100	305	330	ОБП	–	0,05	15	1000	10^{-6}	50	1
2	20	900	905	QPSK	2048	–	–	20	10^{-5}	50	–
3	0,5	1900	1920	КАМ-16	8448	–	–	1,0	10^{-6}	50	–
4	500	205	220	QPSK	8448	–	–	10	10^{-4}	50	–
5	300	600	630	BPSK	2048	–	–	10	10^{-5}	50	–
6	2	1450	1480	BPSK	2048	–	–	50	10^{-5}	50	–
7	50	620	680	BPSK	8448	–	–	10	10^{-5}	50	–
8	500	450	475	QPSK	8448	–	–	20	10^{-5}	50	–
9	400	51	61	ЧМ	–	0,1	12	1000	10^{-6}	50	10
10	100	170	180	АМ	–	0,05	20	500	10^{-5}	50	1
11	200	300	310	АМ	–	0,05	15	100	10^{-5}	50	1
12	300	390	420	QPSK	8448	–	–	10	10^{-5}	50	–
13	200	175	235	ЧМ	–	0,05	20	100	10^{-5}	50	10
14	100	250	300	АМ	–	0,05	15	100	10^{-4}	50	1
15	500	100	150	ЧМ	–	0,1	15	100	10^{-5}	50	10
16	300	120	130	КАМ-16	2048	–	–	100	10^{-5}	50	–
17	1000	290	330	QPSK	8448	–	–	100	10^{-5}	50	–
18	150	70	80	ОБП	2048	–	–	50	10^{-6}	50	1
19	100	450	500	ЧМ	–	0,1	15	100	10^{-5}	50	10
20	2	2000	2100	QPSK	2048	–	–	10	10^{-5}	50	–

Глава 2. РАЗРАБОТКА СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

2.1. Выбор и обоснование структурной схемы

После утверждения задания студент проводит анализ эффективных путей реализации требований технического задания. При этом производится сравнение различных методов построения радиопередающего устройства (РПДУ) с учетом возможностей практической реализации применительно к заданию. В пояснительной записке обязательно перечисляются все рассмотренные возможные пути построения РПДУ. Все решения должны приниматься путем сравнения возможных вариантов и ознакомления с уже выпущенными промышленностью образцами.

На основе теоретических знаний, полученных по лекционному курсу, и анализа литературы [1 – 6] обосновывается выбор варианта структурной схемы: многокаскадная с усилением колебаний мало мощного синтезатора частоты; многокаскадная с усилением колебаний мало мощного синтезатора частоты и построением выходного модуля РПДУ в виде схемы сложения мощностей нескольких выходных каскадов; на основе мощного автогенератора с системой автоподстройки частоты (АПЧ) и др.

На основании проведенного анализа решается задача создания проекта структурной схемы разрабатываемого РПДУ, пример которой для угловых видов модуляции и цифровых РПДУ показан на рис. 2.1.

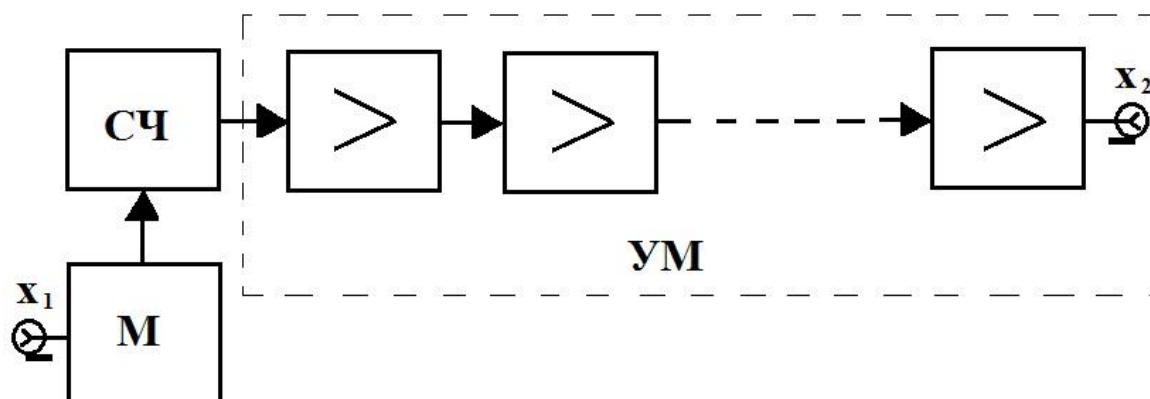


Рис. 2.1. Увеличенная структурная схема РПДУ (УМ – линейка усилителей мощности; СЧ – синтезатор частоты; М – модулятор; X_1 – разъем информационного входа; X_2 – разъем выхода РПДУ)

Из-за отсутствия точных расчетов узлов составленная таким образом структурная схема – предварительная, и в дальнейшем может возникнуть необходимость ее корректировки. При составлении структурной схемы и при выполнении расчетов приходится предварительно задаваться значениями некоторых величин: коэффициента усиления по мощности, коэффициента полезного действия, добротности. В производственных условиях эти сведения известны из предыдущих разработок или из опытно-конструктивных работ. При учебном проектировании эти сведения берутся из литературы, на которую обязательно должна быть ссылка. Если принятые в начале значения расходятся с рассчитанными, то в расчеты необходимо внести коррективы, увеличивая или уменьшая число каскадов в линейке усилителя мощности (УМ).

Рекомендуемая структурная схема радиопередающих устройств с амплитудной модуляцией приведена на рис. 2.2.

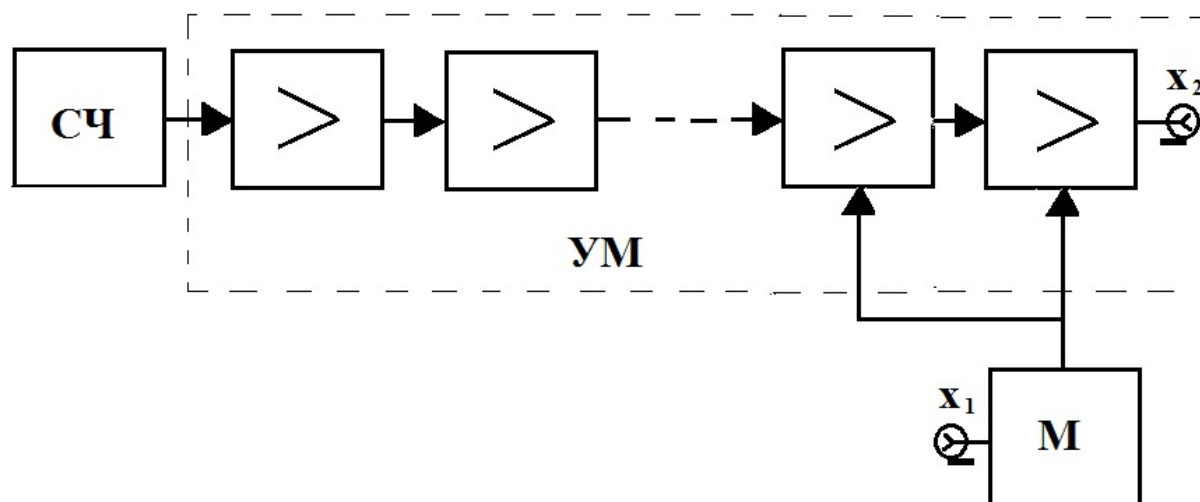


Рис. 2.2. Укрупненная структурная схема РПДУ с амплитудной модуляцией

Для передающих устройств с однополосной модуляцией структурная схема определяется выбранным методом формирования однополосного сигнала – фильтровым или фазокомпенсационным [3].

2.2. Выбор активных элементов усилителя мощности

Обосновывается выбор элементной базы для обеспечения заданной выходной мощности и частоты (электровакуумные приборы, биполярные или полевые транзисторы, лавинно-пролетные диоды, квантовые приборы СВЧ и т. д.). Активные элементы выбираются как по справочной литературе [7 – 9], так и по сайтам фирм-производителей [10 – 11]. Следует обосновывать выбор каждого активного элемента УМ с помощью определенных критериев. Критерии могут быть различными (большое усиление, типовое питание, цена и др.), и при выборе активного элемента каскада (транзистора или лампы) их следует указать.

При заданной выходной мощности менее 1 – 2 кВт РПДУ реализуют на транзисторах. При бóльшей выходной мощности рекомендуется смешанная схема, когда выходной каскад выполняют на электровакуумных приборах, а остальной тракт усиления мощности – на транзисторах и микросхемах. При выборе транзисторов следует учитывать не только характеристики транзистора по мощности и частоте, но также стремиться построить УМ с одинаковым напряжением питания для всех мощных каскадов. Это позволит сократить количество источников питания и тем самым снизить массогабаритные параметры разрабатываемого РПДУ. Напряжение питания каскадов следует выбирать в соответствии со стандартной сеткой напряжений питания, рекомендуемых ГОСТ 29322-92.

Следует выбирать все активные элементы УМ с производственным запасом по мощности не менее 10 %, что повысит ремонтпригодность РПДУ и упростит его настройку. При малых уровнях мощности каскада УМ рекомендуется применять микросхемы, выпускаемые как отечественными, так и зарубежными производителями для различных частотных диапазонов и с высокими коэффициентами усиления.

Каждый каскад УМ (в РПДУ называемый генератором с внешним возбуждением (ГВВ) из-за отличия спектра выходного сигнала от спектра входного) должен иметь стандартное сопротивление по входу и по выходу, что позволит его настраивать и регулировать при изготовлении РПДУ с помощью типовых измерительных приборов. Это также дает возможность без сложных настроек соединять вход каскада с предыдущими каскадами усиления и выход – с последующими. Для РПДУ типовое сопротивление нагрузки каскадов составляет

50 Ом. На это волновое сопротивление различными фирмами выпускается большая номенклатура коаксиальных кабелей [12, 13] и соединительных разъемов [14, 15].

Переход от входного или выходного импеданса транзистора осуществляется с помощью трансформаторов сопротивлений, которые обычно выполняют и функцию фильтрации, очищая сигнал от ненужных гармонических составляющих. Такие трансформаторы сопротивлений стали называть цепями согласования (ЦС). Ниже мы рассмотрим их расчет подробно.

На основании выполненного выбора варианта построения РПДУ и типа активных элементов разрабатывается проект структурной схемы. При этом схема, показанная на рис. 2.1, дополняется входными и выходными цепями согласования, фильтром гармоник, при необходимости – мостовыми схемами, циркулятором и аттенюаторами. Разработка ведется последовательно от мощного каскада, работающего на нагрузку; затем предварительного, возбуждающего выходной каскад, и так далее до синтезатора частот, который может обеспечить выходную мощность от 1 до 50 мВт (0 – 17 дБм).

Далее выбирается схема выходного каскада и его цепей согласования, удовлетворяющих требованиям фильтрации побочных излучений. Рассматривается необходимость подключения в УМ выходного фильтра гармоник и циркулятора для связи с нагрузкой.

Режим работы усилителя определяется положением рабочей точки на характеристике передачи тока усилительным элементом, таким как транзистор или электронная лампа. Достаточно часто режим работы усилителя называется классом работы. Стандартизированной классификации режимов работы УМ нет, и в литературе классы усиления часто обозначают буквами – режим А, режим АВ, режим С и т. д. Однако в радиопередающих устройствах сложились свои обозначения режимов работы усилительных каскадов (недонапряженный (ННР), критический (КР), перенапряженный (ПНР), ключевой (КлР)), учитывающих наличие или отсутствие токов во входной цепи активного элемента. Практически режим ГВВ определяется величиной смещения, подаваемого на вход активного элемента, и выбор рабочей точки сильно влияет на основные характеристики усилителя, такие как коэффициент усиления, нелинейные искажения, коэффициент полезного действия (КПД) и др.

В инженерной практике для различных задач применяют все режимы работы, несмотря на их конкретные недостатки. Наиболее привлекателен [4 – 6] критический режим работы транзисторов в ГВВ, так как при нем максимально используется линейный участок динамической характеристики каскада, а усеченный сигнал на выходе имеет максимальную амплитуду при минимальных искажениях.

Подбирая напряжения смещения и возбуждения каскада, а также напряжение коллекторного питания, всегда можно получить необходимый в заданной нагрузке режим. С точки зрения получения максимальной выходной мощности и высокого КПД более выгоден критический или слабоперенапряженный режимы. Рекомендуемый режим – критический, так как в этом случае возможен более высокий КПД (обычно выше 50 %).

При недоиспользовании транзисторов по частоте можно применить ключевой режим, когда транзистор переходит из режима отсечки в режим ограничения и каскад работает с КПД до 90 %. Диаграммы коллекторного тока (рис. 2.3, а) и напряжения (рис. 2.3, б), приведенные на рис. 2.3, показывают, что в ключевом режиме малое u_0 при большом токе через транзистор держится весь рабочий такт и КПД достаточно высок. Однако для гармонических сигналов рост КПД в ключевом режиме возможен только до 81 % из-за необходимости фильтрации в дальнейшем ненужных гармоник сигнала.

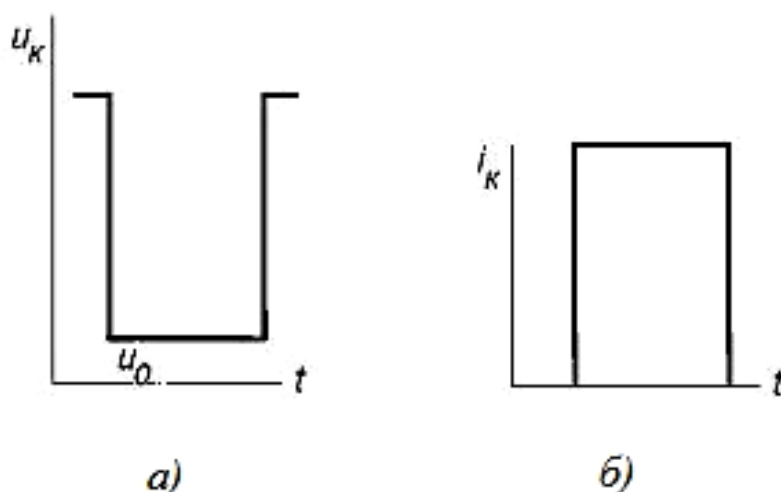


Рис. 2.3. Диаграммы коллекторного тока и напряжения транзистора в ключевом режиме

Работа на контурную нагрузку снижает КПД, поскольку 19 % энергии прямоугольного импульса приходится на фильтруемые высшие гармоники. Поэтому ключевой режим особенно выгоден для низких частот, особенно при работе транзистора на резистивную нагрузку.

Выигрыш реализуется только при недоиспользовании транзистора по частоте, когда время переключения из режима отсечки в режим насыщения многократно меньше длительности импульса, так как из-за инерционности переключения резко растут потери энергии.

Выбирается тип активного элемента выходного каскада и по его техническим параметрам находится возможный коэффициент усиления по мощности K_p . Зная требуемую мощность сигнала на выходе $P_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления каскада, несложно определить необходимую этому каскаду входную мощность полезного сигнала $P_{\text{вх}} = P_{\text{вых}} / K_p$.

Нагрузка влияет на параметры каскада, и это влияние определяют с помощью нагрузочных характеристик. Они представляют собой зависимости токов (рис. 2.4, а), напряжений (рис. 2.4, б), мощностей и других энергетических параметров от величины сопротивления нагрузки при неизменных напряжениях питания $E_{\text{ко}}$ и входного возбуждения $U_{\text{вх}}$, как показано на рис. 2.4.

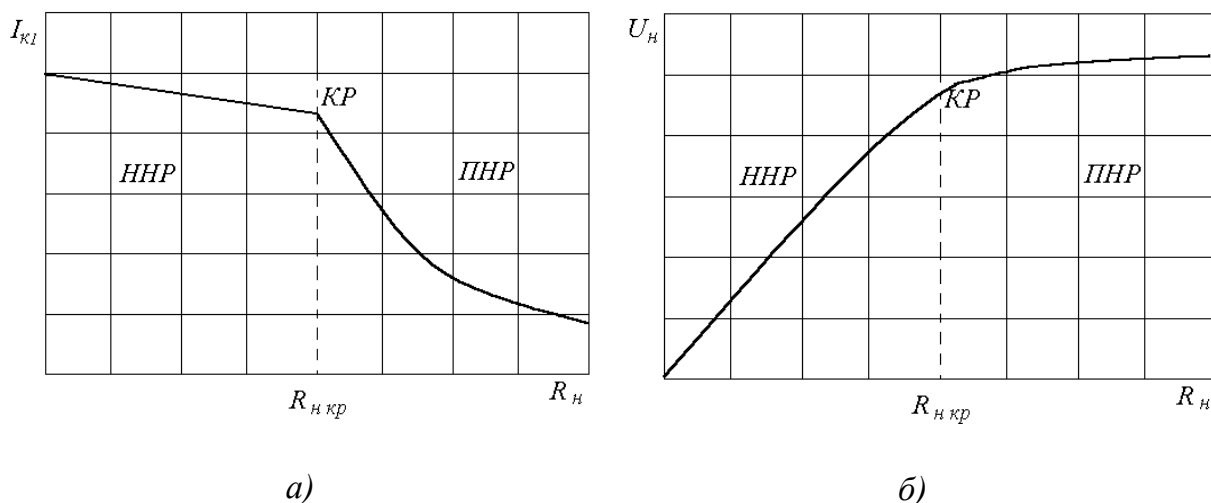


Рис. 2.4. Зависимости тока коллектора и напряжения на нагрузке каскада от величины сопротивления нагрузки

Так как нагрузка должна потреблять мощность усищаемого транзистором сигнала, ее сопротивление должно быть вещественным

$Z_H = R_H$. Напряжение на нагрузке $U_H = R_H I_{к1}$, но амплитуда тока $I_{к1}$ зависит от напряжения на коллекторе, поэтому нагрузочные характеристики $I_{к1}(R_H)$ и $U_H(R_H)$, показанные на рис. 2.4 соответственно, имеют сложный вид. Фактически усилительный каскад, в РПДУ чаще называемый генератором с внешним возбуждением, в недонапряженном режиме (ННР) работы является генератором тока, а в перенапряженном режиме (ПНР) – генератором напряжения

Энергетические нагрузочные характеристики представлены на рис. 2.5. Полезная мощность $P_{к1}$, определяемая произведением тока $I_{к1}$ на напряжение на нагрузке U_H , будет иметь экстремум в области критического режима работы транзистора при нагрузке $R_{Hкр}$.

Мощность, рассеиваемая на транзисторе, в соответствии с балансом мощностей определяется как разность $P_{расс} = P_0 - P_{к1}$ и имеет вид непрерывно убывающей функции. Она не должна превышать предельно допустимую мощность рассеивания на транзисторе, определяемую как

$$P_{расс} = (T_{п} - T_{с})/Rt,$$

где $T_{п}$ – допустимая температура перехода транзистора; $T_{с}$ – температура окружающей среды во время работы; Rt – тепловое сопротивление перехода транзистора.

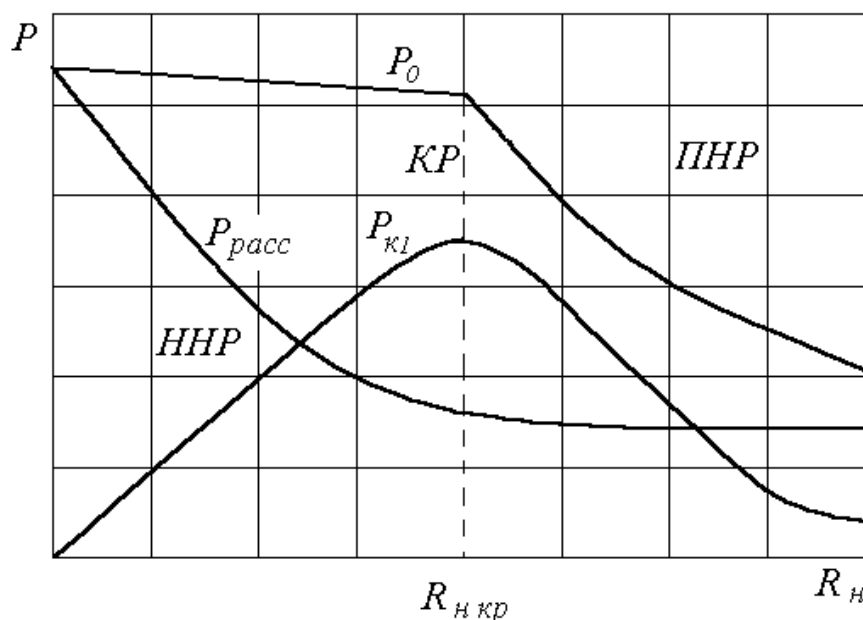


Рис. 2.5. Зависимость энергетических характеристик ГВВ от сопротивления нагрузки

После выбора активного элемента выходного каскада УМ выбирается тип активного элемента предвыходного каскада, при этом для учета потерь в цепях согласования его выходная мощность должна быть больше $P_{\text{вх}}$ выходного каскада ГВВ на величину от 5 до 10 % в зависимости от ширины заданной полосы частот. Аналогично выбираются активные элементы остальных каскадов линейки усиления мощности и ориентировочно определяются необходимые выходные и требуемые входные мощности сигнала на каждом каскаде усиления с учетом возможных потерь в цепях согласования и мостовых схемах.

В результате выбора активных элементов и выполненных расчетов составляется структурная схема УМ. На выходном разъеме должна обеспечиваться заданная выходная мощность, а входная мощность УМ, поступающая на первый каскад УМ, должна находиться в пределах от 0 до 17 дБм. Такую мощность может обеспечить сам синтезатор частоты.

Из-за приближенных расчетов узлов составленная таким образом структурная схема предварительна, и в дальнейшем может возникнуть необходимость ее корректировки. При составлении структурной схемы и при выполнении расчетов приходится предварительно задаваться значениями некоторых величин: коэффициента усиления по мощности, коэффициента полезного действия, добротности. В производственных условиях эти сведения известны из опытно-конструкторских работ. При учебном проектировании эти сведения берутся из литературы, на которую обязательно должна быть ссылка. Если принятые в начале значения расходятся с рассчитанными, то в расчеты необходимо внести коррективы, увеличивая или уменьшая число маломощных каскадов в линейке УМ.

2.3. Разработка принципиальной схемы усилителя мощности

Усилители в схемах мощных генераторов с внешним возбуждением на частотах ниже 500 МГц выполняют чаще всего по схемам с общим эмиттером, так как каскад имеет большее усиление, чем в схеме с общей базой, и ему не требуется большая мощность для возбуждения. Однако на более высоких частотах применяют схемы с общей базой, поскольку в схеме с ОЭ на индуктивности вывода эмиттера возникает напряжение отрицательной обратной связи и выигрыш в усилении по сравнению со схемами в режиме с ОБ пропадает (рис. 2.6).

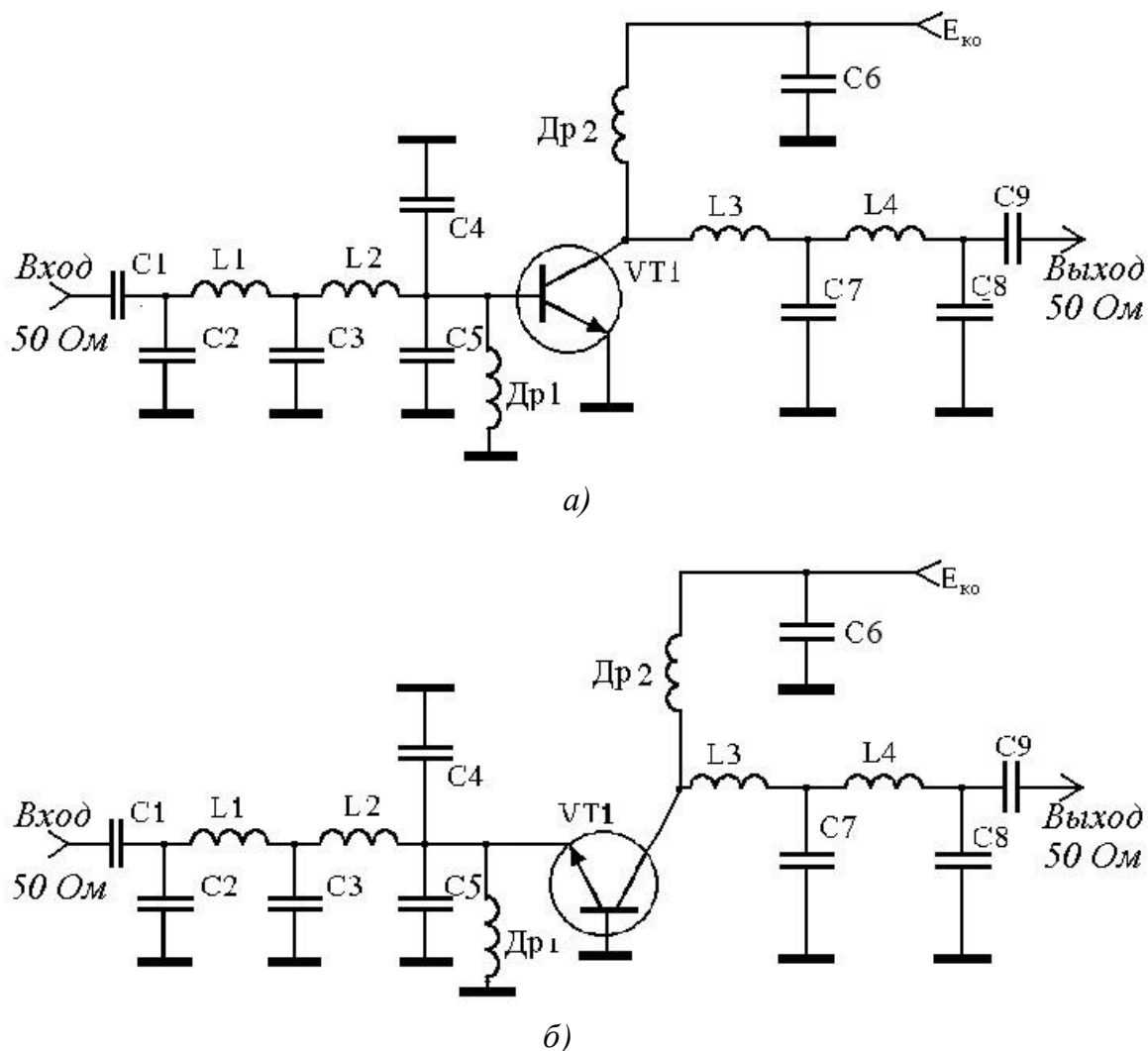


Рис. 2.6. Усилители с нулевым напряжением смещения:
а – с ОЭ; б – с ОБ

На входе и на выходе мощных усилительных каскадов устанавливают [16 – 19] согласующие цепи, трансформирующие низкие входное и выходное сопротивления транзисторов в стандартные сопротивления 50 или 75 Ом, необходимые для подключения нагрузки и измерительных устройств при настройке и регулировке каскада.

У большинства мощных транзисторов эмиттер соединен с радиатором, а у некоторых с радиатором соединен базовый вывод, что также указывает на выбор схемы усилительного модуля. Каскады ГВВ рассчитывают обычно для энергетически выгодного критического режима, что, как показывает практика, обеспечивает коэффициент полезного действия не ниже 50 % при работе усилителя с полосой пропускания по частоте до половины октавы.

Если нет необходимости в защите каскада путем адаптивного управления напряжением смещения, то выгодно [19] работать с нулевым смещением, соединяя вход транзистора с корпусом через дроссель $Dp1$, как показано на хорошо себя зарекомендовавших схемах, изображенных на рис. 2.6 с узкополосными цепями согласования (ЦС) по входу и выходу.

На СВЧ дроссели $Dp1$, $Dp2$ имеют сравнительно небольшие по величине индуктивности, и их обычно изготавливают по такой же технологии, что и индуктивности $L1 - L4$ цепей согласования. В цепи коллекторного питания $E_{ко}$ рекомендуется после дросселя $Dp2$ и конденсатора $C7$ устанавливать последовательно дополнительные фильтры (например, для каскадов мощностью до 100 Вт типа Б23А, ослабляющие сигналы высокой частоты в диапазоне частот до 1500 МГц на 35 – 50 дБ).

В диапазоне СВЧ предпочтение отдается включению транзисторов по схеме с ОБ, показанной на рис. 2.6, б. При таком включении транзистора требуется повышенная по сравнению со схемой с ОЭ (рис. 2.6, а) мощность возбуждения, но значительно уменьшается склонность каскада к самовозбуждению.

Следует также определиться с местом установки разделительных конденсаторов $C1$ и $C9$. Если их располагать ближе к транзистору, то через них необходимо будет пропускать значительно бóльший переменный ток, так как ближе к транзистору сопротивление входа и выхода мощного каскада существенно меньше 50 Ом, а мощность $P = I^2 R$. Большой ток потребует увеличения габаритов конденсаторов. При установке разделительных конденсаторов, как показано на рис. 2.6, на индуктивностях $L1 - L4$ будет присутствовать постоянная составляющая напряжения питания цепей базы и коллектора, что при малых величинах, питающих транзистор напряжений, совсем не опасно, зато ток через разделительные конденсаторы будет в несколько раз меньше и габариты конденсатора будут приемлемыми.

Весь тракт усиления ГВВ можно построить по схемам, приведенным на рис. 2.6, однако для работы ГВВ в нужном режиме можно использовать и схемы с внешним смещением, как показано на рис. 2.7.

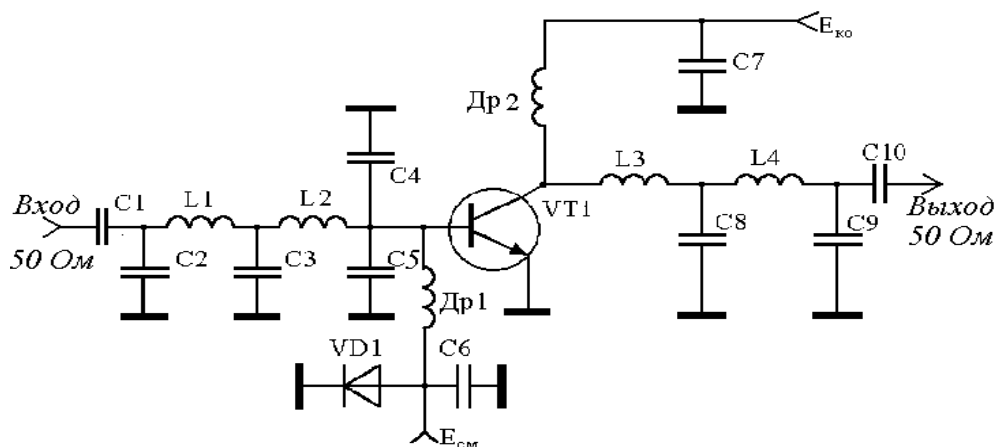


Рис. 2.7. Типовая схема ГВВ с внешним смещением

Конденсатор ближайшего к транзистору П-образного входного звена цепи согласования для конструктивного удобства разделен на две части: $C4 = C5$ и учитывает входную емкость транзистора. Диод VD1 выполняет функции пассивной защиты входной цепи от перегрузок по постоянному напряжению, так как, открываясь, не позволяет положительному постоянному напряжению на базовом переходе превысить значение $+1,0$ В, поскольку большинство транзисторов имеют предельно допустимое входное напряжение не выше 5 В. Конденсатор C6 защищает источник смещения от сигналов высокой частоты. Диод VD1 рекомендуется выбирать мощный, так как он практически закорачивает источник смещения.

При невозможности обеспечить требуемую на выходе полезную мощность рекомендуется применять мостовые схемы сложения мощностей [16], суммирующие мощности двух, четырех, восьми или даже 16 усилительных каскадов, аналогичных показанным на рис. 2.6. Принципы их построения и возможности применения рассмотрены в гл. 4.

2.4. Узкополосные цепи согласования каскадов

Для работы ГВВ в результирующем режиме важна трансформация сопротивлений в величину сопротивления $R_{н кр}$, что обеспечивает работу в эффективном критическом режиме. Поэтому нагрузку транзистора необходимо выбирать по нагрузочной характеристике ГВВ и обеспечивать включение на выход ГВВ $R_{н кр}$. Однако сопротивление реального потребителя почти всегда не равно

$R_{н кр}$, и желательно также иметь на выходе каскада стандартное сопротивление (50 Ом), чтобы была возможность при настройке использовать типовые поглотители энергии и эквиваленты антенны, а также пользоваться измерительными приборами, имеющими стандартизованные входные сопротивления.

Чтобы трансформировать сопротивление 50 Ом в требуемое сопротивление $R_{н кр}$, между нагрузкой и активным элементом располагают трансформатор сопротивлений, получивший [16] наименование цепи согласования (ЦС). Кроме трансформации сопротивлений, ЦС обеспечивает заданные частотные характеристики и фильтрует гармоники сигнала, что необходимо при работе ГВВ с отсечкой.

Выполняя эти функции, ЦС не должна сама потреблять энергию полезного сигнала, а значит реализовывать ее необходимо на реактивных элементах, не потребляющих энергию. Добротность этих элементов должна быть максимальной для наиболее полной передачи энергии сигнала в нагрузку.

Различают ЦС, работающие на фиксированных частотах и в полосе частот. Требования, предъявляемые к различным ЦС, противоречивы, поэтому для ГВВ малой мощности более важна трансформация сопротивлений в величину сопротивления $R_{н кр}$, а для мощных ГВВ требованием уменьшения уровня высших гармоник сигнала пренебрегать нельзя, что особенно важно для выходных каскадов телекоммуникационной аппаратуры.

Поскольку $P = I^2 R = \frac{U^2}{R}$, то на выходе мощного транзистора протекают большие токи, так как величина переменного напряжения ограничена сравнительно низким напряжением питания транзисторов и выходное сопротивление ГВВ (R) мало. При большой выходной мощности ГВВ на стандартной нагрузке в 50 или 75 Ом наблюдается высокое напряжение, что накладывает определенные ограничения на выбор типов применяемых конденсаторов и конструкцию используемых индуктивностей.

При изготовлении планарных индуктивностей методами травления следует помнить, что ширина дорожки из медной фольги толщиной 50 мкм не должна быть менее 0,5 мм на 1 А протекающего через индуктивность тока. Пробойное напряжение на 1 см сухого воздуха составляет 30 кВ.

Различают ЦС, работающие на фиксированных частотах и в полосе частот. В зависимости от ширины полосы частот полезного сигнала их разделяют на узкополосные (для спектра сигнала не шире $f_0 \pm 20\%$) и широкополосные. Принципы построения узкополосных и широкополосных ЦС различны. В качестве узкополосных трансформаторов сопротивлений часто [16, 17] используют звенья Г (рис. 2.8, а), П (рис. 2.8, б) и реже Т (рис. 2.8, в) типов, как показано на рис. 2.8 соответственно.

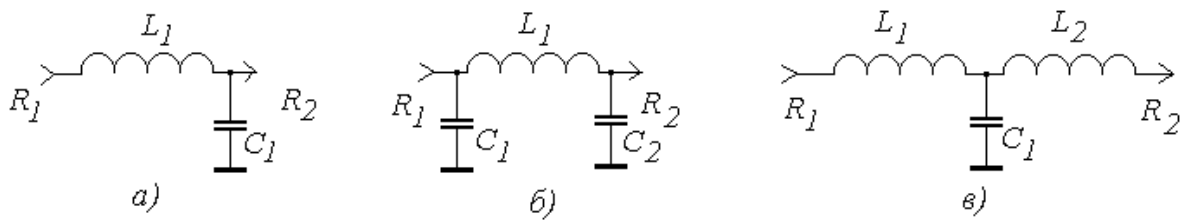


Рис. 2.8. Простейшие звенья цепей согласования

Звенья типа Т используют реже, поскольку они содержат две индуктивности, добротность которых из-за потерь на излучение обычно ниже добротности конденсаторов.

Коэффициент трансформации сопротивлений K_R одного звена вида Г, П или Т может достигать величины $K_R = 100$, но в целях сохранения высоких фильтрующих способностей звена рекомендуется, чтобы коэффициент трансформации сопротивлений одного звена не превышал значение 10.

При необходимости иметь большую трансформацию сопротивлений звенья включают последовательно, как показано на рис. 2.9, выбирая для расчетов трехзвенной цепи промежуточное значение сопротивлений между звеньями по правилам

$$R^1 = (R_1 - R_2)^{1/3}, \quad R^2 = (R^1)^2,$$

где R_1 – большее сопротивление ЦС; R_2 – меньшее сопротивление ЦС; R^1 – промежуточное сопротивление на выходе первого звена ЦС; R^2 – промежуточное сопротивление на выходе второго звена ЦС.

При этом каждое звено трансформирует сопротивление в одинаковое число раз, улучшаются фильтрующие свойства ЦС и увеличивается полоса пропускаемых частот. Особенно это важно для ЦС, стоящих в выходных цепях транзисторов, так как при работе с отсечкой фильтрация во входных цепях каскадов не требует высокого

качества, но в выходных цепях каскадов к ней предъявляются повышенные требования. Поэтому рекомендуется во входных ЦС применять два звена, а в выходных – три.

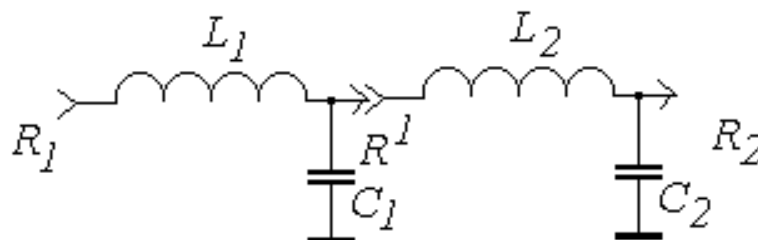


Рис. 2.9. Трансформатор сопротивлений
в $K_R = K_{R1}K_{R2}$ раз

Простейшие цепи рассчитываются на центральную частоту используемого диапазона сигналов f_0 , и по мере удаления от нее качество трансформации сопротивлений, а значит и согласования, уменьшается. Полоса пропускания ЦС зависит от добротности ее звеньев. Без особых ухищрений по технологии изготовления индуктивностей достигается полоса пропускания трехзвенной ЦС по уровню 0,707 на $\pm 20\%$ от центральной частоты f_0 .

При построении многозвенных ЦС возникает вопрос, где выгоднее расположить разделительные конденсаторы, позволяющие отделить от нагрузки постоянную составляющую питания каскада ГВВ? Из тех соображений, что конденсаторы легче реализовывать на повышенное напряжение, чем на большие реактивные токи, следует устанавливать разделительные конденсаторы в той части ЦС, где выше сопротивление. В этом случае габариты разделительной емкости будут меньше, чем при включении ее в точке с минимальным сопротивлением.

Расчет элементов простейших ЦС несложен. Например, для схемы, изображенной на рис. 2.8, а при $R_2 > R_1$ расчетные формулы имеют вид [16]

$$L_1 = \frac{\sqrt{R_1(R_2 - R_1)}}{2\pi f}, \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}}}.$$

Для схемы, изображенной на рис. 2.8, б и рис. 2.8, в при $R_2 > R_1$ расчетные выражения:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{R_1 R_2}}, \quad L_1 = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi f}.$$

Необходимо отметить достоинство простых узкополосных ЦС, которое заключается в том, что они позволяют нейтрализовать некоторые реактивные параметры транзисторов. Например, подключение к коллектору ЦС типа Г или Т позволяет, выбирая номинал L_1 ЦС меньшим на величину индуктивности вывода коллектора, исключить негативное влияние этой индуктивности на усиление каскада. Аналогично П-образная ЦС дает возможность скомпенсировать входную емкость транзистора и уменьшить ее негативное влияние.

Потери энергии в ЦС трудно рассчитать [17], так как их величина во многом зависит от конструкторской реализации индуктивностей. Экспериментальные исследования показали, что потери в трехзвенных цепях согласования при коэффициенте трансформации каждого звена $K_R < 10$ обычно не превышают 1 – 3 % для ЦС с полосковыми индуктивностями и менее 5 % для индуктивностей катушечного типа, но плавно возрастают при $K_R > 10$.

ЦС рекомендуется применять в микрополосковом исполнении [18] или (при большой величине индуктивности) бескаркасными из медного провода диаметром не менее 0,6 мм для обеспечения жесткости и избавления от дополнительных потерь от каркаса.

2.5. Широкополосные цепи согласования каскадов

Широкополосные цепи согласования требуются при усилении сигналов с большой базой, активно применяющихся при цифровой передаче информации и в телевидении. Если ЦС включена между источником сигнала с внутренним сопротивлением R_G и нагрузкой с сопротивлением R_H , то в широком диапазоне частот нейтрализовать реактивности ГВВ и нагрузки полностью не удастся и возможны схемы без нейтрализации выходной емкости генератора сигнала C_G или без нейтрализации индуктивности нагрузки L_H , как показано на рис. 2.10, а и рис. 2.10, б соответственно.

Мощность генератора распадается на потребляемую нагрузкой P_H и отраженную от нее $P_{\text{отр}}$ из-за частичного рассогласования:

$$P_{\Gamma} = P_H + P_{\text{отр}}, \text{ или } 1 = \frac{P_H}{P_{\Gamma}} + \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\Gamma}} = |t|^2 + |\Gamma|^2,$$

где $|\Gamma| = \frac{Z_{\Gamma} - Z_H^*}{Z_{\Gamma} + Z_H}$ – коэффициент отражения; $|t|$ – коэффициент передачи;

$$B = \frac{1}{|\Gamma|^2} \text{ – функция затухания; } b_3 = 10 \lg\left(\frac{1}{|t|^2}\right) \text{ – рабочее затухание.}$$

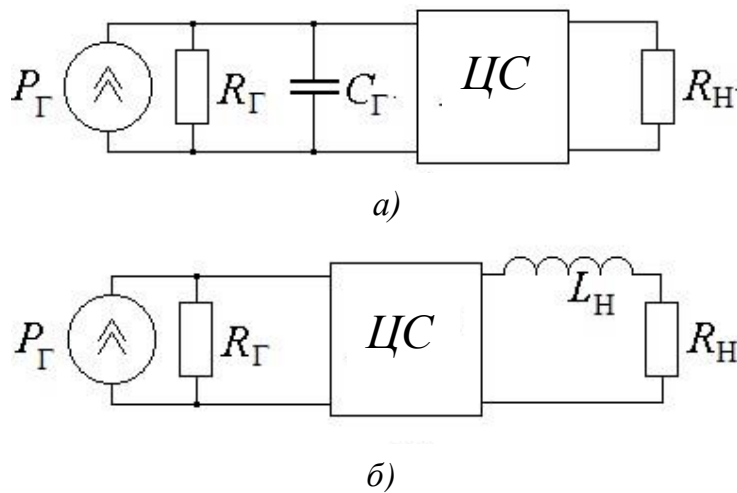


Рис. 2.10. Схемы включения широкополосных цепей согласования

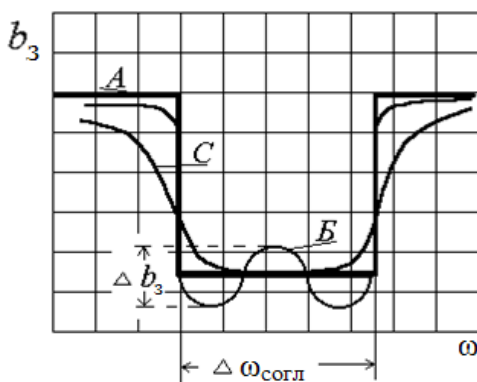


Рис. 2.11. Частотные характеристики рабочего затухания

Частотные характеристики рабочего затухания широкополосного усилительного каскада представлены на рис. 2.11 для разных методов согласования.

Ломаная линия *A* характеризует идеальное согласование в заданной полосе частот. Кривая *B* характеризует согласование с равномерно-колебательной характеристикой затухания в полосе частот согласования, и кривая *C* – с максимально гладкой. При обеспечении согласования в полосе частот более октавы инженерам приходится чем-либо поступаться.

Если синтезируется ЦС с максимально гладкой характеристикой затухания в полосе рабочих частот, то переход к нерабочим частотам будет плавным и фильтрация побочных частот вблизи рабочего диапазона будет ослаблена. Если же применить методы расчета ЦС, позволяющие установить резкий переход от рабочих частот к фильтруемым, то в пределах рабочей полосы будет наблюдаться неравномерность затухания Δb_3 .

Фано вывел формулы, связывающие максимальную полосу частот с мерой рассогласования $|\Gamma|$ для схем, показанных на рис. 2.10:

$$\Delta\omega_{\text{согл}} = \begin{cases} \pi \left[R_{\Gamma} C_{\Gamma} \ln \frac{1}{|\Gamma|} \right]^{-1} \\ \pi \left[(L_{\text{H}} / R_{\text{H}}) \ln \frac{1}{|\Gamma|} \right]^{-1} \end{cases}$$

Реализуют широкополосные ЦС с помощью полиномиальных цепей, которые представляют собой цепочки соединенных фильтров k и m типов с сопротивлениями Z и проводимостями Y , как схематично показано на рис. 2.12. Такие фильтры называют лестничными, так как для их входной проводимости справедлива формула, внешне напоминающая лестницу.

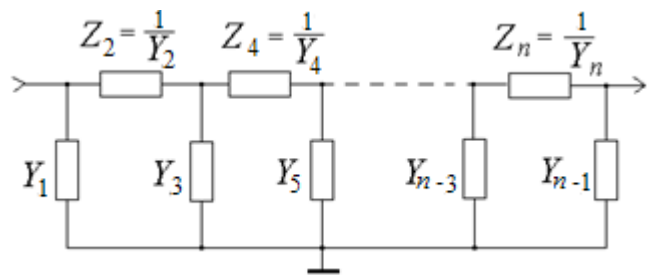


Рис. 2.12. Лестничный фильтр

Входная проводимость лестничного фильтра описывается выражением, величина которого зависит от количества звеньев в фильтре, и расчет таких фильтров достаточно сложен.

$$Y_{\text{вх}} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} = Y_1 + \frac{1}{Z_2 + \frac{1}{Y_3 + \frac{1}{Z_4 + \frac{1}{Y_5 + \frac{1}{Z_6 + \dots}}}}}$$

Различают полиномиальные фильтры (рис. 2.13, а), квазиполиномиальные (рис. 2.13, б) и со всплесками затухания (рис. 2.13, в).

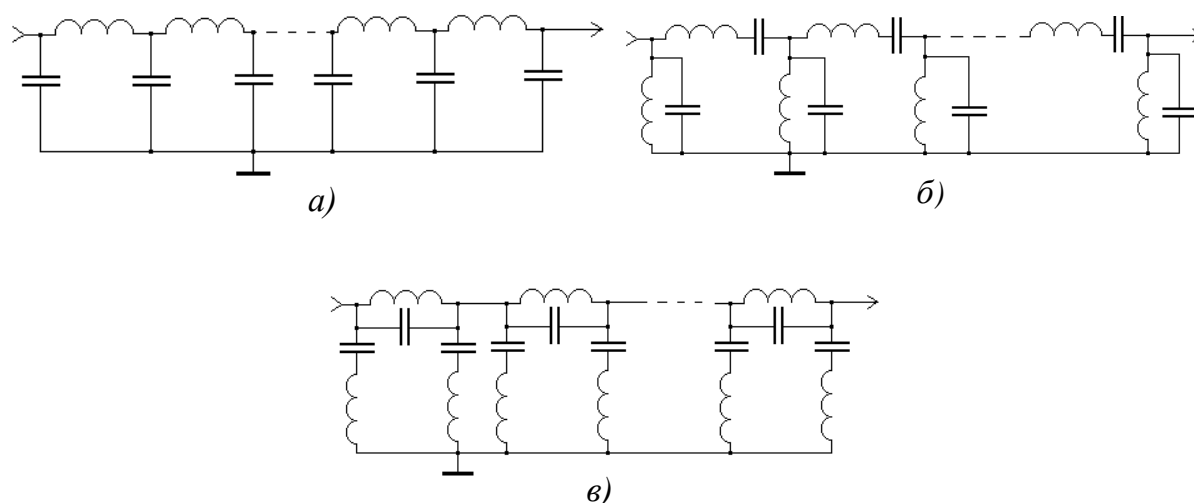


Рис. 2.13. Виды лестничных фильтров

Для расчета лестничных фильтров обычно аппроксимируют величину затухания $b_z = \frac{1}{|t|}$ полиномом и, задаваясь неравномерностью рабочего затухания, определяют количество звеньев и номиналы их элементов. Методики расчета широкополосных фильтров, которые широко применяются при обработке сигналов, приведены в специальной литературе [20].

Взаимное соединение каскадов ГВВ при широких частотных полосах согласования возможно или с помощью коммутации нескольких ЦС, построенных на полиномиальных цепях и настроенных на примыкающие интервалы частот с коэффициентами перекрытия $K_f < 1,8$, или с помощью пассивных устройств, свободных от резонансов и трансформирующих сопротивление в широкой полосе частот, но существенно ослабляющих сигнал.

Устройства коммутации полиномиальных ЦС, особенно мощных и высокочастотных, ненадежны и сложны. Эти недостатки ограничили их использование в межкаскадных цепях при $K_f > 1,8$, и сейчас такие переключаемые и перестраиваемые цепи применяют только на выходе радиопередающего устройства (РПДУ) для фильтрации гармоник и обеспечения жестких требований на побочное и внеполосное излучение широкодиапазонных передатчиков.

В межкаскадных ЦС при широкой полосе рабочих частот и коэффициенте перекрытия по частоте больше октавы стали использовать цепи согласования, трансформирующие сопротивление в широкой полосе частот без резонансов на отдельных участках этой полосы. Тракт усиления мощности строится с ЦС без фильтрации гармоник, а фильтрацию осуществляет единственный на все РПДУ широкополосный фильтр гармоник, включаемый на выходе РПДУ, реализуемый по схемам лестничных фильтров.

Межкаскадные ЦС без фильтрации обычно выполняют на устройствах с магнитопроводом из феррита, обладающим соответствующими частотными и мощностными свойствами при относительно высокой магнитной проницаемости μ и с высоким коэффициентом индуктивности A_L . Разделяют два вида таких согласующих цепей:

- трансформаторы с доминирующей магнитной связью (обычные трансформаторы на феррите);
- трансформаторы с электромагнитной связью между обмотками, образованные отрезками длинных линий.

Трансформаторы с магнитными связями. В таких трансформаторах связь между обмотками осуществляется за счет общего магнитного потока в магнитопроводе, как показано на рис. 2.14.

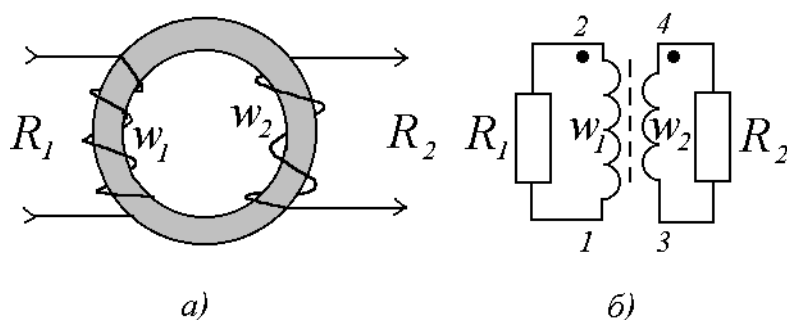


Рис. 2.14. Трансформатор: а – на ферритовом кольце; б – схема трансформатора

Коэффициент трансформации n , равный коэффициентам передачи по току K_I и по напряжению K_U , определяется отношением числа витков в обмотках, а коэффициент трансформации сопротивлений – квадратом этого отношения

$$n = K_I = K_U = \frac{w_2}{w_1}, \quad K_R = \frac{R_2}{R_1} = \frac{w_2^2}{w_1^2}.$$

В диапазоне частот до 300 МГц при сравнительно больших нагрузочных сопротивлениях (от 50 Ом до 2 кОм) трансформаторы с магнитной связью обеспечивают большие коэффициенты перекрытия по частоте [4]. В качестве сердечников высокочастотных широкополосных трансформаторов используют кольцевые сердечники из ферритов марок НН, НМ и ВЧ.

Обмотки для получения оптимальной связи рекомендуют выполнять скрученными между собой проводами. Индуктивности рассеяния обмоток L_S зависят от конструктивного исполнения трансформатора и сильно возрастают, когда обмотка занимает только часть поверхности сердечника. Поэтому при малом числе витков обмотки выполняют плоской лентой.

Полоса рабочих частот магнитных трансформаторов составляет около пяти октав при сопротивлениях менее 250 Ом. Расширение полосы в область низких частот требует увеличения индуктивности намагничивания, т. е. применения ферритов с высоким μ , но при этом снижается рабочий диапазон со стороны верхних частот из-за роста потерь на этих частотах. При работе на больших мощностях потери растут из-за нагрева сердечника. Это привело к тому, что практически рабочий диапазон частотного перекрытия у трансформаторов с магнитной связью ограничен величиной 20 – 50 % от несущей частоты и снижается с увеличением мощности. Расчет трансформаторов начинают с расчета магнитной цепи, используя выражение для минимально необходимого объема сердечника [4]:

$$V_{\min} \approx Sl_{\text{ср}} = \mu_0 \mu U^2 / \omega_n^2 B_{\max}^2 L_{\mu}, \text{ где } B_{\max} = (0,5 - 0,8) B_{\text{разр}};$$

$$L_{\mu} = \mu_0 \mu W^2 S / l_{\text{ср}}, \quad \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн/м},$$

где U – амплитудное значение напряжения на одной из обмоток; L_{μ} – индуктивность намагничивания этой обмотки; B_{\max} – коэффициент, пропорциональный значению индукции, приводящей к разрушению сердечника; W – число витков в обмотке; S – площадь поперечного сечения сердечника; l – средняя длина магнитной силовой линии в сердечнике.

Необходимый объем сердечника снижается при уменьшении μ , но при этом растет число витков в обмотках. Из сердечников с одинаковым объемом следует выбирать тот, который имеет максимальную площадь поперечного сечения, так как при этом требуется меньше

витков и уменьшается индуктивность рассеяния, следовательно, потери уменьшаются. Поэтому часто целесообразным оказывается изготовление сердечника из нескольких составленных вместе колец.

Значение коэффициента B_{\max} для некоторых типов сердечников приведено в таблице.

Марка феррита	B_{\max} , Тл ($f = 3$ МГц)	B_{\max} , Тл ($f = 30$ МГц)
400НН1	0,0029	0,0002
200НН1	0,0032	0,0003
150ВЧ	0,0026	0,0002
100ВЧ	0,0029	0,0002
30ВЧ	0,0032	0,0013

У мощных транзисторных ГВВ входные и выходные сопротивления составляют единицы Ом, поэтому ЦС на трансформаторах с магнитной связью используют в основном в каскадах маломощного усиления, а для мощных транзисторных ГВВ больше подходят согласующие трансформаторы с электромагнитной связью.

Трансформаторы с электромагнитными связями – трансформаторы типа длинных линий (ТДЛ). При низких нагрузочных сопротивлениях частотные ограничения верхних частот определяются индуктивностями рассеяния, которые должны быть менее долей наногенри, что в трансформаторах с магнитной связью не реализуемо. Для трансформации сопротивлений в таких случаях на частотах вплоть до нескольких гигагерц применяют отрезки длинных линий, размещаемые на магнитопроводе из феррита. В отличие от классических трансформаторов ТДЛ имеют слабые магнитные поля, что существенно снижает потери в магнитопроводе и уменьшает габаритные размеры трансформаторов. Если есть отрезок длинной линии без потерь с электрической длиной l , согласованный по входу и выходу, то широкополосность такой линии передачи будет бесконечно большая. Фактическое ограничение широкополосности связано с потерями в диэлектрике и омическими потерями в проводах линии.

Для построения ТДЛ широко применяются различные типы длинных линий:

- витая пара – отрезок длинной линии в виде двух скрученных изолированных проводов (рис. 2.15).

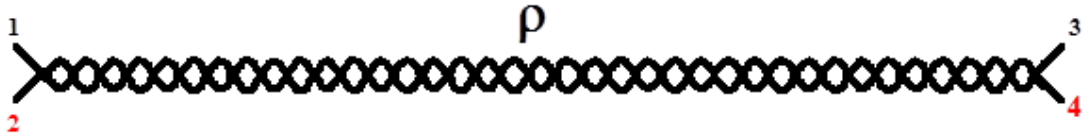


Рис. 2.15. Витая пара

- отрезок коаксиала (рис. 2.16).

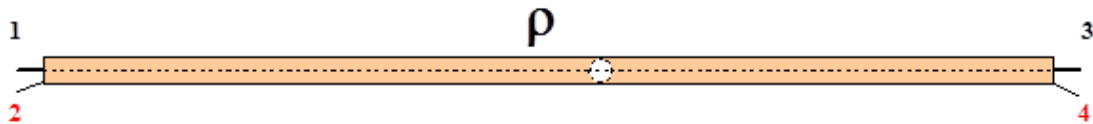


Рис. 2.16. Длинная линия на коаксиальном кабеле

Принцип действия таких ЦС несложен. Если на вход линии подать ВЧ сигнал, как показано на рис. 2.17, то в линии возбуждается электромагнитная волна, создающая на сопротивлении нагрузки выходное напряжение. Полярность этого напряжения зависит от фазового набега, т. е. от длины линии, и если совпадает с полярностью входного сигнала, то такая линия является трансформатором с коэффициентом трансформации 1:1 без инверсии фазы (рис. 2.17, а), а если фаза на выходе противоположна фазе на входе, то с инверсией фазы (рис. 2.17, б).

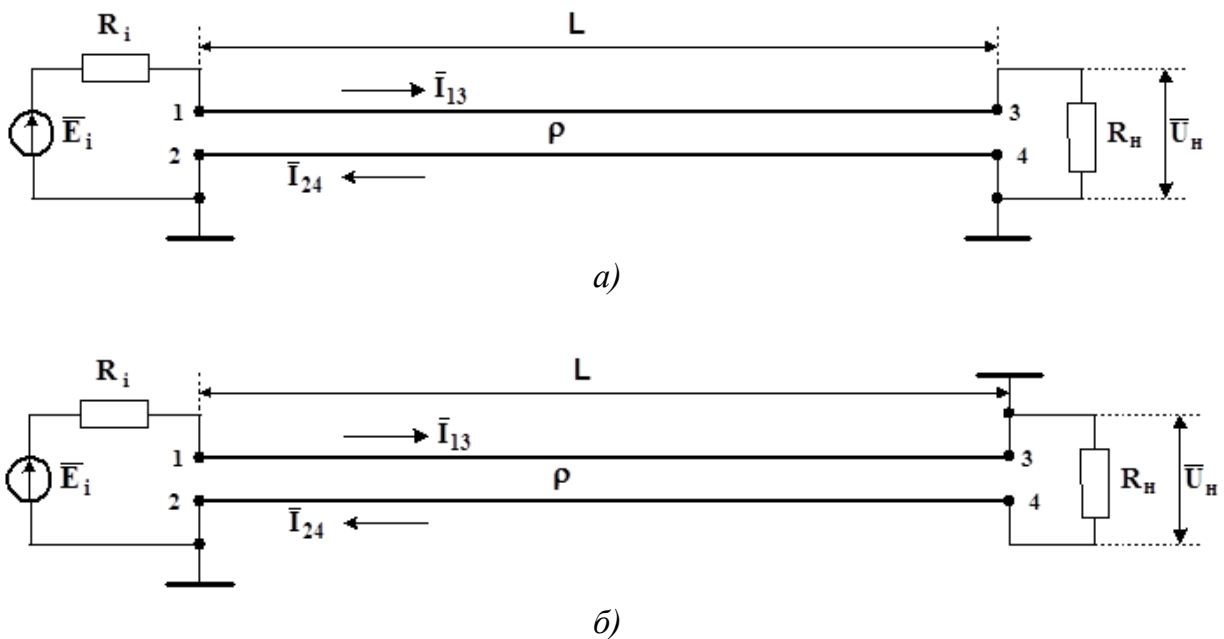


Рис. 2.17. ТДЛ: а – без инверсии фазы; б – с инверсией фазы

Особенность длинной линии с инверсией фазы заключается в том, что на оплетке на входе и на выходе линии разные потенциалы и это создает ток по оплетке, который называют уравнительным. С помощью ТДЛ возможен переход от несимметричного генератора к симметричной нагрузке и наоборот.

Ток в нагрузке уменьшается на величину уравнительного тока, которая определяется продольным напряжением на линии и сопротивлением наружной поверхности коаксиала. Если кабель охватить ферритовой трубкой (рис. 2.18, а) или кольцами (рис. 2.18, б), то индуктивное сопротивление линий 1 – 3 и 2 – 4 сильно возрастет и нагрузка будет мало шунтироваться оплеткой.

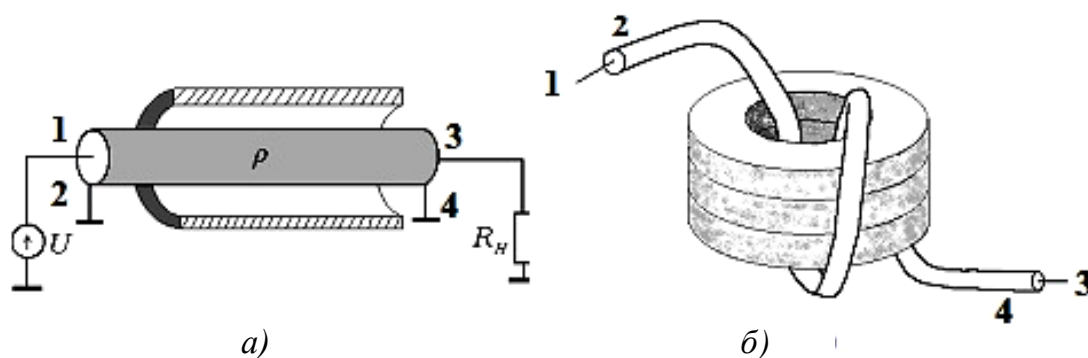


Рис. 2.18. Трансформаторы ТДЛ

Отрезок длинной линии наматывают на магнитопровод, например, ферритовое кольцо с относительной проницаемостью μ . В результате продольные индуктивности отрезка длинной линии увеличиваются в μ раз. Это позволяет уменьшить длину отрезка длинной линии в то же число раз. Марку феррита и его относительную магнитную проницаемость выбирают так, чтобы потери в магнитопроводе не превышали допустимых норм, а электрическая длина отрезка длинной линии отвечала условию

$$l = \frac{0,1c}{f_{\max} \sqrt{\epsilon}},$$

где c – скорость света, ϵ – диэлектрическая проницаемость изолирующего материала отрезка длинной линии.

На более низких рабочих частотах это условие будет тем более выполняться. Достоинством коротких отрезков длинных линий явля-

ется то, что влияние собственных потерь и рассогласования здесь сказывается слабо.

Входное сопротивление линии без потерь при известном сопротивлении нагрузки определяется из соотношения

$$Z_{\text{вх}} = \rho \frac{Z_{\text{н}} + j\rho \operatorname{tg}\left(\frac{\ell 2\pi}{\lambda}\right)}{\rho + jZ_{\text{н}} \operatorname{tg}\left(\frac{\ell 2\pi}{\lambda}\right)}.$$

Частотная характеристика модуля коэффициента передачи цепи согласования трансформатора ТДЛ зависит от сопротивления нагрузки. Если волновое сопротивление кабеля и сопротивление нагрузки равны, то коэффициент передачи $K_U = U_2 / U_1$ будет частотно независим теоретически без ограничений по частоте, а практически из-за потерь в кабеле и наличии индуктивностей соединений с ограничениями в гигагерцовой области. При построении трансформатора с коэффициентом трансформации сопротивлений, отличным от единицы, используют N линий, включаемых параллельно или последовательно по входу и по выходу в различных комбинациях. При этом линии должны быть достаточно разнесены в пространстве и не иметь дополнительных электрических и магнитных связей. Обычно ограничива-

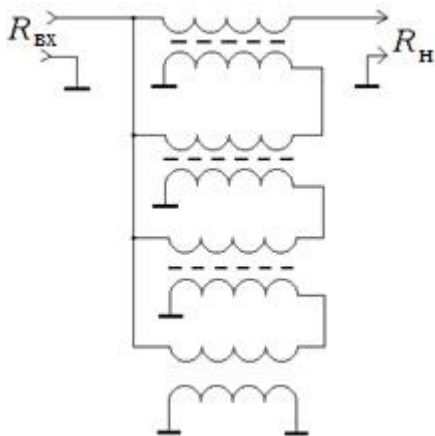


Рис. 2.19. Цепь согласования ($K_R = 1:9$)

ются параллельным соединением одностипных линий с одной стороны и их последовательным соединением – с другой.

Для согласования необходимо обеспечить соотношение между волновым сопротивлением линий R_1 и входным и выходным сопротивлениями ЦС вида

$$\rho = \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{н}}},$$

где для ТДЛ, изображенной на рис. 2.19,

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1}{N}, \quad R_{\text{н}} = NR_1.$$

Таким образом, у трансформатора на N одностипных линиях коэффициент трансформации

$$K_R = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}}} = N^2.$$

Значения продольных напряжений на линиях различны. Убывая с ростом номера линии и, например, для несимметричного включения, как на рис. 2.19, продольное напряжение на последней линии равно нулю. Эту линию включают без феррита и называют фазокомпенсирующей. С убыванием номера линии растет ее продольное напряжение, что требует увеличения объема феррита либо числа витков в линии, чтобы магнитная индукция не превысила предельную величину.

Из-за этой причины ограничиваются небольшими значениями коэффициентов трансформации и используют не более пяти линий. Последняя линия в ТДЛ, поскольку продольное напряжение на ней равно нулю, оказывается закороченной, но исключать ее из схемы совсем нельзя, так как изменится фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями и модуль коэффициента трансформации напряжения будет зависить от частоты.

Коэффициенты трансформации на ЦС ТДЛ легко получить и целыми и дробными (1, 4, 9, 16, 25 или $1/4$, $1/9$, $1/16$, $1/25$), а реализация промежуточных коэффициентов трансформации сопротивлений достигается последовательным включением двух трансформаторов, например, первый на трех линиях, а второй на двух обеспечат коэффициент трансформации сопротивлений $K_R = 9/4 = 2,25$. Аналогично можно получить различные коэффициенты трансформации, однако возможны и более простые схемы. Например, для обеспечения $K_R = 2,25$ при волновых сопротивлениях линий $\rho = 1,5 R_1$ можно использовать схему включения, показанную на рис. 2.20 [4].

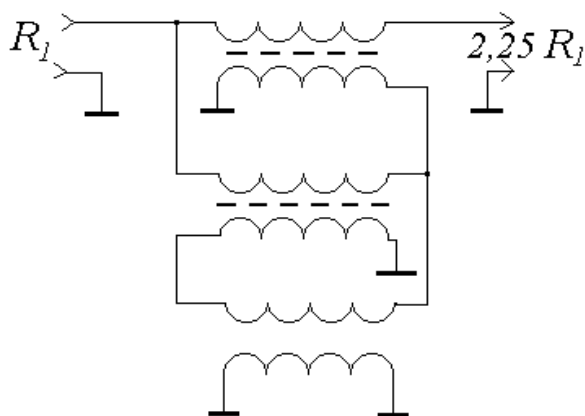


Рис. 2.20. Цепь согласования с коэффициентом передачи сопротивления 1:2,25

Многочисленные варианты построения схем на трансформаторах ТДЛ с различными коэффициентами трансформации приводятся в работах [3 – 5] для симметричного и несимметричного способов включения нагрузок, и расчет таких ЦС подробно изложен в этих же работах. Большое применение находит ЦС с коэффициентом трансформации 4, которую можно реализовать на одной ли-

нии, как показано на рис. 2.21. Практически в качестве линий в ТДЛ часто используют отрезки коаксиального кабеля с волновым сопротивлением от 3 до 150 Ом,

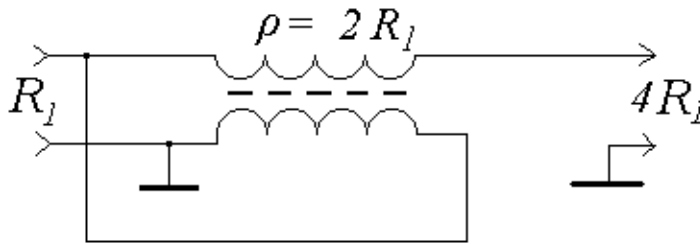


Рис. 2.21. ЦС с коэффициентом трансформации сопротивлений в 4 раза

наматываемые на стопку ферритовых колец, либо кольца надевают прямо на коаксиальный кабель. При нестандартном волновом сопротивлении кабель изготавливают самостоятельно, выбирая в соответствии с проходящим током в качестве центрального провода медный посеребренный провод диаметром d , надевая на него фторопластовую трубку диаметром D , а затем гибкую медную оплетку.

Волновое сопротивление коаксиального кабеля определяется [17] выражением

$$\rho = \frac{138 \lg \frac{D}{d}}{\sqrt{\epsilon}}, \text{ Ом.}$$

При высоких мощностях, проходящих по кабелю, увеличивается диаметр витка, и намотка на кольцо сердечника становится невозможной. В этом случае применяют другой вариант конструкции, и ферритовые кольца надевают на кабель, как показано на рис. 2.18, а. Следует отметить, что индуктивность обмотки при этом будет значительно меньше, чем при кольцевой намотке, как на рис. 2.18, б.

Особенностью ТДЛ является то, что напряженность магнитного поля H в магнитопроводе обусловлена разностью токов, протекающих по проводникам I_{13} и I_{24} (см. рис. 2.17). В режиме согласования эти токи равны и сдвинуты по фазе на π . В результате разностный ток равен нулю. Это обстоятельство позволяет утверждать, что магнитопровод в ТДЛ работает в режиме слабых полей и по проводам трансформатора могут протекать большие токи и не приводить при этом к насыщению сердечника. Малыми будут и потери в магнитопроводе.

Глава 3. РАЗРАБОТКА АВТОГЕНЕРАТОРА И СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ

3.1. Автогенераторы

Автогенератор (АГ) – это нелинейное устройство, самостоятельно и без внешних воздействий преобразующее энергию источника питания в энергию переменных электрических сигналов. Такой преобразователь содержит источник питания, усилитель, колебательную фильтрующую цепь и цепь обратной связи. Принципы построения этих узлов автогенераторов могут быть различными, что и является причиной многообразия схем автогенераторов. Например, промышленные автогенераторы, используемые в установках ВЧ прогрева, содержат мощные генераторы на лампах ВЧ и СВЧ диапазонов. Импульсные генераторы, широко используемые в радиолокации и навигации, строят на магнетронах и других генераторных приборах техники СВЧ. Большинство же автогенераторов, применяемых в радиотехнике и связи, в качестве возбудителей радиосигналов используют транзисторные усилители ввиду их компактности, надежности, стабильности рабочих характеристик и низковольтного питания.

Основные схемы автогенераторов можно без ощутимого ущерба привести к обобщенной трехточечной схеме, изображенной на рис. 3.1. АГ содержит усилитель, фильтрующую контурную цепь из двухполюсников $\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dot{Z}_3$ и источник питания.

Описав взаимосвязь токов и напряжений в этой схеме, несложно получить основное уравнение трехточечного автогенератора [2, 16]:

$$\dot{S}_1 \dot{K} \dot{Z}_K = S_1 K Z_K \exp[j(\varphi_s + \varphi_K + \varphi_{ZK})] = 1,$$

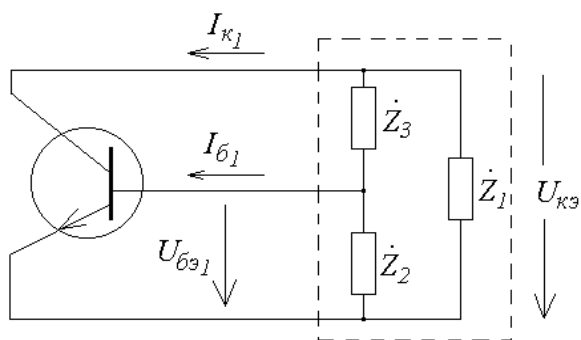


Рис. 3.1. Обобщенная схема трехточечного автогенератора

где $\dot{S}_1 = \dot{I}_{K1} / \dot{U}_{6\kappa 1}$ при $\dot{U}_{\kappa\epsilon 1} = 0$; $\dot{K} = \dot{U}_{6\epsilon 1} / \dot{U}_{\kappa\epsilon 1}$ при $\dot{I}_{61} = 0$; $\dot{Z}_K = \frac{\dot{Z}_1(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3}$.

Основное уравнение распадается на два простых уравнения, получивших названия баланса амплитуд $S_1 K Z_K = 1$ и баланса фаз

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{ZK} = 2\pi n, \text{ при } n = 0, 1, 2, \dots$$

Анализ уравнений показывает, что для режима автогенерации требуется минимизировать действительные составляющие у сопротивлений плеч трехточки (Z_1, Z_2, Z_3) и при неустойчивом положении покоя

($S_1 K > \frac{1}{Z_K}$ при $U_{6\epsilon 1} = 0$) в трехточечной схеме необходимы следующие условия для реактивных сопротивлений плеч трехточки (Z_1, Z_2, Z_3):

$$X_1 X_2 > 0; \quad X_1 X_3 < 0; \quad |X_2| < |X_3|,$$

а частота колебаний находится из уравнения $X_1 + X_2 + X_3 = 0$.

Из этих условий следует, что реактивные сопротивления X_2, X_3 обязательно должны иметь противоположные знаки, а знаки реактивных сопротивлений X_1, X_2 на частоте колебаний должны совпадать, иначе генерация не возникнет. Характер реактивности сопротивления X_1 определил наименование трехточечной схемы – емкостная (рис. 3.2, а) или индуктивная (рис. 3.2, б) трехточка.

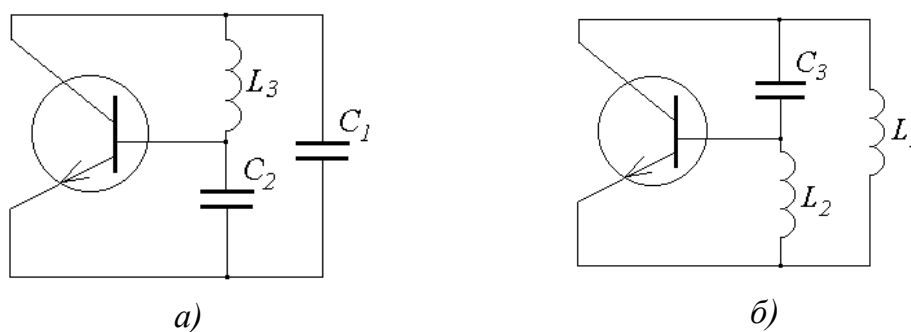


Рис. 3.2. Емкостная и индуктивная трехточечные схемы автогенераторов без цепей питания

Из обобщенной схемы (см. рис. 3.1) видно, что реактивные составляющие входного, проходного и выходного сопротивлений транзистора включены параллельно соответствующим сопротивлениям фильтрующей контурной системы, и это необходимо учитывать при реализации автогенераторов, соответствующим образом уменьшая

номиналы устанавливаемых элементов. Чаще в инженерной практике используется схема емкостной трехточки, так как емкости имеют большую добротность элементов по сравнению с индуктивностями и минимум индуктивностей в схеме упрощает реализацию генератора. Для развязки цепей коллектора и базы по постоянной составляющей Клапп предложил последовательно с индуктивностью L_3 в схеме емкостной трехточки установить конденсатор C_3 , выполняющий дополнительные функции увеличения при необходимости величины индуктивности L_3 и коррекции амплитудной характеристики генератора при перестройке его частоты.

Транзисторный генератор, построенный по схеме Клаппа, изображен на рис. 3.3. Требуемые параметры стационарного режима и условия мягкого (плавного) или жесткого (скачкообразного) его достижения при включении питания реализуются за счет напряжения смещения, обеспечиваемого резисторами $R_1 - R_3$, а также подбором номиналов конденсаторов C_1, C_3 .

Схемных решений автогенераторов гармонических колебаний достаточно много, однако с ростом частоты их выбор ограничивается и на частотах выше нескольких гигагерц из-за конструктивных трудностей

практически используют простую одноконтурную схему Клаппа [1 – 6]. На высоких частотах индуктивность вывода базы не позволяет приблизить к базе емкость C_2 , и взамен ее используется конструктивная емкость база-эмиттер транзистора, что несколько снижает стабильность генерируемой частоты. Для уменьшения влияния на эту конструктивную емкость флуктуаций температуры приходится работать с уменьшенными токами, что, в свою очередь, ограничивает энергетические возможности генератора. Основные причины изменения генерируемой частоты при изменениях режимов работы транзистора связаны с вариациями его емкостей и изменениями фазового угла средней крутизны φ_s транзистора. Поэтому в автогенераторах стараются исполь-

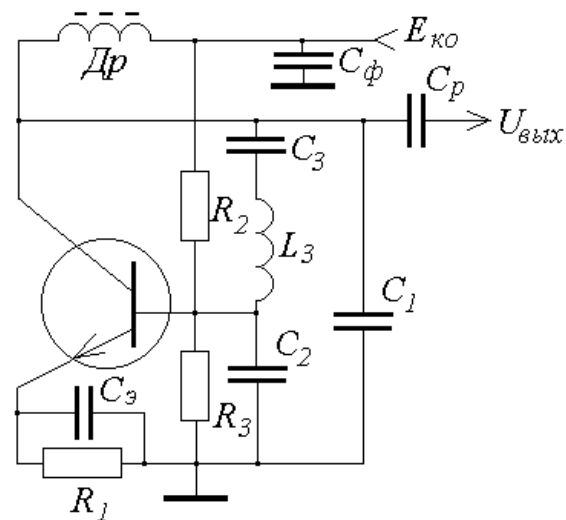


Рис. 3.3. Автогенератор по схеме Клаппа

зовать транзисторы без явно выраженных инерционных свойств, т. е. с запасом по частоте в два-три раза.

Для уменьшения влияния на стабильность частоты нагрева транзистора в автогенераторах применяют резко недонапряженный режим с коэффициентом использования коллекторного напряжения в три-четыре раза меньшим, чем в критическом режиме при углах отсечки в интервале от 70 до 110°. При этом КПД автогенератора получается низким (0,1 – 0,2), следовательно, автогенераторы на транзисторах лучше делать маломощными. При расчете автогенераторов на маломощных транзисторах следует помнить, что увеличение импульса коллекторного тока вызывает разогрев транзистора, но и слишком малые величины импульса коллекторного тока приводят к сильной зависимости параметров транзистора от температуры. Исходя из этих соображений, рекомендуется амплитуду импульса коллекторного тока и напряжение источника питания выбирать из условий

$$i_k = (0,2 - 0,4)i_{k \max}; \quad E_k \leq (0,3 - 0,4)U_{кэ \max},$$

где i_{\max} , $U_{кэ \max}$ – допустимые по паспортным данным значения тока и напряжения на коллекторе.

Обычно автогенераторы строят на маломощных высокочастотных транзисторах с последующим усилением сформированных колебаний до требуемого уровня мощности. Для большинства маломощных транзисторов можно рекомендовать выбирать импульс тока коллектора в интервале от 5 до 20 мА. Дроссель в цепи питания коллектора следует выбирать высокодобротным, чтобы он не шунтировал контурную систему генератора. По этой же причине нагрузка автогенератора должна быть высокоомной.

Следует опасаться нагружать автогенераторы непосредственно на контурные фильтрующие схемы. В этом случае система связанных контуров нагрузки и самого генератора описывается сложным уравнением высокого порядка, имеющим несколько корней, т. е. на выходе схемы автогенератора может скачкообразно меняться частота генерируемого колебания, так как условия баланса фаз и амплитуд могут выполняться сразу для нескольких колебаний. Это явление получило название – затягивание частоты автогенератором, и оно особенно опасно в случае настройки резонансной системы нагрузки на частоты, близкие частоте настройки контурной системы автогенератора. Чтобы избежать затягивания частоты автогенератором и снизить влияние последующих кас-

кадов на стабильность генерируемых колебаний, на выходе автогенератора обычно ставят буферный усилитель, имеющий большое активное входное сопротивление. В качестве буферных усилителей применяют усилители на полевых транзисторах, эмиттерные повторители или усилители с сильно недонапряженным режимом работы.

В аппаратуре часто применяют перестраиваемые по частоте автогенераторы. Методы перестройки частоты, основанные на механическом изменении величины емкости или индуктивности контурной системы генератора, в настоящее время практически не используются из-за быстрого старения механических регуляторов и потери их точности, а также из-за сложности реализации на высоких частотах. Наибольшее применение в современной радиотехнике нашли генераторы, управляемые напряжением (ГУН), в состав которых входит варикап, величина емкости перехода которого зависит от приложенного запирающего напряжения.

В качестве ГУН широко применяют автогенератор с контуром между базой и коллектором транзистора. Электронная перестройка частоты этого генератора осуществляется включенным в состав контура варикапом. Один из вариантов схемы приведен на рис. 3.4.

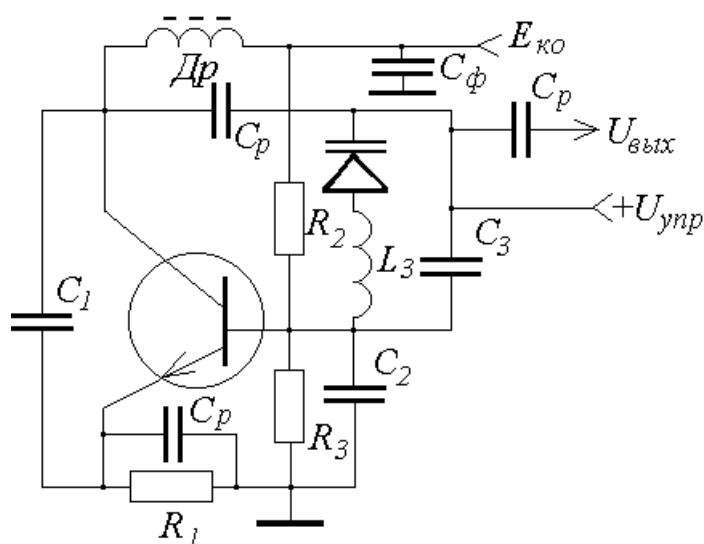


Рис. 3.4. Автогенератор, управляемый напряжением

Для линейной зависимости частоты от напряжения смещения на варикапе согласно формуле Томпсона $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ требуется изменять емкость по закону обратной пропорциональности ее величины в зависимости от квадрата напряжения смещения. Для этого специально разработаны варикапы со сверхрезким переходом, где эта зависимость близка к требуемой. Однако для большинства варикапов подобная зависимость реализуется только в узком динамическом диапазоне управляющих напряжений, поэтому часто используют схемы с использованием одновремен-

ной пропорциональности ее величины в зависимости от квадрата напряжения смещения. Для этого специально разработаны варикапы со сверхрезким переходом, где эта зависимость близка к требуемой. Однако для большинства варикапов подобная зависимость реализуется только в узком динамическом диапазоне управляющих напряжений, поэтому часто используют схемы с использованием одновремен-

но нескольких варикапов, что позволяет увеличить динамический диапазон перестройки емкости.

Присутствие варикапа в контуре автогенератора усложняет процессы его анализа, так как в этом случае в схеме уже два нелинейных элемента – транзистор и варикап. Но эти проблемы преодолены, и методика инженерного расчета ГУН достаточно подробно изложена в работах [4, 6] и заключается в определении реактивных сопротивлений схемы, для которых на средней частоте генерации будет мягкий режим самовозбуждения.

Известно большое количество вариантов технической реализации автогенераторов. Часть из схем получила название по имени авторов, например схемы Шембеля, Клаппа. В основном выбор конкретной реализации схемы определяется назначением устройства, в котором используется автогенератор.

Во многих практических приложениях требуются перестраиваемые автогенераторы. Без применения методов стабилизации частоты, в том числе без охвата ГУН цепями автоматической подстройки частоты, стабильность частоты у таких генераторов составляет 10^{-3} . Примеры схемотехнических решений ГУН с помощью навесных LC элементов и с помощью полосковых линий приведены на рис. 3.5 и 3.6 соответственно.

ГУН, изображенный на рис. 3.5, используется профессионалами для генерации сигналов с частотами до 200 МГц при коэффициенте перекрытия по частоте не выше 1,5. Выходная мощность такого ГУН обычно составляет единицы милливольт на сопротивлении нагрузки более 50 Ом. При увеличении выходной мощности и коэффициента частотной перестройки в спектре выходных колебаний увеличивается фазовый шум из-за возрастания влияния высших гармонических составляющих.

Методика расчета элементов схемы достаточно проста, и ее можно свести к следующим выражениям:

$$\Delta f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}; \Delta C = C_2 + (C_{\max} - C_{\min}); L1 = \frac{1}{\omega_{\min}^2 C_{\max}};$$

$$X_{C3} = 100 \text{ Ом}; X_{C4,5,7} = 50 \text{ Ом}; X_{\text{ДР1}} \geq 2 \text{ кОм};$$

$$R3 = R4 = 56 \text{ Ом}, X_{C1,7} \leq 1 \text{ Ом}.$$

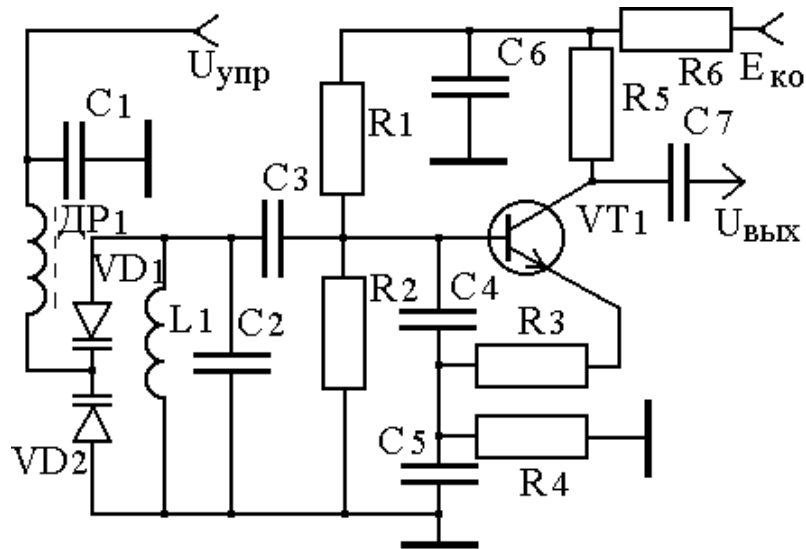


Рис. 3.5. ГУН на дискретных элементах

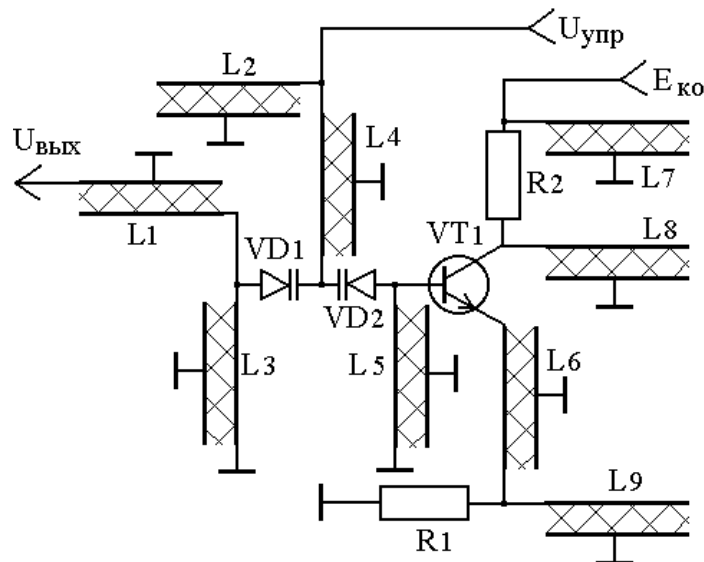


Рис. 3.6. ГУН на микрополосковых линиях

Напряжение коллекторного питания и номиналы резисторов $R1 - R6$ в этом ГУН зависят от типа применяемого транзистора.

ГУН, реализованный на полосковых линиях, можно использовать вплоть до частот в десятки гигагерц. Варикапы включены параллельно по постоянному току и последовательно по переменному, что уменьшает их суммарную емкость и увеличивает пробивное напряжение. Четвертьволновые линии $L1, L2, L7, L8, L9$ реализуют с волновым сопротивлением около 25 Ом , и они обеспечивают блокировку цепей питания и управления. Линии $L3 - L6$ выполняют с волновым сопротивлением около 100 Ом .

3.2. Стабильность частоты автогенераторов

Стабильность частоты колебаний автогенератора зависит от многих причин, к основным из которых можно отнести изменение во времени параметров окружающей среды, флуктуации питающих напряжений, механические вибрационные воздействия, тепловые шумы системы. Наиболее интенсивно влияет на стабильность частоты генераторов температурный дестабилизирующий фактор, так как основные параметры транзистора и контурной системы с изменением температуры меняются весьма значительно.

Источники питания, как правило, оснащают электронными стабилизаторами напряжения, что защищает от флуктуаций напряжения питания. От механических вибраций можно уберечься простыми конструкторскими мерами типа амортизаторов или заливкой схемы компаундами. С термостабилизацией сложнее, и инженерам приходится принимать дополнительные меры. Относительная стабильность частоты трехточечного автогенератора без принятия специальных мер по термостабилизации составляет

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-3}, \text{ где } \Delta f \text{ – абсолютное отклонение частоты } f \text{ от ее номинального значения.}$$

Это значение стабильности частоты не устраивает потребителей практически всех видов радиоаппаратуры, и температурная стабилизация потребовала от разработчиков аппаратуры сравнительно сложных усилий.

Наиболее легкий способ, почти на порядок улучшающий стабильность частоты, заключается в возможности применения реактивных элементов с различными температурными коэффициентами. Относительные изменения емкости и индуктивности под влиянием температуры оцениваются температурными коэффициентами емкости (ТКЕ), α_E , и индуктивности (ТКИ) – α_I , зависящими от конструкции этих деталей, применяемых диэлектриков и материала проводников, а также от геометрических размеров самих деталей

$$\frac{\Delta C}{C} = \alpha_E \Delta t^0, \quad \frac{\Delta L}{L} = \alpha_I \Delta t^0.$$

Промышленность выпускает конденсаторы с различными по знаку ТКЕ: как с положительными, так и с отрицательными, что достигается применением различных диэлектриков и методов построения конструкции конденсатора. Величина ТКЕ указывается в марке конденсатора. Поэтому можно применить параметрическую стабилизацию, заменив каждую емкость в схеме генератора параллельным соединением двух емкостей с различными по знаку ТКЕ. При этом рост температуры вызовет увеличение одной и пропорциональное уменьшение другой емкости, а в целом ее значение будет стабильным. Такой способ термостабилизации хорош, но применим только для частот ниже нескольких десятков мегагерц, так как на более высоких частотах номиналы конденсаторов уменьшаются, а дополнительное включение новых элементов вносит, кроме того, нестабильные емкости и индуктивности монтажа.

Другой способ термостабилизации заключается в термостатировании автогенератора. Генератор помещается в мини-термостат, в котором постоянно поддерживается температурный режим с отклонением не более долей градуса от оптимальной температуры работы полупроводниковых приборов (от 47 до 53 °С). Этот метод активно используется в измерительной и специальной аппаратуре, требующей надежного освобождения характеристик тактовых задающих генераторов от температурной зависимости.

В аппаратуре массового применения высокая стабильность частоты автогенераторов достигается применением колебательных систем с высокой добротностью и стабильной частотой собственных резонансов. Этим требованиям удовлетворяют резонаторы, изготовленные из материалов, обладающих прямым и обратным пьезоэффектами. К таким материалам относятся кварц, турмалин и некоторые синтетические материалы. Резонаторы, изготовленные из материалов, обладающих прямым и обратным пьезоэффектами, стали называть кварцевыми.

Суть прямого пьезоэффекта заключается в том, что под механическим воздействием на кристалл материала нарушается состояние равновесия зарядов в кристалле и на его сторонах появляются электрические потенциалы, пропорциональные величине воздействия [21]. Обратный пьезоэффект состоит в том, что при приложении к ма-

териалу разности электрических потенциалов внутреннее электрическое поле кристалла деформируется и это приводит к механической деформации кристалла. Физика пьезоэффектов объясняется просто, если представить кристалл вещества как упорядоченную систему с взаимно уравновешенными внутренними зарядами. При появлении внешнего воздействия стабильное состояние нарушается, система переходит в новое состояние, и на обкладках кварца появляются электрические потенциалы, либо она претерпевает механическую деформацию при электрических воздействиях.

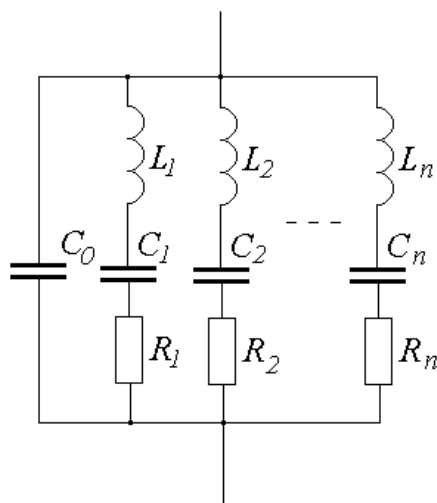


Рис. 3.7. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Эквивалентная схема кварцевого резонатора, как показано на рис. 3.7, представляет собой статическую емкость кварца C_0 (емкость токосъемных пластин и выводов резонатора) с параллельным включением бесконечного ряда последовательных контуров с резонансными частотами, кратными основной частоте резонатора.

Основная частота резонатора определяется его массой и видом используемой деформации кристаллической структуры (сжатия, кручения, изгиба, растяжения и т. п.).

Для всех видов кварцевых резонаторов емкости последовательных контуров значительно меньше статической емкости кварца, и на любой гармонике имеется последовательный резонанс с частотой $\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}$ и параллельный резонанс с частотой

$$\omega_{\text{ПАР } i} = \omega_i \sqrt{1 + \frac{C_i}{C_0}}.$$

Поскольку кварцевый резонатор имеет высокую добротность порядка $10^4 - 10^6$, при анализе схемы для узкого диапазона частот вблизи любой из гармоник остальными последовательными контурами можно пренебречь. Кварцевый резонатор эквивалентен контуру с очень малым включением, поэтому изменения параметров внешней схемы

мало влияют на стабильность частот резонатора. Начиная с 7-й гармоники, добротность соответствующих контуров несколько снижается. Температурный коэффициент частоты (ТКЧ) для разных срезов кварца различен, но для большинства имеет вид параболы с экстремумом с нулевым значением ТКЧ на определенной температуре. Для работы в условиях широких изменений температуры среды кварцевый генератор целиком помещают в мини-термостат.

Применение кварцевых резонаторов в качестве индуктивной ветви трехточечного автогенератора позволяет достичь долговременной относительной стабильности генерируемой автогенератором частоты в интервале $10^{-6} - 10^{-7}$ [21]. Конкретное значение стабильности частоты определяется видом среза пластины кварца и технологией его изготовления (КГ – кварц с герметизированным корпусом, КВ – кварц с вакуумным корпусом). Серийно выпускаемые резонаторы изготавливают на частоты от 1 кГц до 100 МГц в различном исполнении (вакуумное, микромодульное, миниатюрное, герметизированное). На частотах до 15 МГц кварцевые резонаторы возбуждают на основной частоте, а на более высокие частотах – на гармониках. Резонаторы выпускаются с частотными номиналами как по стандартной сетке частот, так и по заказам потребителей на различные дробные значения частоты.

При работе с повышенной мощностью рассеивания кварцевые резонаторы стареют, и это приводит к изменению их резонансной частоты. Поэтому при изготовлении кварцевые резонаторы проходят тренировку с повышенной мощностью рассеивания, а эксплуатируются при мощности рассеивания от 0,1 до 1,0 мВт, что и определяет выходную мощность практически всех кварцевых генераторов. Схемы кварцевых генераторов можно разделить на две группы:

- *осцилляторные*, в которых кварцевый резонатор включен вместо одного реактивного двухполосника в обобщенной трехточечной схеме;
- *фильтровые*, в которых кварцевый резонатор включен либо в цепь обратной связи, либо в контур, но имеется и обычный колебательный контур, который обеспечивает выполнение условий самовозбуждения генератора даже при закороченном кварцевом резонаторе.

Наиболее широкое применение нашли осцилляторные схемы, среди которых часто применяется схема с включением кварцевого резонатора между базой и коллектором транзистора, как показано на рис. 3.8. Эта схема имеет высокую стабильность частоты, что обусловлено как слабым шунтированием резонатора транзистором, так и тем, что высшие гармоники фильтруются емкостями C_1 и C_2 . Схема применима и на основной частоте, и на частоте гармоник, но при работе на гармониках для исключения возможности генерации на частотах ниже заданной в схему вместо емкости C_1 включают контур, настроенный на частоту ниже рабочей, но выше ближайшей нижней гармоники.

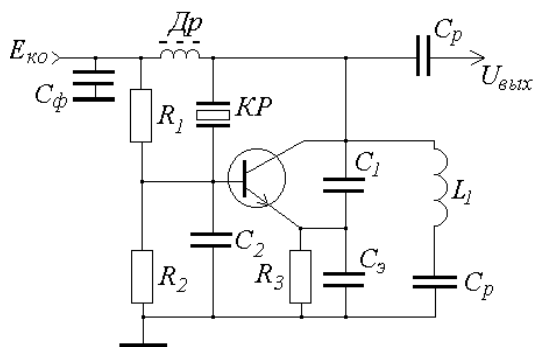


Рис. 3.8. Кварцевый генератор

Часто в фильтровых схемах с кварцевым резонатором параллельно кварцу включают резистор, чтобы избежать возможности генерации на параллельном резонансе с нестабильной емкостью кварцедержателя. При этом добротность резонатора снижается незначительно, так как последовательный резонанс от этого резистора практически не страдает. Нагрузку к кварцевому генератору подключают, как правило, через буферный усилитель, чтобы избежать снижения добротности контурной схемы и не ухудшить стабильность частоты генератора.

Кварцевые генераторы можно изготавливать в гибридном и интегральном исполнении. В качестве усилителя при этом используются интегральные усилители, а кварц и элементы регулировки используются навесные. Такие решения дают определенный конструктивный выигрыш на частотах выше 100 МГц, где находят активное применение элементы с распределенными параметрами. Иногда с кварцевым резонатором последовательно включают конденсатор с номиналом менее 10 – 15 пФ. Этим достигается регулировка частоты кварцевого генератора (в малых пределах) в сторону увеличения, но наличие нестабильной емкости сокращает индуктивное сопротивление ветви с кварцем, тем самым снижая добротность контура и негативно отражаясь на долговременной стабильности частоты автогенератора.

При построении прецизионных кварцевых генераторов с повышенной стабильностью частоты (не хуже 10^{-7}) иногда в качестве усилительного элемента применяют составной транзистор, обладающий высоким коэффициентом усиления, но схема при этом критична к напряжениям питания и сложна в настройке.

Большое количество радиоустройств используют не перестраиваемые автогенераторы. Часто на практике не требуется стабильность частоты выше 10^{-5} . В низкочастотной области такие генераторы удобно реализовывать с помощью операционных усилителей, как показано на рис. 3.9. Такой генератор работает на основной частоте кварцевого резонатора. Простота схемы обеспечила ее применение в радиоустройствах бытовой техники.

Схема генератора, работающего на частотах гармоник кварцевого резонатора, показана на рис. 3.10. Выходная мощность такого генератора не превышает доли милливатта при стабильности частоты не хуже 10^{-6} . Номиналы элементов для области частот от 100 до 200 МГц следующие: $R_1 = 510 \text{ Ом}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = 20 \text{ кОм}$, $C_1 = 10 \text{ пФ}$, $X_{C_{2,3}} < 1 \text{ Ом}$, $C_3 = 15 \text{ пФ}$, $C_4 = 2 - 8 \text{ пФ}$ [22].

С целью формирования высокостабильных колебаний часто применяют методы частотной и фазовой автоподстройки частоты [6, 22, 23]. Наибольшее применение получил метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), уступающий методу частотной автоподстройки по скорости

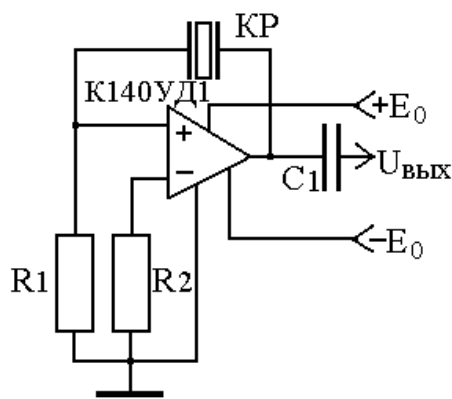


Рис. 3.9. Кварцевый генератор на операционном усилителе

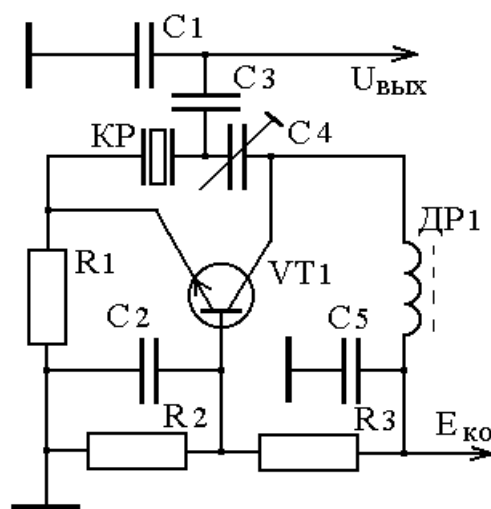


Рис. 3.10. Схема автогенератора на гармониках частоты кварцевого резонатора

настройки частоты, но превосходящий его по точности. Принцип действия ФАПЧ при формировании стабильных сигналов на частотах, превышающих возможности кварцевых генераторов, поясняется рис. 3.11.

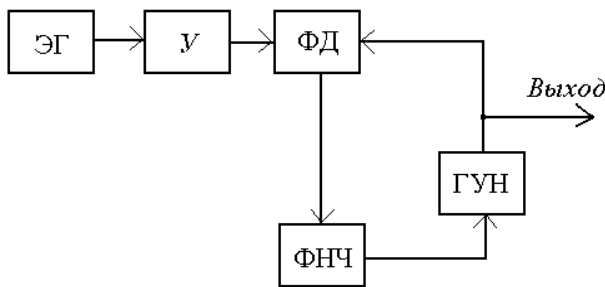


Рис. 3.11. Структурная схема ФАПЧ:

ЭГ – эталонный генератор,
У – умножитель частоты,
ФД – фазовый детектор,
ФНЧ – фильтр низких частот

Фазовый детектор сравнивает частоту i -й гармоники сигнала эталонного (чаще всего кварцевого) генератора с частотой сигнала ГУН и вырабатывает сигнал ошибки, который, проходя фильтр низкой частоты (ФНЧ), управляет перестройкой ГУН до тех пор, пока его частота не совпадет с частотой i -й гармоники сигнала опорного эталонного генератора.

Таким путем, используя цифровую форму сигналов и применяя делители с переменным коэффициентом деления (ДПКД) частоты, можно синтезировать сетки частот, шаг которых определится минимальной частотой сигнала, поступающего на вход импульсно-фазового дискриминатора (ИФД) от кварцевого генератора (КГ).

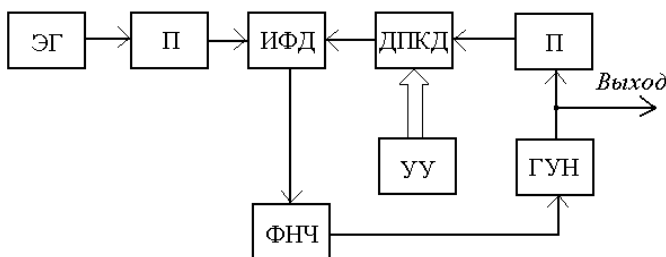


Рис. 3.12. Схема цифрового синтезатора частоты: П – преобразователь аналогового сигнала в последовательность импульсов,
УУ – устройство управления

Схема такого синтезатора сетки частот изображена на рис. 3.12. Ввиду большого спроса, вызванного бурным развитием мобильных средств индивидуальной связи и навигации, схемы синтезаторов частоты этого типа стали изготавливать в виде микросхемы с навесным кварцевым резонатором.

Режимы работы цифровых синтезаторов частоты с кольцами ФАПЧ (называемых также синтезаторами активного типа), вопросы их устойчивости и особенности применения подробно исследованы и освещены в работе [23]. Отметим только, что в целях минимизации собственных шумов синтезаторов с кольцами ФАПЧ их реализуют по двухкольцевой схеме, охватывая одно кольцо ФАПЧ другим.

3.3. Автогенераторы СВЧ и миллиметрового диапазона

Прогресс в области освоения сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн во многом объясняется развитием элементной базы СВЧ диапазона. Для получения больших мощностей (десятки киловатт в непрерывном режиме) успешно применяются лампы бегущей волны, пролетные клистроны, магнетроны и их разновидности.

Для радиосистем, требующих относительно небольших мощностей (милливатты – десятки ватт), на частотах от 10 до 100 ГГц используются полупроводниковые приборы СВЧ: биполярные и полевые транзисторы, лавинно-пролетные диоды (ЛПД), диоды Ганна. Интенсивное развитие средств мобильной связи и навигации, а также спутниковых радиосистем стимулировало развитие полупроводниковых приборов СВЧ диапазона.

Биполярные транзисторы, обладающие широкой рабочей полосой частот, эксплуатируются вплоть до частоты в 20 ГГц, но на частотах выше 10 ГГц их мощность в непрерывном режиме не превышает десятки ватт, и их потеснили более мощные полевые транзисторы [24]. Полевые транзисторы обладают большей широкополосностью по сравнению с биполярными, так как не имеют ограничения частоты снизу. У биполярных СВЧ транзисторов это ограничение вызвано уменьшением надежности транзисторов при работе на низких частотах из-за роста коэффициента усиления.

В название кремниевых полевых транзисторов обычно вводят обозначение их структуры: МОП (металл – двуокись кремния – полупроводник) либо МДП (металл – диэлектрик – полупроводник). Применение затвора с барьером Шотки (металл – полупроводник) повышает высокочастотные свойства полевых транзисторов. Для уменьшения потерь в таких структурах часто применяют в качестве полупроводника арсенид галлия. В работе [24] предложено рассматривать полевой транзистор как управляемый полем резистор. С ростом тока через резистор он греется, растет его сопротивление и происходит саморегулирование тока стока. Наличие этого эффекта позволяет включать полевые транзисторы параллельно без дополнительных мер по выравниванию параметров транзисторов. Также не требуются специальные меры защиты полевых транзисторов от перегрева, поскольку они обладают эффектом самостоятельной терморегуляции.

Отличительные черты мощных биполярных СВЧ транзисторов:

- высокая добротность входных и выходных сопротивлений при низких их действительных частях;
- низкие коэффициенты усиления (3 – 7 дБ на верхней частоте), сильно зависящие от частоты;
- резкая чувствительность к изменениям нагрузки.

Схемные решения автогенераторных устройств СВЧ совпадают со схемами обычных трехточечных ВЧ генераторов, но отличаются максимальной простотой, что связано с желанием разработчиков минимизировать возможные побочные емкости и индуктивности монтажа. Часто конструкции на СВЧ транзисторах размещают в экранированных и герметизированных пространствах для дополнительной стабилизации влияния внешних факторов.

За счет индуктивности общего вывода в схеме с общим эмиттером возникает отрицательная обратная связь, а в схеме с общей базой она положительная, что позволяет достигать приемлемых коэффициентов усиления. Поэтому практически на частотах выше 2 ГГц все мощные транзисторы (кроме специально предназначенных для автогенераторов) имеют конструкцию корпуса, приспособленную для работы по схеме с общей базой.

Однако в схеме с общей базой из-за положительной обратной связи через индуктивность общего вывода ухудшается стабильность характеристик при флуктуации нагрузки. В узкой полосе частот от этого можно избавиться, включая последовательно с индуктивностью вывода конденсатор, но в широкой полосе частот это не удастся.

Расчеты транзисторных СВЧ усилителей и автогенераторов требуют анализа сложной эквивалентной схемы транзистора и расчета топологии входных и выходных цепей связи. Ввиду сложности расчетов их выполняют, как правило, с помощью вычислительной техники, выбирая структуру цепей согласования исходя из опыта и интуиции разработчика. При проектировании устройств СВЧ на транзисторах необходимо считаться с разбросом параметров транзисторов, особенно ощутимым на СВЧ, поэтому при расчетах следует использовать статистические методы оптимизации.

При проектировании ГВВ и транзисторных автогенераторов для работы на частотах ниже 300 МГц используют упрощенную эквивалентную схему транзистора, что существенно ускоряет анализ и син-

тез схемных решений. Как правило, на этих частотах применяют сосредоточенные емкости без ножек, впаиваемые прямо в платы, и разработка топологии каскада также упрощается. Однако без макетирования и последующей оптимизации конструкции практически не обходится ни одна разработка устройств на частоты выше нескольких десятков мегагерц.

Следует дополнительно остановить внимание на выборе материала диэлектрика для плат устройств. На частотах выше 300 МГц ощутимо проявляется рост потерь в диэлектриках и неоднородность диэлектрической проницаемости по поверхности стеклотекстолита, широко используемого в радиотехнике. Поэтому на СВЧ необходимо применять специальные материалы, имеющие меньшие потери: ФАФ, ФАФ-4, ФЛАН, Поликор, Rogers, керамику. Выбор материала при этом зависит не только от цены, вида проектируемой аппаратуры и условий ее применения, но и от имеющейся у изготовителя технологии производства, так как обработка таких материалов требует специального оборудования.

Автогенераторы на лавинно-пролетных диодах. В режиме лавинного пробоя полупроводника резко возрастает поток основных носителей заряда через диод. Генерация СВЧ колебаний объясняется тем, что возникающие под влиянием переменного СВЧ поля изменения тока носителей зарядов через диод запаздывают так сильно, что большая часть их движется уже при воздействии тормозящей полуволны СВЧ поля и отдает ему часть своей энергии, полученной от источника постоянного питания. На таком принципе можно усиливать СВЧ сигналы и осуществлять их автогенерацию. При этом возможны два различных режима работы, обусловленные различными процессами: лавинным пробоем и пролетом носителей заряда. Отсюда название – лавинно-пролетные диоды (ЛПД).

На практике используют два режима работы ЛПД:

– *нормальный пролетный режим*, за рубежом названный режимом IMPATT (IMPact Avalanche – ударная лавина, Transit Time – пролетное время);

– *аномальный режим, или режим с захватом плазмы*, за рубежом названный TRAPATT (TRApped Plasma – захваченная плазма, Avalanche Triggered Transit – пробег области лавинного умножения).

В режиме TRAPATT реализуется высокий (до 75 %) КПД, но частоты генерации ощутимо ниже частот в режиме IMPATT, и шумовые характеристики генераторов не удовлетворительны. Также в режиме TRAPATT из-за низких напряжений на диоде требуются специальная колебательная система и структура диода n^+p-p^+ с искусственно сформированной зависимостью убывания напряженности поля вдоль перехода. В импульсном режиме можно получить мощности в сотни ватт, но практическое применение режима из-за указанных недостатков ограничено.

ЛПД представляет собой кристалл из арсенида галлия, либо кремния или германия со структурой p^+n-n^+ или более сложной. ЛПД с более сложной структурой обычно имеют свои названия: диоды Рида, ЛПД с барьером Шотки, диоды Мисавы и т. д. При помощи ЛПД успешно генерируются одним диодом непрерывные мощности до 20 Вт в сантиметровом и до 1 Вт в миллиметровом диапазонах волн, что и определило их практическое применение в мобильных системах передачи информации и навигации.

Известна статическая зависимость скоростей дрейфа носителей заряда через полупроводник от напряженности приложенного электрического поля, приведенная на рис. 3.13 [25]. Из этой зависимости видно, что при напряженности внешнего поля более 10^4 В/см скорость дрейфа зарядов становится постоянной и достигает насыщения.

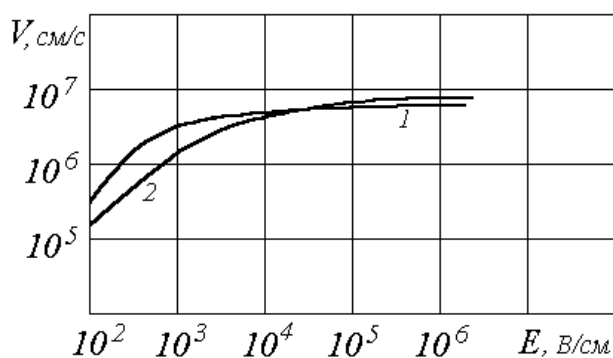


Рис. 3.13. Зависимость скоростей дрейфа электронов (1) и дырок (2) в кристалле германия от напряженности приложенного электрического поля

при напряженности внешнего поля более 10^4 В/см скорость дрейфа зарядов становится постоянной и достигает насыщения. Но при больших напряженностях внешних полей в диоде происходит ударная ионизация атомов полупроводника. Количество

электронов и дырок резко возрастает, что приводит к увеличению тока проводимости через диод. Каждый носитель заряда, вошедший в заборный слой диода, рождает одну новую пару носителей, обеспечивающую прохождение тока.

Процессы ионизации происходят в основном в области наибольших значений напряженности электрического поля, который назвали слоем умножения. Первая пара носителей порождает вторую и так далее, что приводит к бесконечному росту тока диода. Поэтому схемы устройств на ЛПД должны обязательно иметь внешнюю цепь ограничения тока диода, иначе неизбежно его разрушение.

В пролетном пространстве диода геометрически много большим, чем слой умножения, ионизация практически отсутствует, и заряды двигаются со скоростью насыщения. Если ЛПД поместить в СВЧ резонатор, то за время дрейфа зарядов знак волны СВЧ поля, воздействующего на диод, изменится на противоположный, т. е. между током диода и приложенным переменным напряжением появится фазовый сдвиг в 180° , что эквивалентно наличию отрицательного сопротивления. Поле при этом будет оказывать на дрейф зарядов тормозящее влияние, и энергия тока лавины будет передаваться СВЧ полю резонатора.

В свою очередь амплитуда наводимого движущимися в пролетном пространстве зарядами тока в нагрузке управляется напряжением на слое умножения. Лавинный ток с ростом напряжения на слое умножения приобретает вид последовательности узких импульсов, запаздывающих на 90° от максимумов напряжения. Первая гармоника этих импульсов стимулирует наведение в контуре СВЧ энергии. Такое рассмотрение приводит к упрощенной эквивалентной схеме автогенератора на ЛПД, аналогичной, как показано на рис. 3.14, трехточечной схеме автогенератора.

Автогенератор на ЛПД состоит из резонатора и включенного в этот резонатор диода. При этом конструкция должна обеспечивать подвод напряжения питания на диод, необходимость подстройки частоты, регулировку связи с нагрузкой. Цепь постоянного питания должна иметь фильтр, систему

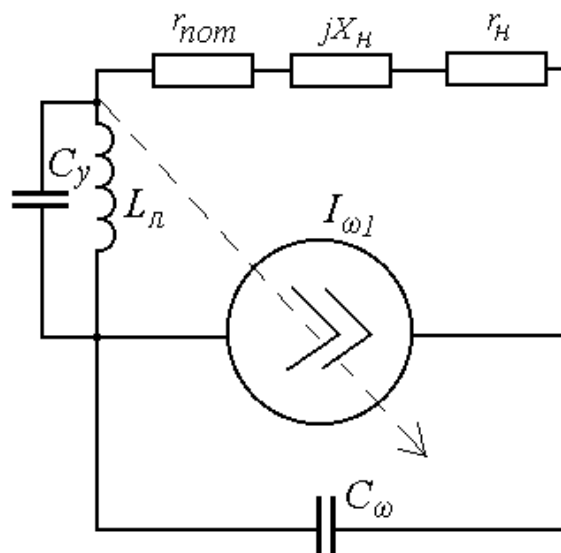


Рис. 3.14. Упрощенная эквивалентная схема автогенератора на ЛПД

токоограничения и высокое выходное дифференциальное сопротивление. Это все значительно усложняет анализ и расчет автогенераторов на ЛПД. Разработка таких устройств выполняется с помощью ЭВМ и с обязательным экспериментальным исследованием и оптимизацией.

В этой схеме полный ток диода определяется суммой токов через индуктивность L_n , отражающую сдвиг тока по отношению к напряжению в слое умножения и через емкость слоя умножения C_y .

К запирающему слою диода подключены сопротивления нагрузки $r_n + jX_n$ и сопротивление потерь в диоде и в колебательной системе $r_{пот}$. Так как генератор тока управляется напряжением на слое умножения, то схема аналогична трехточечной. При емкостном характере контура $L_n C_y$ сопротивление X_n для мягкого самовозбуждения должно иметь индуктивный характер.

Практические схемы ГВВ на ЛПД часто реализуют с помощью циркуляторов (Ц), как показано на рис. 3.15. На схеме сигнал от генератора возбуждения (ГВ) через циркулятор и контурную систему (К) поступает на лавинно-пролетный диод.

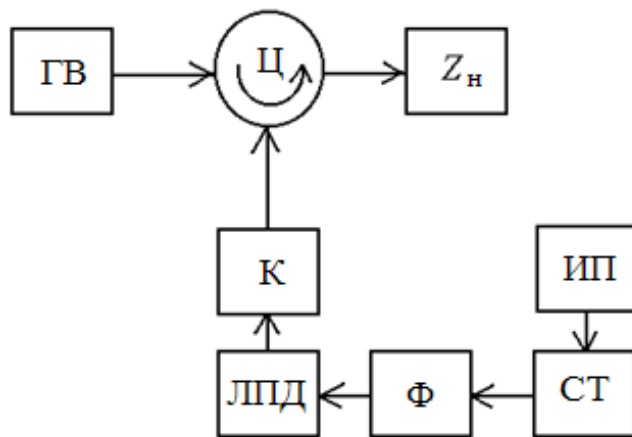


Рис. 3.15. Структурная схема ГВВ на лавинно-пролетных диодах

На диод через стабилизатор тока (СТ) и фильтр (Ф) поступает также напряжение смещения от источника питания (ИП). Усиленный в ЛПД сигнал через контур возвращается к циркулятору и через него поступает в нагрузку Z_n .

Первые генераторы на ЛПД были построены в СССР в 1962 году, а к началу 1970 года такие генераторы были освоены промышленностью для серийного выпуска.

На рис. 3.16 приведены зависимости от частоты выходной мощности и КПД генераторов на ЛПД.

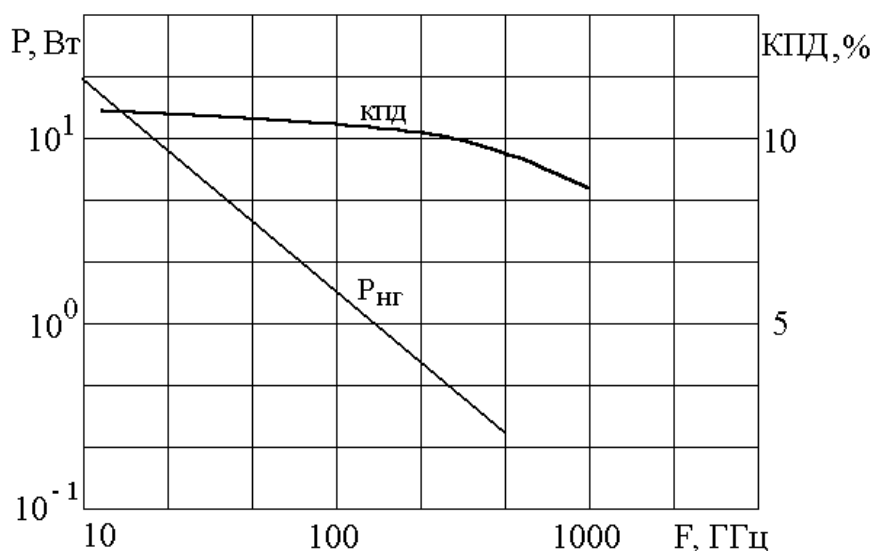


Рис. 3.16. Выходная мощность и КПД генераторов на ЛПД в режиме непрерывной генерации (НГ) для режима IMPATT

Так как генерация возникает от процессов ударной ионизации при лавинном пробое полупроводника, то спектр излучения генераторов на ЛПД очень зашумлен. Шумы, сравнительно низкий КПД, а также технологические трудности изготовления ЛПД – основной недостаток этих активных элементов. В настоящее время верхний предел этих приборов составляет несколько сотен гигагерц, т. е. перекрываются полностью миллиметровые волны (ММВ) и частично ближние миллиметровые волны (БММВ), занимающие диапазон от 100 до 1000 ГГц.

На рис. 3.17 приведен пример установки ЛПД в волноводе.

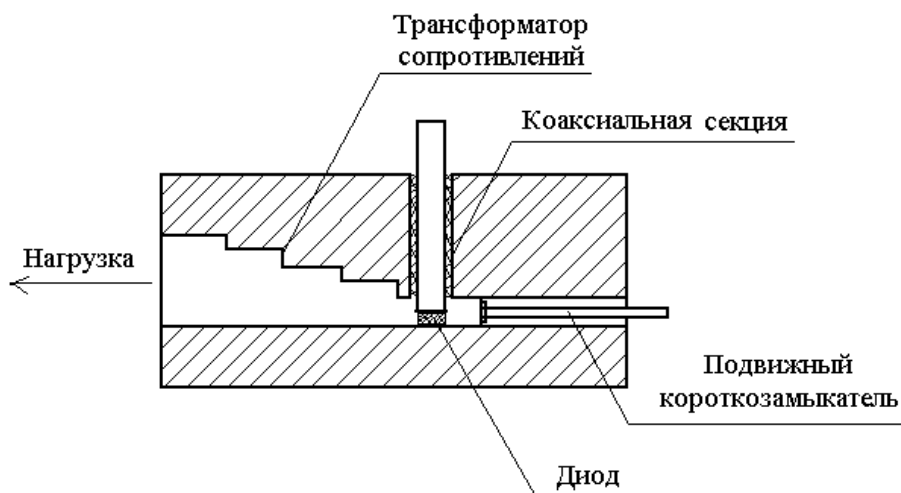


Рис. 3.17. Один из способов установки ЛПД в волноводе

Автогенераторы на диодах Ганна. Ганн открыл диодный эффект в полупроводниках на арсениде галлия в 1962 году, но серийно генераторы на эффекте Ганна стали выпускаться только в 1970 году. В отличие от ЛПД диод Ганна не имеет *p-n* перехода, а представляет собой пластину однородного полупроводника из арсенида галлия (GaAs) или фосфида индия (InP), имеющую за счет донорной примеси проводимость электронного характера.

Диоды Ганна используют как автогенераторы сантиметровых и миллиметровых волн с выходной мощностью в непрерывном режиме не выше 0,5 Вт. Однако в диапазоне СВЧ на диодах Ганна построены импульсные генераторы с мощностью в импульсе более 5 кВт, что определило широкое применение этих диодов в технике локации и обнаружения. В миллиметровом диапазоне диоды Ганна в основном используют как гетеродины, так как они обладают коэффициентом шума много лучшим, чем у ЛПД.

Энергетические и частотные характеристики диодов Ганна уступают ЛПД. На рис. 3.18 представлены зависимости от частоты мощности генераторов на диодах Ганна и их КПД.

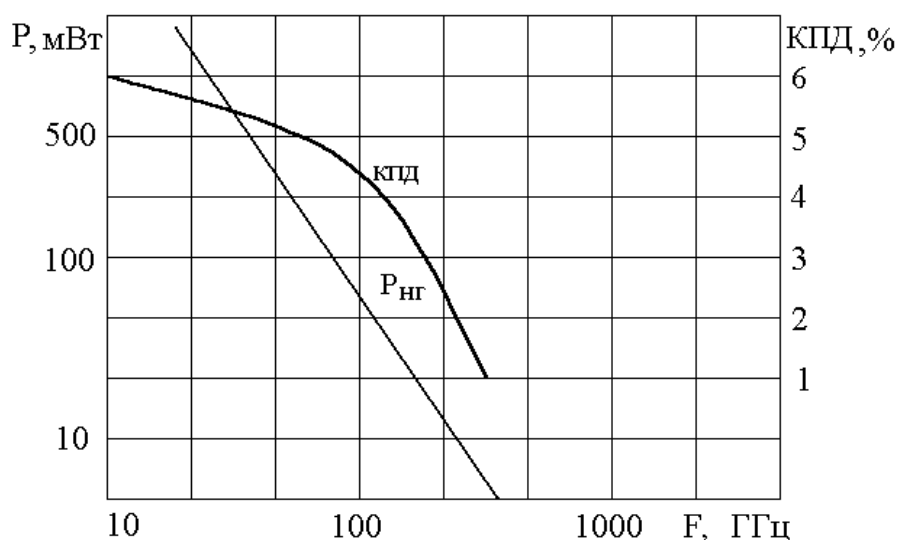


Рис. 3.18. Выходная мощность в режиме непрерывной генерации и КПД автогенераторов на диодах Ганна

Работа генераторов на диодах Ганна объясняется объемными свойствами полупроводника и тем, что движущиеся электроны обладают свойствами и частицы и волны. В диоде Ганна электрическое поле индуцирует отрицательное дифференциальное сопротивление

при переносе электронов в зоне проводимости из долины (области с минимумом кинетической энергии) с низкой энергией и высокой подвижностью электронов в долину с большей энергией и малой подвижностью.

Прибор принципиально неустойчив, поскольку случайные флуктуации плотности носителей в полупроводнике вызывают появление объемного заряда, который экспоненциально возрастает в пространстве и во времени. Эти вызванные отрицательным сопротивлением флуктуации объемного заряда движутся по полупроводнику и порождают СВЧ колебания. Поскольку работа происходит на объемных эффектах и не связана с лавинными пробоями, у генераторов на диодах Ганна малый уровень шумов и это определило их применение в качестве гетеродинов и усилителей, построенных по принципу двухполюсника, как и на ЛПД.

Вакуумные электронно-волновые источники излучения

К вакуумным электронно-волновым (ВЭВ) источникам излучения следует в первую очередь отнести изобретенные в 1937 году клистрон и в 1939 году магнетрон. Эти генераторы широко применяются в промышленной электронике и в радиолокации, имеют высокий КПД, а выходные мощности у таких генераторов превышают десятки киловатт в режиме непрерывной генерации (НГ) на частотах вплоть до 200 ГГц. Практически верхняя граница частотного диапазона определяется возможностями технологии производства по сверхточной обработке поверхностей металлических резонаторов.

К новым типам ВЭВ генераторов можно отнести генератор с распределенным взаимодействием, генератор на лампе обратной волны (карцинотрон), гиротрон, ледатрон, пениотрон, а также устройства на релятивистских электронных пучках (РЭП). На этих приборах достигнуты высокие мощности излучения в режиме НГ, что и позволило успешно начать освоение диапазона БММВ. Принципы работы этих приборов различны. Так, генератор с распределенным взаимодействием формирует мощный сигнал миллиметровых волн за счет модуляции электронного пучка большой мощности при его прохождении через периодическую структуру. Отечественные разработчики достигли на карцинотроне выходную мощность в 1 Вт на частотах до 1200 ГГц с диапазоном перестройки по частоте до 10 %.

Гиротроны, представляющие собой ВЭВ генератор миллиметровых волн большой мощности, использующий индуцированное циклотронное электромагнитное излучение электронов, обеспечили получение мощностей в режиме НГ, измеряемых сотнями киловатт при коэффициенте полезного действия выше 30 % [37].

Спектр сигнала генератора миллиметровых волн показан на рис. 3.19.

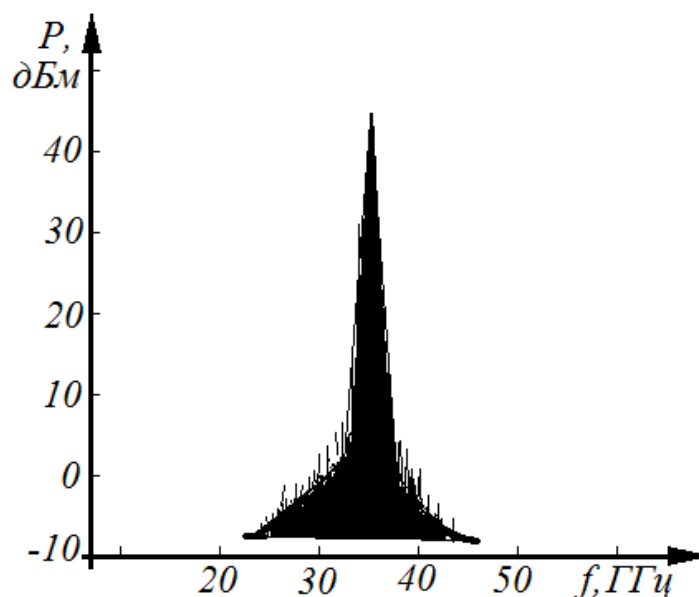


Рис. 3.19. Спектр сигнала твердотельного генератора миллиметровых волн

3.4. Разработка синтезатора частоты

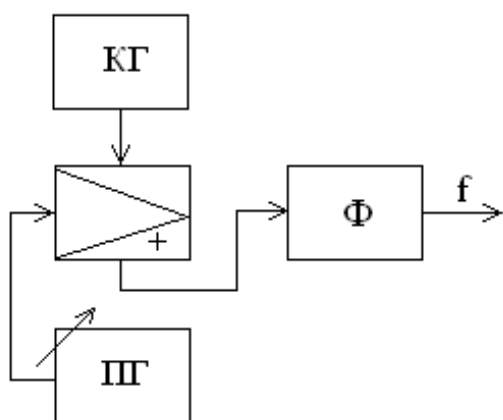


Рис. 3.20. Интерполяционная схема возбудителя

При разработке РПДУ, предназначенного для работы на различных частотах, в качестве источника этих частот используют синтезаторы частоты – устройства, способные из опорной частоты получать на выходе требуемую частоту или набор частот согласно управляющим сигналам. Широкое распространение получила интерполяционная схема возбудителя частоты, изображенная на рис. 3.20.

В этой схеме высокостабильный сигнал $f_{\text{КГ}}$ кварцевого генератора (КГ) смешивается в смесителе с нестабильным сигналом $f_{\text{ПГ}}$ перестраиваемого генератора (ПГ). Стабильность суммарного сигнала f определится как

$$\left| \frac{\Delta f}{f} \right| = \frac{\pm \Delta f_{\text{КГ}} \pm \Delta f_{\text{ПГ}}}{f_{\text{КГ}} + f_{\text{ПГ}}}.$$

Если наложить условие $\Delta f_{\text{КГ}} \gg \Delta f_{\text{ПГ}}$, то величиной $f_{\text{ПГ}}$ можно пренебречь, а затем, умножив и разделив второе слагаемое на $f_{\text{ПГ}}$, получим

$$\left| \frac{\Delta f}{f} \right| = \frac{\pm \Delta f_{\text{КГ}} \pm \Delta f_{\text{ПГ}}}{f_{\text{КГ}} + f_{\text{ПГ}}} \cong \left| \frac{\Delta f_{\text{КГ}}}{f_{\text{КГ}}} \right| + \frac{f_{\text{ПГ}}}{f_{\text{КГ}}} \left| \frac{\Delta f_{\text{ПГ}}}{f_{\text{ПГ}}} \right|.$$

Например, $f_{\text{ПГ}} = 0,4 - 0,7$ МГц при стабильности 10^{-3} , а $f_{\text{КГ}} = 100$ МГц при стабильности 10^{-7} . Тогда на выходе получим перестраиваемые частоты в диапазоне от 100,4 до 100,7 МГц при стабильности

$$\left| \frac{\Delta f}{f} \right| = 10^{-7} + \frac{0,7}{100} 10^{-3} = 7,1 \cdot 10^{-6}.$$

Интерполяционная схема широко используется в радиостанциях низового звена, позволяя получать сравнительно стабильные частоты при плавной перестройке генератора по диапазону. Следует заметить, что при полосе перестройки частоты более октавы (двух раз) фильтр на выходе схемы должен синхронно перестраиваться вместе с перестраиваемым генератором (ПГ). Поскольку любой генератор имеет отклонение частоты в интервале от $-\Delta$ до $+\Delta$, то при дискретной перестройке частоты с шагом 2Δ приемник не различает плавную либо дискретную перестройку. Это привело к созданию дискретно перестраиваемых генераторов, получивших название синтезаторов частоты.

Известно два способа их построения:

– *прямой аналоговый* (Direct Analog Synthesis – DAS), или цифровой (Direct Digital Synthesis – DDS), при котором выходные частоты получаются путем различных преобразований стабильной частоты опорного генератора;

– *косвенный*, основанный на применении схем фазовой автоподстройки частоты (Phase Locked Loop – PLL) дополнительного перестраиваемого генератора.

Каждый из этих методов синтеза частот имеет свои достоинства и недостатки, поэтому при разработке РПДУ нужно делать выбор, основанный на приемлемых компромиссах. Основные параметры, характеризующие качество синтезатора частоты, следующие:

- диапазон перестройки;
- скорость перестройки;
- уровень побочных излучений и шума;
- количество разных генерируемых частот;
- неразрывность фазы выходного сигнала при перестройке;
- возможность осуществления различных видов модуляции.

Синтезаторов частоты, построенных по прямому способу, известно много типов. Рассмотрим синтезатор частоты с вычитанием ошибки, схема которого изображена на рис. 3.21.

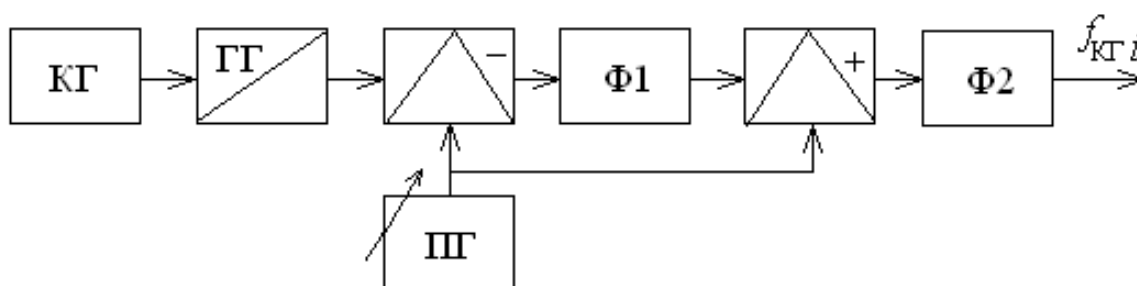


Рис. 3.21. Синтезатор частоты с вычитанием ошибки

Стабильный сигнал кварцевого генератора (КГ) подается на генератор гармоник (ГГ), на выходе которого формируются до двухсот гармоник частоты кварцевого генератора. Эти гармоники частоты кварцевого генератора все поступают на вход разностного смесителя частоты, на второй вход которого поступает сигнал от нестабильного перестраиваемого генератора (ПГ). На выходе разностного смесителя частоты включается фильтр частот $\Phi 1$. Фильтр $\Phi 1$ имеет узкую полосу пропускания, поэтому при перестройке нестабильного перестраиваемого генератора (ПГ) только какая-либо одна из гармоник КГ обеспечивает разностную частоту, которая может пройти фильтр $\Phi 1$.

После второго смесителя, работающего на сумму частот, нестабильный сигнал ПГ вычитается и через широкополосный фильтр $\Phi 2$ проходит сигнал только той гармоники, которая организовала разностную частоту, прошедшую через фильтр $\Phi 1$. При дальнейшей пе-

рестройке ПГ на выход сможет попасть сигнал следующей гармоники КГ. Поскольку сигнал нестабильного перестраиваемого генератора вносится в схему с разными знаками, то это и обеспечивает компенсацию нестабильности частоты ПГ. Следует отметить, что такая схема используется не только для синтеза частот, а и для других практических приложений.

Рассмотрим двухуровневый метод формирования сетки частот, схема которого приведена на рис. 3.22.

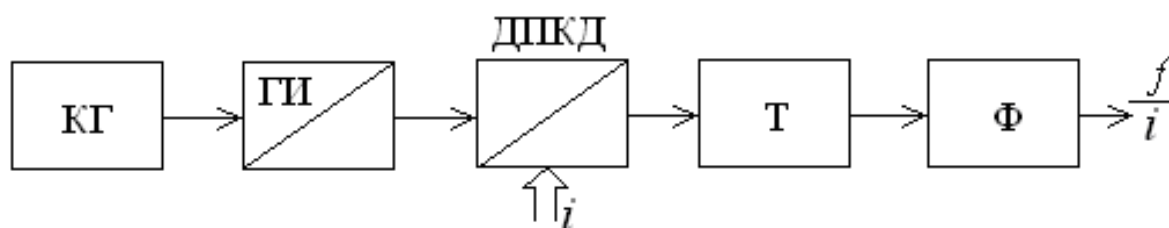


Рис. 3.22. Двухуровневый синтезатор частоты

В этой схеме сигнал кварцевого генератора запускает генератор импульсов (ГИ) с частотой следования, равной частоте кварцевого генератора. Эти импульсы проходят через управляемый по шине делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и их период следования меняется в зависимости от выбранного коэффициента деления.

После деления в ДПКД поток импульсов поступает на триггер (Т), на выходе которого формируется сигнал вида меандр с периодом вдвое большим, чем у запускающих триггер импульсов. Затем фильтром выделяется основная частота из меандра. Таким образом, меняя коэффициент деления ДПКД, получаем на выходе схемы различные субгармоники частоты опорного кварцевого генератора.

Объединяя синтезатор с вычитанием ошибки с крупной сеткой формирования частот и двухуровневый синтезатор с мелкой сеткой формирования частот, получают диапазонный синтезатор с возможностью грубой и точной установки выходной частоты.

Среди цифровых синтезаторов частоты активного типа наибольшее распространение получила схема, изображенная на рис. 3.23. В этой схеме на входы ИФД поступают импульсы с ДПКД и преобразованный делителем (Д) в импульсный сигнал опорного КГ. С помощью кольца импульсно-фазовой подстройки на выходе схемы устанавливается колебание с частотой строго кратной частоте квантования f_k ,

формируемой на выходе делителя Д. Для установки новой частоты на выходе схемы необходимо изменить коэффициент деления ДПКД и перестроить перестраиваемый генератор ПГ.

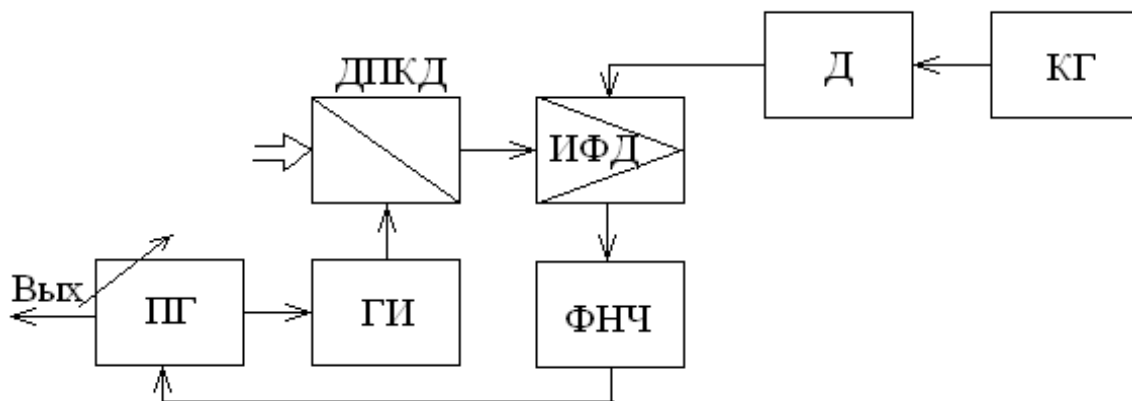


Рис. 3.23. Синтезатор с косвенным методом формирования сетки частот

Синтезатор позволяет получать любую частоту из множества $N f_k$. Достоинство синтезатора – высокая чистота спектра, т. е. минимум фазовых шумов в выходном сигнале.

Синтезаторы разных типов выпускаются в микросхемном исполнении, например микросхемы прямого синтеза частот, в отечественной литературе называемые цифровыми вычислительными синтезаторами (ЦВС), а в зарубежной – DDS. Так, например, ЦВС типа 1508ПЛ8Т, входящий в серию отечественных высокочастотных микросхем, предназначен для синтеза прямоугольных и гармонических немодулированных и модулированных сигналов в полосе частот до 360 МГц.

Синтезаторы частоты в микросхемном исполнении обычно выполняются по КМОП технологии и предназначены для средств связи, радиолокации, навигации и измерительной техники. Дополнительные элементы для таких микросхем – кварцевый резонатор и генератор, управляемый напряжением. Подробно о свойствах и характеристиках синтезаторов различного типа можно прочитать в статье Л. И. Ридико «DDS: прямой цифровой синтез частоты» (<http://maybe-interesting-component.azm.su/page40.html>).

Глава 4. РАЗРАБОТКА СХЕМ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ

4.1. Сложение мощностей усилительных каскадов.

Синфазные мостовые схемы

Без сложения мощностей отдельных ГВВ на общей нагрузке невозможно с помощью полупроводниковой элементной базы реализовать подавляющее большинство мощных устройств. Особенно это относится к дециметровому, сантиметровому и миллиметровому диапазонам волн, так как именно в этих частотных диапазонах мощность транзисторов еще недостаточна для построения на одном активном элементе достаточно мощного выходного усилителя передатчиков и мощных генераторов сигналов.

Самый простой выход из положения подразумевает параллельное соединение нескольких транзисторов, как показано на рис. 4.1. Для выравнивания коэффициентов передачи по току транзисторов в цепи их эмиттеров включаются резисторы отрицательной обратной связи номиналом 0,3 – 0,6 Ом, иначе через транзистор с наибольшим коэффициентом усиления будет проходить ток, превышающий токи других транзисторов.

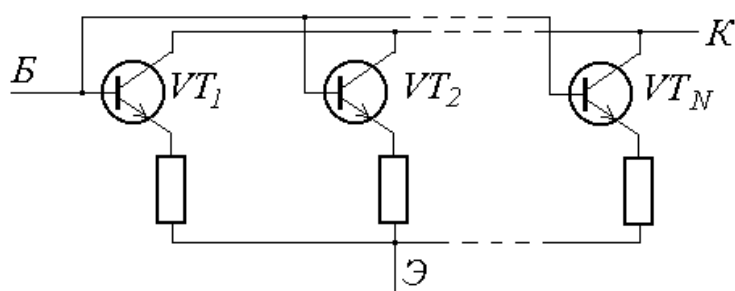


Рис. 4.1. Параллельная работа N транзисторов как одного активного элемента

Схема параллельного соединения транзисторов проста, однако, имеет существенные недостатки, к которым можно отнести:

- суммирование реактивных сопротивлений различных транзисторов в схеме, приводящее к снижению частотных возможностей объединенного транзистора;

– рост суммарной мощности не прямо пропорционален числу объединяемых транзисторов из-за потерь в выравнивающих резисторах в цепях эмиттеров;

– снижение аппаратной надежности схемы, так как выход из строя и замыкание одного транзистора приводит к отказу всей схемы.

Указанные недостатки привели к тому, что подобный метод сложения мощностей нескольких транзисторов применяется лишь на низких частотах, особенно часто в стабилизаторах напряжения мощных источников питания. Потери в выравнивающих резисторах привели к тому, что более пяти элементов такими схемами объединять не выгодно.

Другой метод сложения мощностей, показанный на рис. 4.2 и часто используемый в технике звукового вещания, назвали двухтактной схемой. Из рис. 4.2 понятно, что активные элементы при этом работают поочередно, с противофазными сигналами на входах. Недостатком двухтактной схемы также является суммирование реактивных сопротивлений транзисторов и снижение частотных возможностей, а также необходимость подбора транзисторов с идентичными параметрами, иначе в выходном сигнале появляются искажения.

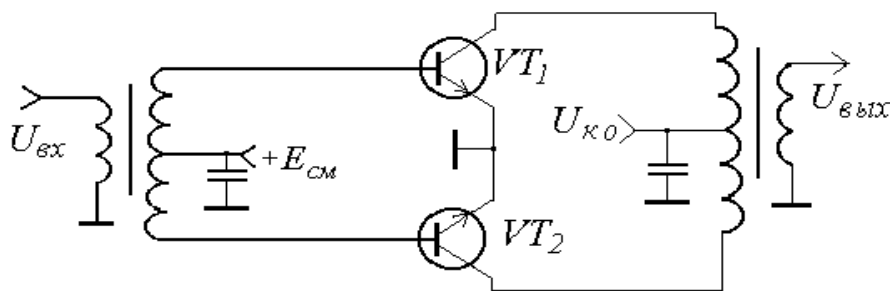


Рис. 4.2. Двухтактная схема сложения мощностей транзисторов

При работе мощных усилительных модулей на общую нагрузку на частотах до 30 МГц иногда применяли схему сложения в общем контуре, предложенную академиком Минцем [16]. Возможны различные варианты построения такой схемы, и один из них показан на рис. 4.3.

Выходной сигнал образуется в выходном контуре вносимыми в него через катушки связи сигналами N мощных ГВВ, возбуждаемых общим входным сигналом. Достоинства схемы в возможности объединения в нагрузку очень мощных сигналов, а недостатки заключаются в трудности реализации общего контура на высоких частотах (более 30 МГц), узкой полосе частот схемы и в необходимости установки систем автоматического управления, так как при выходе из строя одного усилительного модуля требуется его отключение и подстройка всех коэффициентов связи M . Последний недостаток вызван тем, что при аварии изменяется вносимое в выходной контур сопротивление и контур после отключения аварийного блока необходимо заново настраивать в резонанс.

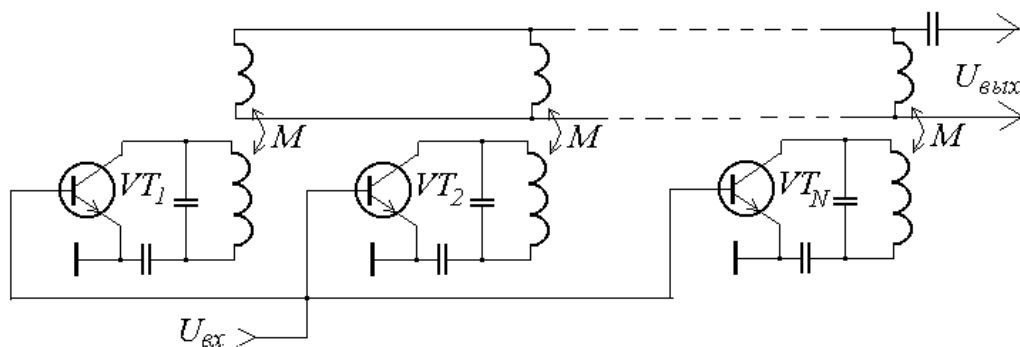


Рис. 4.3. Схема сложения мощностей в общем контуре

Эти недостатки ограничили применение схем сложения в общем контуре. Их используют обычно для сложения сигналов нескольких мощных передатчиков при работе на общую антенну, что характерно для мощных радиовещательных станций.

Еще один способ сложения мощностей, применяемый на ВЧ и СВЧ, получил наименование сложения мощностей в пространстве. При этом способе используется несколько радиопередающих устройств (ПРД), синхронно и на одной и той же несущей частоте передающих одинаковую информацию с помощью разнесенных в пространстве антенн (A), как показано на рис. 4.4. В антенне приемника (ПРМ) эти сигналы суммируются, что и определяет сложение мощностей передатчиков.

Главный недостаток метода – в необходимости нескольких антенн на передающей стороне. Разброс параметров антенн и передатчиков требует дополнять схемы ПРД устройствами коррекции и контроля диаграммы направленности. Еще один недостаток связан с необходимостью синфазного возбуждения передатчиков. Однако этот способ сложения мощностей активно используют в радиолокации, объединяя сотни элементов фазированной антенной решетки (ФАР) в единый антенный комплекс. При этом, изменяя фазовые соотношения между сигналами разных элементов ФАР, получают сканирование главным лепестком диаграммы направленности ФАР в различных плоскостях.

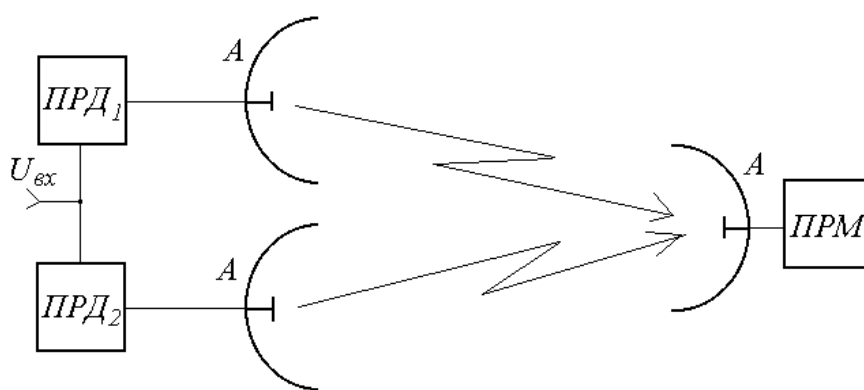


Рис. 4.4. Сложение мощностей в пространстве

Наибольшее распространение получил способ сложения мощностей мостовыми схемами.

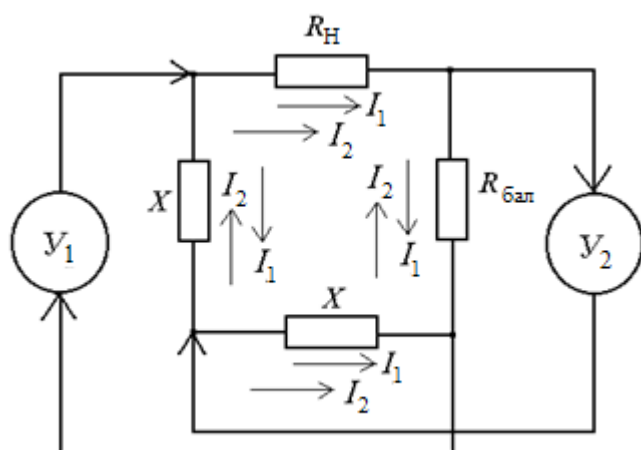


Рис. 4.5. Схема мостового способа сложения мощностей усилителей U_1 и U_2

Рассмотрим сам принцип такого способа. На рис. 4.5 изображен мост, в диагонали которого включены усилительные модули U_1 и U_2 , мощности сигналов которых требуется сложить на сопротивлении нагрузки R_N , включаемом в одно из плеч моста. В другое плечо включается балластное сопротивление поглотителя мощности $R_{бал}$, а два других плеча моста представляют собой реактивные сопротивления X .

Рассмотрим сам принцип такого способа. На рис. 4.5 изображен мост, в диагонали которого включены усилительные модули U_1 и U_2 , мощности сигналов которых требуется сложить на сопротивлении нагрузки R_N , включаемом в одно из плеч моста. В другое плечо включается балластное сопротивление поглотителя мощности $R_{бал}$, а два других плеча моста представляют собой реактивные сопротивления X .

Если рассмотреть схему протекания по плечам моста выходных токов модулей U_1 и U_2 , то можно заметить, что в сопротивлении нагрузки они направлены в одну сторону, а в балластном сопротивлении токи текут в противоположные стороны. При идентичности выходных токов I_1 и I_2 модулей U_1 и U_2 в сопротивлении нагрузки они сложатся, а на балластном сопротивлении токи взаимно компенсируются. На реактивных сопротивлениях X , включаемых в другие плечи моста, мощность выделяться не будет независимо от направлений протекания токов I_1 и I_2 , так как мощность на них определяется выражением $P = IU \cos\varphi$, а $\varphi = 90^\circ$.

Если мост сбалансирован и $R_H = R_{\text{бал}}$, то блоки усиления U_1 и U_2 не оказывают влияния друг на друга. И если их токи синфазные, то мощность в нагрузке равна сумме мощностей модулей U_1 и U_2 , а в балластном сопротивлении равна разности этих мощностей. При условии равенства мощностей модулей U_1 и U_2 в нагрузке будет удвоенная мощность $P = P_1 + P_2 = 2P$, а выделяемая в балластном сопротивлении мощность будет равна нулю.

Рассмотрим, что произойдет, если токи I_1 и I_2 не равны друг другу. Пусть $I_2 = KI_1(\cos\beta + i\sin\beta)$, где K – постоянный коэффициент; β – разность фаз между токами.

Через нагрузку протекает сумма токов, поэтому мощность в ней

$$P_H = I_1^2 R_H (1 + K^2 + 2K \cos\beta),$$

а через балластное сопротивление протекает разность токов, и на нем выделится мощность

$$P_{\text{бал}} = I_1^2 R_{\text{бал}} (1 + K^2 - 2K \cos\beta).$$

Коэффициент полезного действия мостовой схемы определится как отношение полезной мощности ко всей потраченной:

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_{\text{бал}}} = \frac{1 + K^2 + 2K \cos\beta}{2(1 + K^2)} 100\%.$$

Например, при $K = 0,8$ и $\beta = 40^\circ$ η составляет около 90 %, т. е. даже при значительном различии токов модулей по амплитуде и по фазе проигрыш в энергетике будет невелик. Однако схема, приведенная на рис. 4.5, обладает значительным недостатком, и на практике ее не используют. Этот недостаток заключается в том, что усилительные модули U_1 и U_2 нагружены в этой схеме на различные сопротивления нагрузок.

Действительно, сопротивление нагрузки первого модуля

$$Z_{\text{н}y1} = \frac{(R_{\text{н}} + R_{\text{бал}})2X}{2X + R_{\text{н}} + R_{\text{бал}}}, \text{ а второго } Z_{\text{н}y2} = \frac{(X + R_{\text{н}})(X + R_{\text{бал}})}{2X + R_{\text{н}} + R_{\text{бал}}}.$$

Различие нагрузочных сопротивлений привело бы к необходимости построения усилителей мощности, разных по параметрам и характеристикам элементов схемы, поэтому используют мостовые схемы с идентичными сопротивлениями нагрузки для объединяемых усилительных модулей.

Различают синфазные (разновидность – противофазные) и квадратурные мостовые схемы сложения мощностей, отличающиеся фазами сигналов объединяемых модулей. Мосты, объединяющие мощности нескольких модулей усиления на общей нагрузке, называют суммирующими, а мосты, делящие мощность генератора на несколько нагрузок, называют делящими. Некоторые типы мостов не трансформируют сопротивления, и их нужно применять с цепями согласования. Есть и мосты, трансформирующие сопротивления, поэтому их можно применять одновременно и для трансформации сопротивлений, однако в большинстве практических случаев мосты предпочитают выполнять со стандартными сопротивлениями по всем входам для лучшей их настройки и возможности подключения стандартных измерительных нагрузок и приборов.

Мостовые схемы обладают развязывающим свойством, т. е. сигналы первого входа не зависят от сигналов второго входа и так далее, и наоборот. Однако развязка не бесконечна, и в общем случае, кроме качества изготовления самих мостов, зависит от изменения нагрузки, приводящей к изменению взаимных связей между различными входами моста. В этом смысле квадратурные мосты имеют преимущество, заключающееся в том, что при синхронном изменении входных сопротивлений моста выходное сопротивление не меняет своей величины. Это важное свойство широко используют при суммировании мощностей усилителей, работающих в изменяющихся режимах, а также при нестабильности внешних условий (например, температуры), когда изменение режимов происходит синхронно.

Синфазные мостовые схемы. Главное достоинство синфазных мостов в том, что они многовходовые и дают возможность с помощью одного моста сложить (или разделить) мощности сразу нескольких ГВВ. Принцип построения синфазных мостов показан на рис. 4.6.

Цепи согласования на схеме выполняют функции трансформации входных сопротивлений моста $R_1 = R_2 = R_N = R$ в сопротивления NR , включенные параллельно и обеспечивающие в сумме при параллельном включении согласование с сопротивлением нагрузки $R_H = R$. Цепи согласования обеспечивают также фазовый сдвиг на 90° , необходимый для суммирования всех входных токов на сопротивлении нагрузки и вычитания их на балластных сопротивлениях $R_{\text{бал}} = R$.

Способов реализации ЦС несколько. Их можно реализовать на сосредоточенных элементах, как показано на рис. 4,7, а, б с сопротивлениями $X_C = X_L = \sqrt{NR_{\text{вх}} R_H}$.

Можно строить ЦС и на четвертьволновых отрезках линии $\rho = \sqrt{NR_{\text{вх}} R_H}$ (рис. 4.7, в), и в виде трансформатора типа длинной линии (рис. 4.7, г).

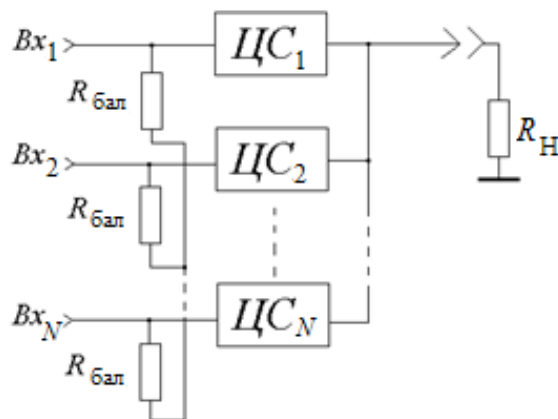


Рис. 4.6. Схема синфазного моста на N входов

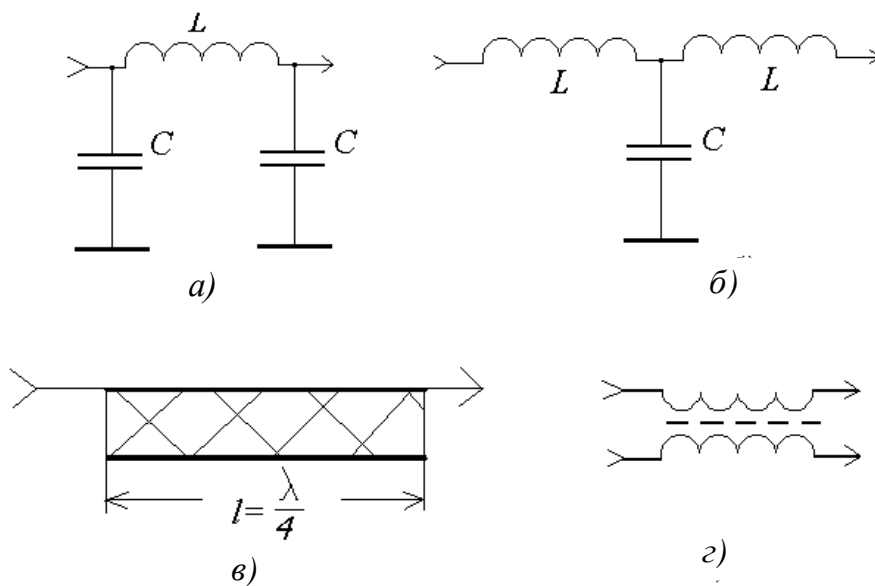


Рис. 4.7. Цепи согласования различных типов

Основной недостаток синфазных мостов состоит в том, что балластные сопротивления не соединены с корпусом и это затрудняет как отвод тепла от них, так и ухудшает характеристики мостовой схемы из-за паразитных емкостей между корпусом и балластными сопротивлениями.

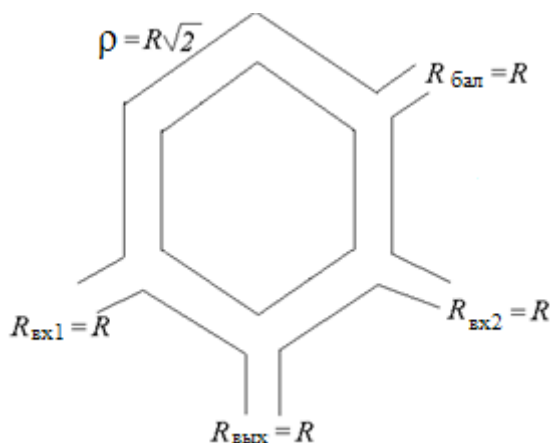


Рис. 4.8. Шестиугольный синфазный мост с длиной плеч $l = \lambda / 4$

Чтобы избавиться от этого недостатка, иногда используют кольцевые мосты, но они двухвходовые и не имеют достоинств по сравнению с квадратными мостами. Схема кольцевого моста приведена на рис. 4.8.

На уровне малых мощностей при делении мощности для возбуждения нескольких модулей иногда очень выгодно использовать синфазные мосты. При этом негативное влияние паразитной емкости балластных поглотителей $R_{бал}$ можно уменьшить, используя безындуктивные поглотители типа Р1-3, имеющие изолированные от радиатора выводы, и компенсировать за счет изменения входного сопротивления следующих за мостом каскадов.

При соединении балластных поглотителей с корпусом их реактивное сопротивление, возникающее из-за наличия индуктивности выводов и емкости тела поглотителя относительно корпуса, также негативно влияет на качество функционирования мостов. Можно компенсировать реактивную составляющую балластного поглотителя, включая на его входе цепь согласования, осуществляющую фазовый сдвиг сигнала, и за счет создания искусственных резонансов на рабочей частоте преобразованием комплексных сопротивлений в действительные.

Таким способом обычно строят мощные согласованные нагрузки для настройки и испытаний аппаратуры, и при значительных мощностях суммируемых мостами сигналов компенсация реактивностей балластного поглотителя позволяет увеличить коэффициент полезного действия на несколько процентов [16]. Однако подобную компенсацию сложно осуществить в диапазоне частот.

Таким способом обычно строят мощные согласованные нагрузки для настройки и испытаний аппаратуры, и при значительных мощностях суммируемых мостами сигналов компенсация реактивностей балластного поглотителя позволяет увеличить коэффициент полезного действия на несколько процентов [16]. Однако подобную компенсацию сложно осуществить в диапазоне частот.

Мощность поглотителей выбирается равной мощности одного входного сигнала, чтобы в аварийных ситуациях мост не выходил из строя. Отметим, что синфазные мосты на уровнях входной мощности более 50 Вт применять не следует, так как возникает проблема с отводом тепла от балластных поглотителей, изолированных от корпуса.

В этом случае для сложения мощностей i модулей можно рекомендовать последовательное включение n квадратурных мостов типа направленных ответвителей (рассматриваемых ниже) с коэффициентами отклонения, определенными из выражения

$$K = \frac{1}{\sqrt{i+1-n}},$$

где n – номер моста при последовательном включении; i – число входов блока сложения мощностей.

Примеров построения синфазных мостовых схем можно привести много как на сосредоточенных элементах (рис. 4.9), так и на коаксиальных, полосковых и волноводных линиях (рис. 4.10). В большинстве своем они различаются количеством входов и правилами реализации цепей согласования, составляющих эти мосты.

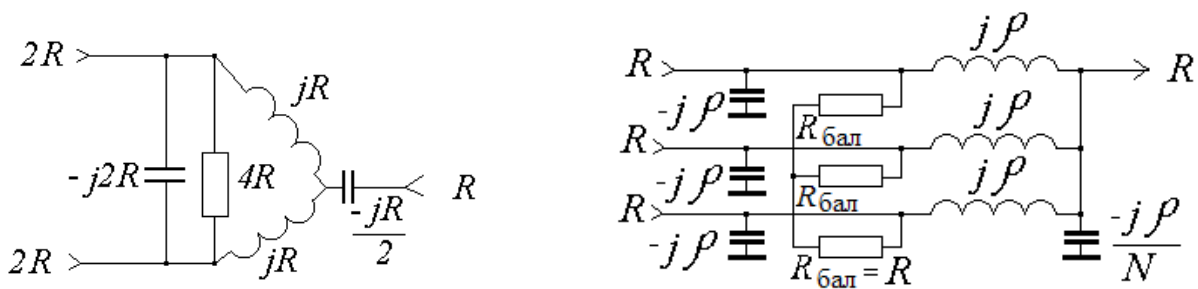


Рис. 4.9. Примеры синфазных мостов на сосредоточенных элементах

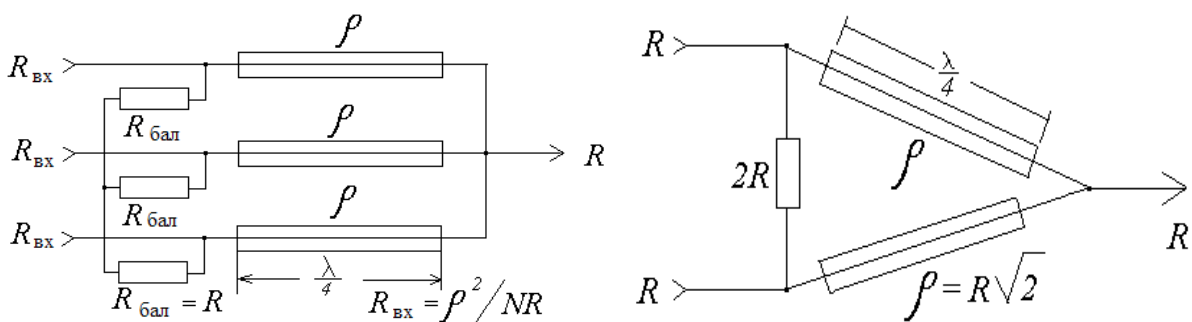


Рис. 4.10. Примеры синфазных мостов на коаксиальных линиях

4.2. Квадратурные мостовые схемы сложения мощностей

Квадратурные мосты отличаются от синфазных наличием инвертора, как показано на рис. 4.11, а также качественными характеристиками. У них лучше развязка между входами, и синхронное изменение согласования по входам не влияет на согласование по выходу. Аналогично синфазным мостам их можно использовать и в качестве делящих мостов и в качестве суммирующих, так как они

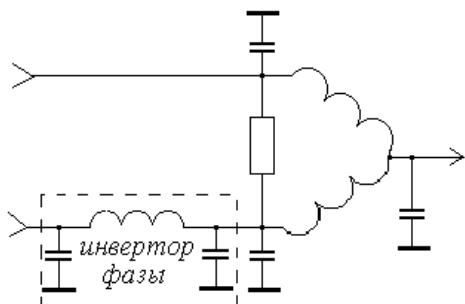


Рис. 4.11. Преобразование синфазного моста в квадратурный мост

обладают свойством дуальности. У них лучше развязка между входами, и синхронное изменение согласования по входам не влияет на согласование по выходу. Аналогично синфазным мостам их можно использовать и в качестве делящих мостов и в качестве суммирующих, так как они обладают свойством дуальности.

Функциональная схема квадратурного моста изображена на рис. 4.12.

В этой схеме цепи согласования ЦС₁ и ЦС₃ осуществляют трансформацию сопротивлений $R_{вх}$ в $R_{вх}$ и сопротивления нагрузки $R_{н}$ в $R_{бал} = R_{н}$. Цепи согласования ЦС₂ и ЦС₄ осуществляют трансформацию $R_{вх}$ в $R_{н} / 2$. Так как ЦС можно строить различными способами, то это приводит к разнообразию мостовых схем; для примера на рис. 4.13 даны два варианта таких схем.

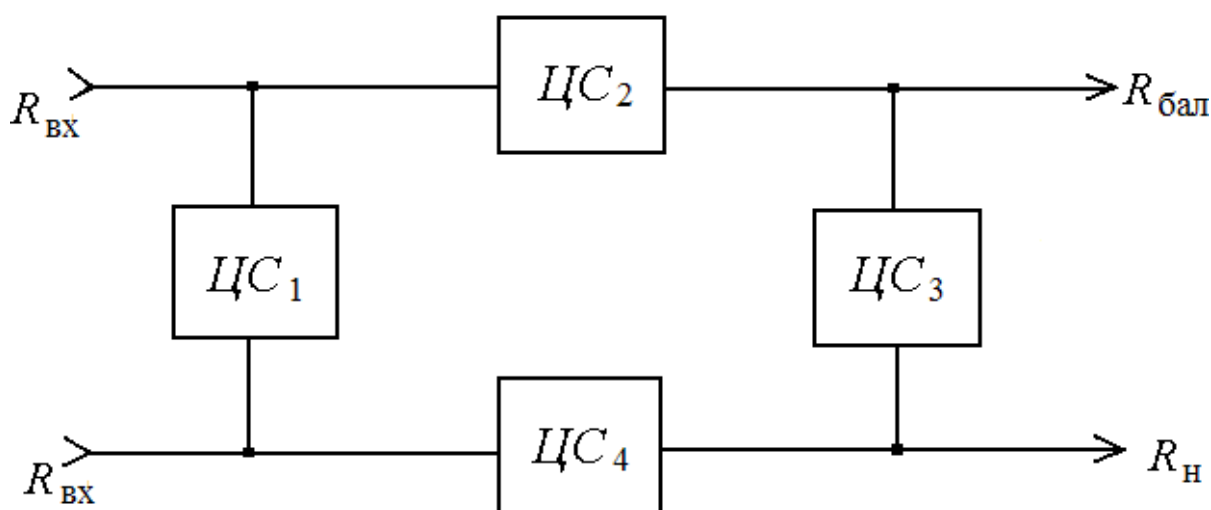


Рис. 4.12. Структурная схема квадратурного моста

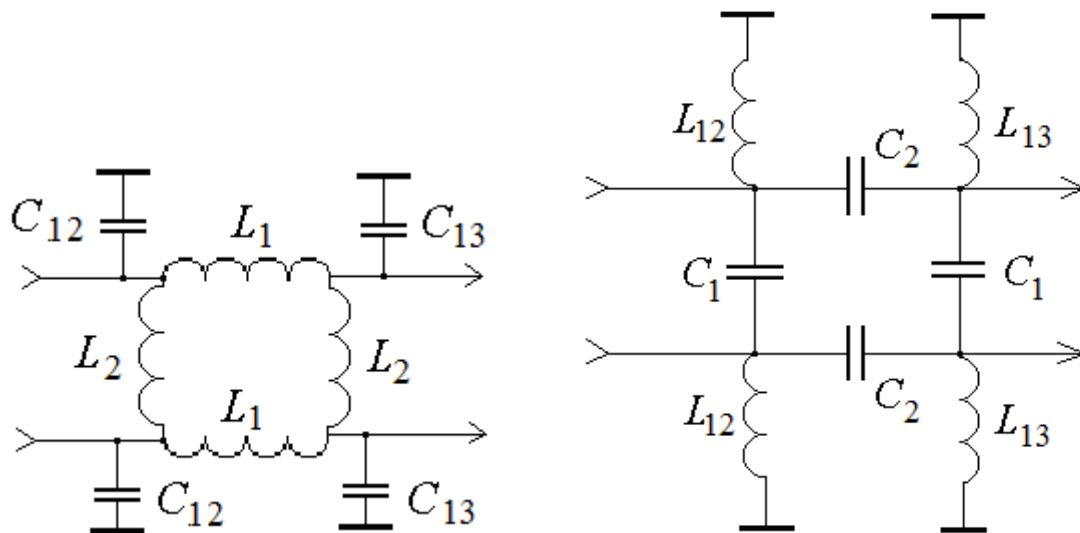


Рис. 4.13. Примеры схем квадратурных мостов

Квадратурные мосты типа направленного ответвителя, изготавливаемые на связанных линиях с лицевой связью, как показано на рис. 4.14, привлекли инженеров своей компактностью и простотой изготовления. Как правило, у таких мостов в режиме деления (в полосе частот на +20 % и на -20 % от несущей) мощности в выходных плечах различаются менее чем на 5 %. Для большинства мощных высокочастотных генераторов можно рекомендовать микрополосковые квадратурные мосты с лицевой связью, изображенные на рис. 4.14. Эти мосты широкополосны, обладают достаточной развязкой между входами, легко реализуются и не требуют сложной настройки.

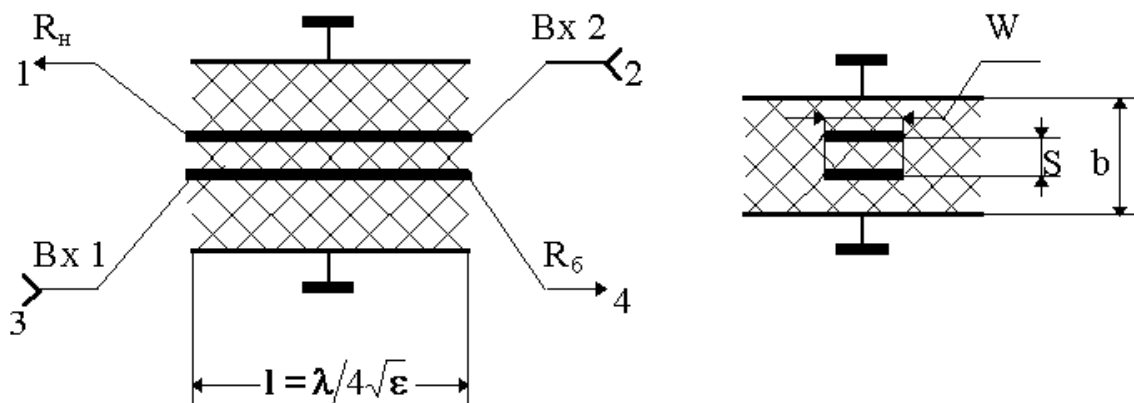


Рис. 4.14. Микрополосковый мост с лицевой связью

Примеры реализации верхней и зеркально отображающей ее нижней микрополосковых линий для квадратурных мостов из разных материалов приведены на рис. 4.15.

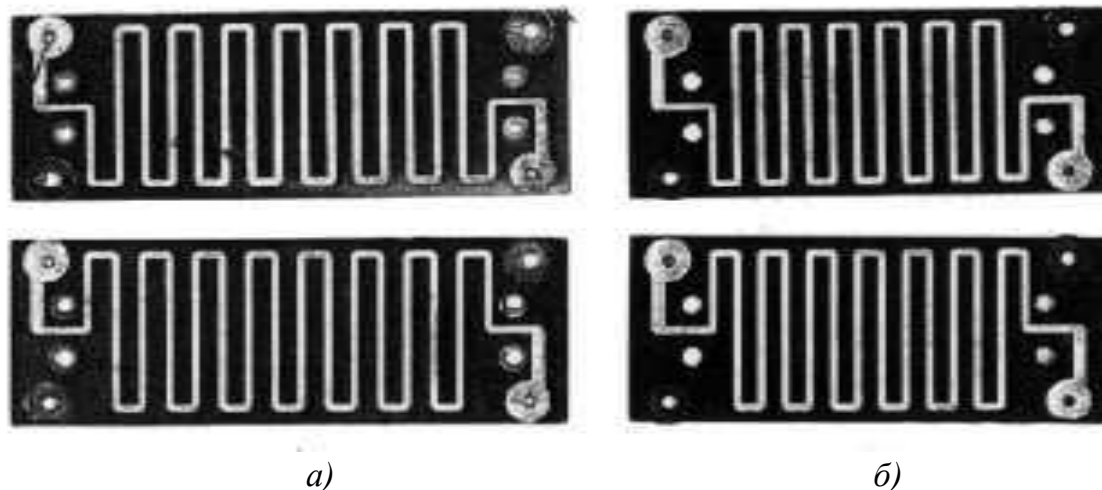


Рис. 4.15. Пример реализации микрополосковых мостов с лицевой связью на линиях с различными диэлектрическими материалами при $f = 125$ МГц: а – ФАФ-4; б – ФЛАН

Экспериментальное исследование мостов показало, что потери в них зависят от качества изготовления микрополосковых линий и допустимой погрешности балластного резистора. Как правило, на основной частоте потери мощности не превышают 5 %, при погрешности балластных поглотителей не выше 10 %.

Иногда в схемах по каким-либо причинам удобнее применять квадратурные мосты на сосредоточенных элементах (особенно на частотах ниже 50 МГц). Схема такого моста приведена на рис. 4.16.

Выражение для расчета элементов [5] имеют следующий вид:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{н}}; L_1 = \frac{R_{\text{вх}}}{2\pi f}; L_4 = \frac{R_{\text{н}}}{2\pi f};$$

$$L_2 = L_3 = \frac{\sqrt{0,5R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}}{2\pi f};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{2R_{\text{вх}} + \sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}}}{2\pi f R_{\text{вх}} \sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}}; C_3 = C_4 = \frac{\sqrt{2R_{\text{н}} + \sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}}}{2\pi f R_{\text{н}} \sqrt{R_{\text{вх}}R_{\text{н}}}}$$

Для сложения мощностей большого количества усилительных модулей U_i применяют разветвленные мостовые схемы как по выходу, так и по входу мощного усилителя. На входе усилителей устанавливают такие же, как и на выходе, квадратурные мосты для автоматического обеспечения требуемых квадратурных (90°) сдвигов по фазе между входными сигналами, как показано для схемы сложения мощностей четырех модулей $U_1 - U_4$ на рис. 4.17.

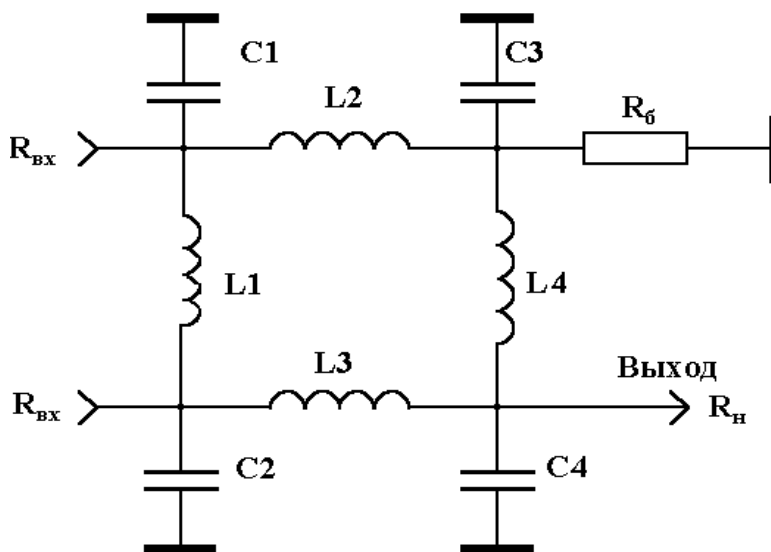


Рис. 4.16. Квадратурный мост на сосредоточенных элементах

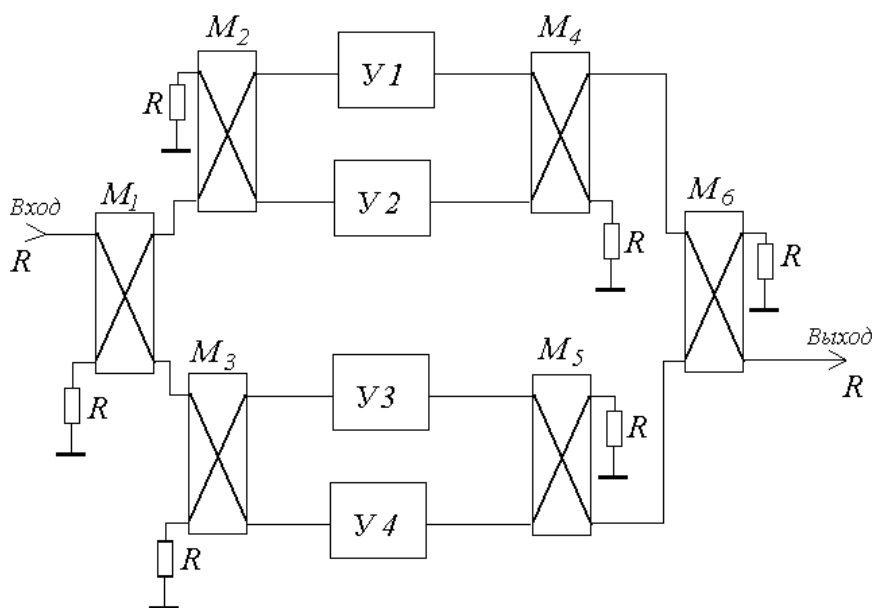


Рис. 4.17. Мостовая схема сложения на квадратурных мостах

Поскольку при потерях энергии необходим отвод тепла от мостов и от балластных поглотителей R , то и сам мост и поглотители устанавливают обычно на том же радиаторе, что и усилительные модули, в непосредственной близости от цепей согласования усилителей, чтобы минимально терять энергию при передаче ее от усилителя на мост.

Однако для мостовых схем, объединяющих мощности в единицы и десятки киловатт, проблема охлаждения стоит так остро, что их объединяют в модули для сложения двух или четырех мощных генераторов и соединяют через разъемы стандартными фидерами с соответствующими усилителями. Например, на рис. 4.18 иллюстрируется внешний вид таких мощных мостов фирмы Тесла для сложения двух генераторов мощностью по 0,5 кВт и четырех – по 10 кВт.

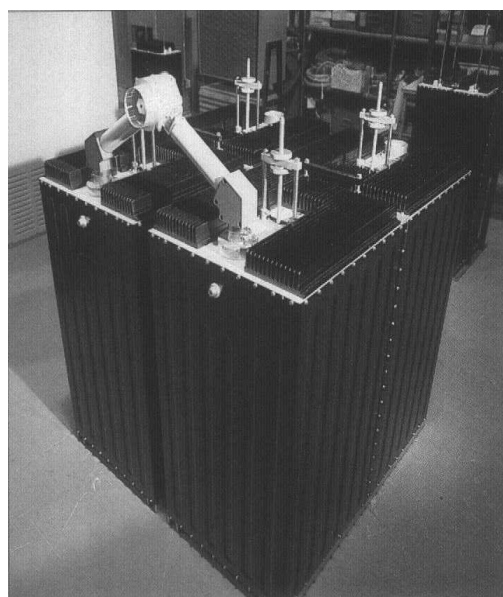
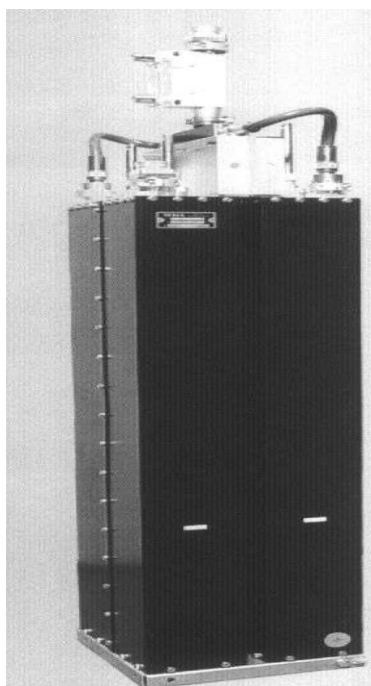


Рис. 4.18. Мосты схем сложения мощностей фирмы Тесла

Удачное сочетание в схемах блоков деления и сложения мощностей синфазных и квадратурных мостов позволяет получить заданную выходную мощность при минимальном количестве усилительных модулей M . Так, на рис. 4.19 приведена структурная схема блока деления и сложения мощностей высокочастотного генератора мощностью 1 кВт,

реализованная на одном синфазном мосту и двадцати квадратурных, имеющая в своем составе пятнадцать идентичных усилительных модулей M_i . Необходимые фазовые сдвиги сигналов достигаются в этой схеме с помощью четвертьволновых отрезков коаксиального кабеля.

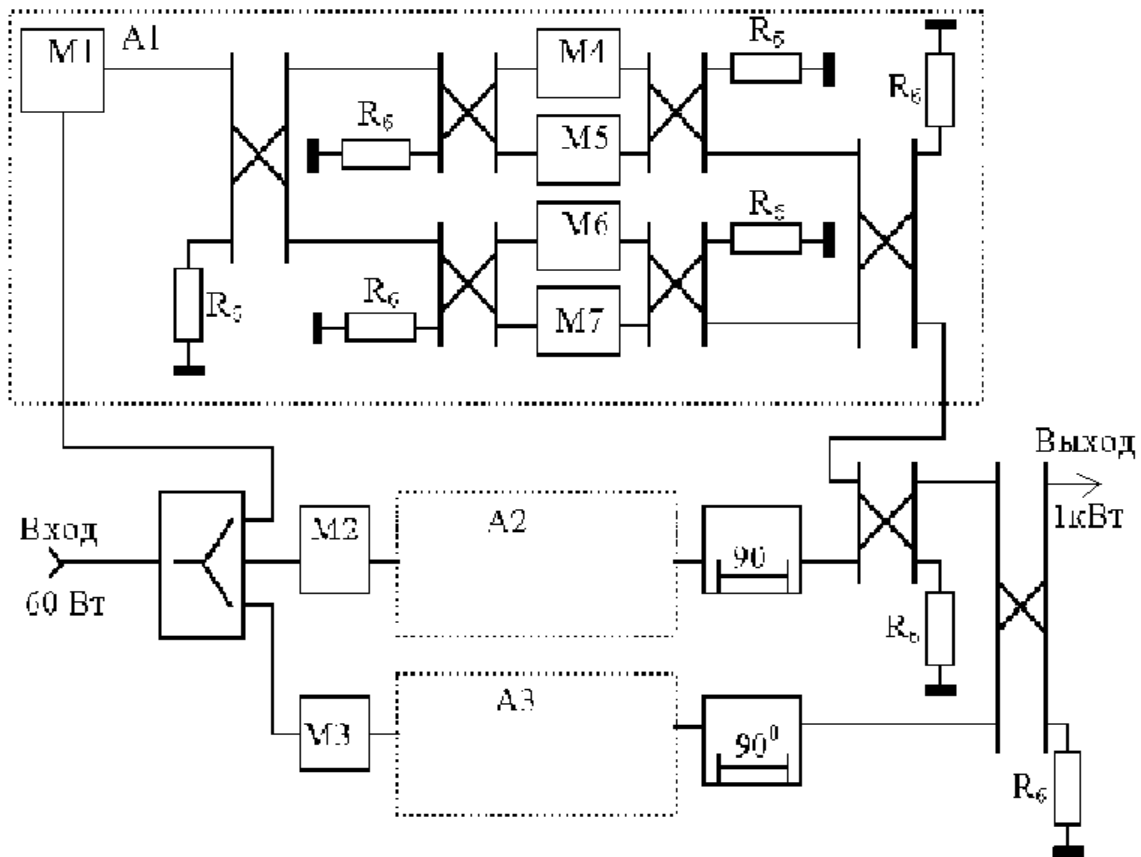


Рис. 4.19. Пример структурной схемы разветвленного мощного генератора

Выходной мост для схемы, изображенной на рис. 4.19, рассчитывается на коэффициент связи по мощности $G = 4,8$ дБ. Используя совместно синфазный и квадратурный мосты, удастся иногда получить выигрыш. Действительно, при построении такого мощного генератора на квадратурных трехдецибельных мостах потребуется шестнадцать выходных усилительных модулей, четыре предвыходных и тридцать квадратурных мостов в соответствии с выражением для чис-

ла трехдецибельных мостов для типовых схем сложения мощностей $M = 2(i - 1)$, где i – число выходных усилительных модулей.

Широко используемые в технике СВЧ и устройствах малой и средней мощности мосты Ланге (рис. 4.20) и тандемное включение квадратурных мостов с ослабленной боковой связью (рис. 4.21) в мощных генераторах не следует применять из-за возможного пробоя между линиями и пониженной их надежности из-за наличия внешних перемычек в этих мостах.

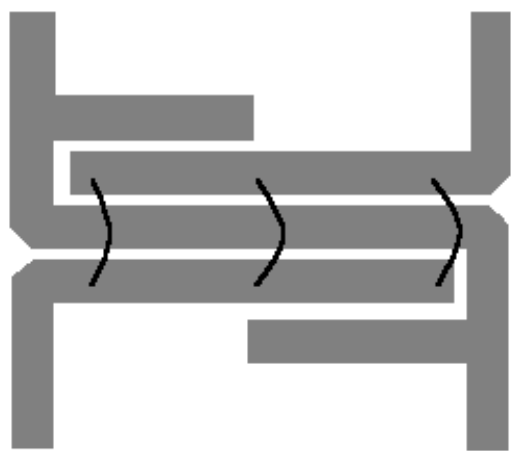


Рис. 4.20. Мост Ланге

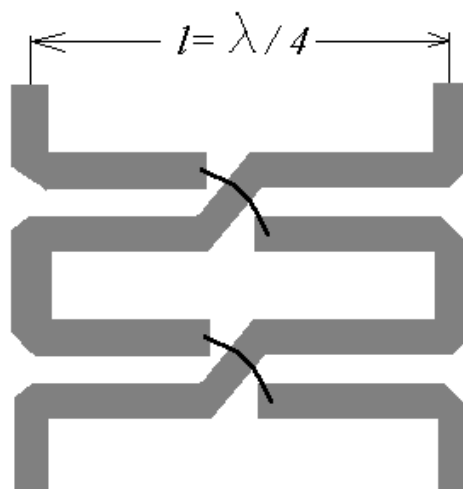


Рис. 4.21. Мост из тандемного соединения направленных ответвителей с боковой связью

В полосковом исполнении на отрезках симметричных линий с сильной боковой связью такие мосты делают для мощностей не выше нескольких ватт, так как расстояние между линиями становится малым и при большой мощности возникает вероятность электрического пробоя. Развязка между входами мостов с боковой связью порядка 30 дБ, а потери обычно не превышают 0,25 дБ, и их активно используют для целей контроля.

Глава 5. МОДУЛЯТОРЫ СИГНАЛОВ

5.1. Аналоговые виды модуляции

Процесс наложения информационного сообщения на сигнал называется модуляцией. Различают аналоговые и цифровые виды модуляции. К аналоговым относятся амплитудная, однополосная и угловые методы модуляции. При амплитудной модуляции (АМ) высокочастотных колебаний их амплитуда меняется по закону передаваемого низкочастотного сообщения, как показано на рис. 5.1.

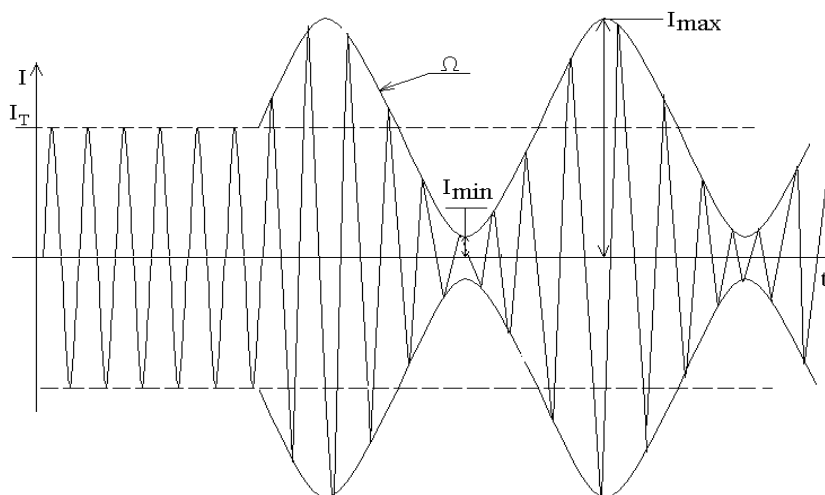


Рис. 5.1. АМ колебание

Пусть сигнал сообщения описывается выражением

$$I(t) = I_{\Omega} \cos(\Omega t),$$

где $\Omega = \sum_{i=1}^n 2\pi F_i$ представляет собой совокупность из n спектральных

составляющих с частотами F_i , формирующих сигнал сообщения.

Сигнал высокой частоты, при отсутствии амплитудной модуляции называемый сигналом в режиме молчания или в телефонном режиме, запишем в форме $I_{ВЧ} = I_T \cos \omega_0 t$. При таком подходе ток на выходе амплитудного модулятора можно представить в виде выражения

$$\begin{aligned}
 I &= (I_T + I_\Omega \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t) = \\
 &= I_T (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = I(\Omega t) \cos \omega_0 t,
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

где $m = \frac{I_\Omega}{I_T}$ назвали глубиной модуляции; I_T – амплитуда ВЧ колебания с частотой ω_0 ; I_Ω – амплитуда НЧ колебания с частотой Ω .

Раскрыв скобки в выражении (5.1) найдем спектр АМ сигнала:

$$\begin{aligned}
 i &= I_T (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\
 &= I_T \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} I_T \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} I_T \cos(\omega_0 - \Omega)t.
 \end{aligned}$$

При модуляции гармоническим колебанием спектр АМ сигнала будет иметь вид, показанный на рис. 5.2, а, а при сложном модулирующем сигнале такой, как показано на рис. 5.2, б.

Частоты $f - \Omega$ и $f + \Omega$ называют нижней и верхней боковыми частотами, а амплитуда этих составляющих не может превышать половину амплитуды сигнала ВЧ в режиме молчания.

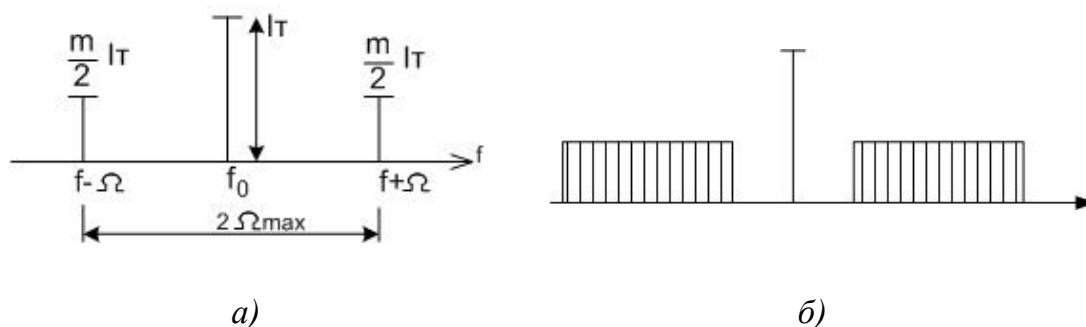


Рис. 5.2. Спектр АМ сигнала

Под мощностью радиопередающего устройства при АМ понимают мощность в режиме молчания [26]. Средние по времени значения мощностей и токов зависят от глубины модуляции m . Мощность колебания боковой частоты на нагрузке R определяется выражением

$$P_{\text{бч}} = \frac{1}{2} \left(\frac{m}{2} I_T \right)^2 R = \frac{m^2}{4} P_T \tag{5.2}$$

и $P_{\text{ср}} = P_T \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$, так как $P_{\text{ср}} = P_T + 2P_{\text{бч}}$.

При $m = 1$ $P_{\text{ср}} = 1,5P_{\text{T}}$, т. е. средняя мощность, отдаваемая усилителем с амплитудной модуляцией сигнала при $m = 1$, больше в полтора раза, чем в режиме молчания.

Мощность одной боковой частоты можно найти как

$$P_{\text{бч}} = \frac{m^2}{4} P_{\text{T}} = \frac{m^2}{4(1+m)^2} P_{\text{max}}. \quad (5.3)$$

При $m = 1$ $P_{\text{бч}} = \frac{1}{4} P_{\text{T}} = \frac{1}{16} P_{\text{max}}$, т. е. для увеличения мощности боковой полосы, в которой и сосредоточена информация, нужно увеличивать m , и все передатчики с АМ рассчитывают, как правило, для $m = 1$, хотя при передаче широкополосных сигналов, таких как музыка или речь, среднее значение глубины модуляции 0,3 – 0,4.

При базовой (сеточной) модуляции СМХ нелинейна в начале характеристики, и это заставляет ограничивать величину глубины модуляции m (рис. 5.3).

При коллекторной (анодной) модуляции статическая модуляционная характеристика (СМХ) модулятора линейна и допустимо выгодна для потребителя АМ сигнала глубина модуляции $m = 1$ (рис. 5.4).

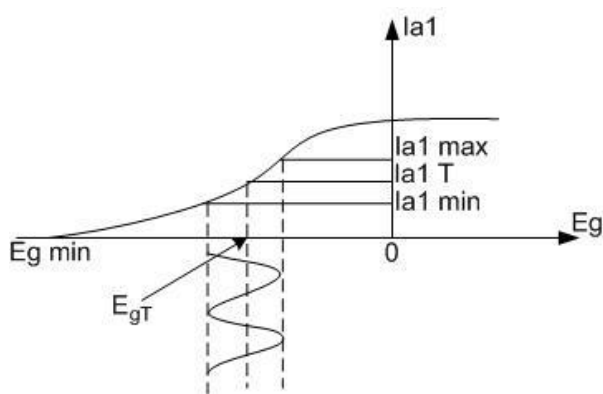


Рис. 5.3. СМХ при сеточной АМ

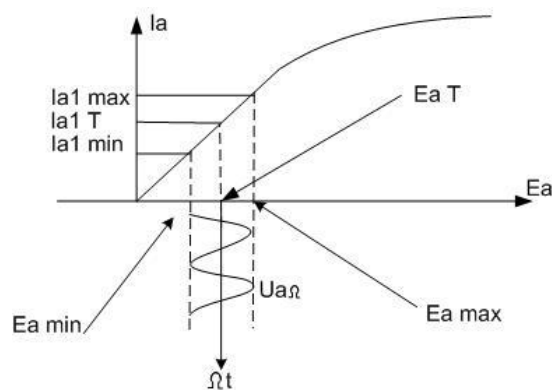


Рис. 5.4. СМХ при анодной АМ

На рис. 5.5 приведена амплитудно-частотная модуляционная характеристика, показывающая для двух значений глубины модуляции m линейный участок работы модулятора.

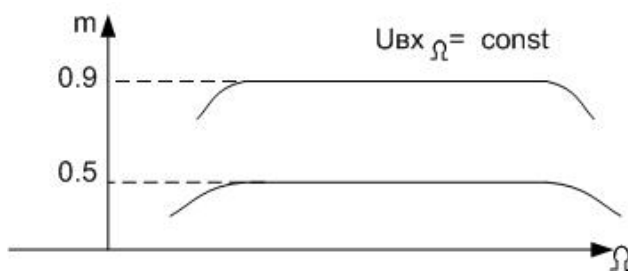


Рис. 5.5. Модуляционная амплитудно-частотная характеристика

Способы осуществления амплитудной модуляции. Способы осуществления АМ зависят от применяемой элементной базы. Теоретически АМ реализуема даже изменением связи с антенной, но ввиду сложности осуществления при больших мощностях и низкого коэффициента полезного действия (КПД) такой метод на практике не используют. Для ламповой элементной базы применяют следующие способы АМ:

1. *Модуляция смещением*, которая применяется в мощных телевизионных радиопередающих устройствах изображения.

2. *Модуляция возбуждением*. В чистом виде не применяется, но усилитель модулированных колебаний (УМК) имеет те же режимы по энергетике, что и модулятор возбуждением и рассчитывается так же, т. е. сообщение подается на управляющую сетку.

3. *Экранная модуляция*. Данный вид применяется в комбинации с другими видами модуляции. НЧ модулирующая составляющая подается при этом на вторую сетку тетродов.

4. *Пентодная модуляция*. Используется для передатчиков средней мощности. Управляющее воздействие прикладывается на третью сетку.

5. *Анодная модуляция*. Осуществляется за счет изменения напряжения питания анода E_a .

6. *Комбинированные* виды модуляции.

Для транзисторной элементной базы используют следующие виды амплитудной модуляции:

1. Базовая смещением.
2. Базовая возбуждением.
3. Коллекторная.
4. Комбинированная (коллекторная и базовая возбуждением).
5. Автоколлекторная.

Наиболее широкое применение нашли модуляция смещением и комбинированная. В модуляторе смещением на входе генератора с независимым возбуждением (ГНВ) смещение образуется суммой постоянного напряжения смещения и трансформируемого во входную цепь напряжения модулирующего сигнала $E_c = E_{c, \text{мол}} + U_{\Omega} \cos \Omega t$.

Схема модулятора смещением показана на рис. 5.6. Работу каскада удобно анализировать с помощью СМХ, показанной на рис. 5.7.

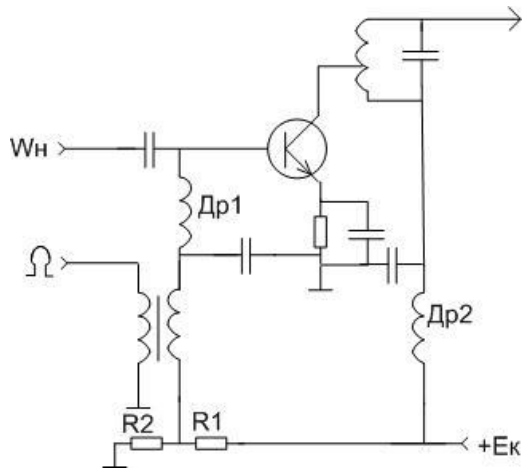


Рис. 5.6. Модулятор смещением

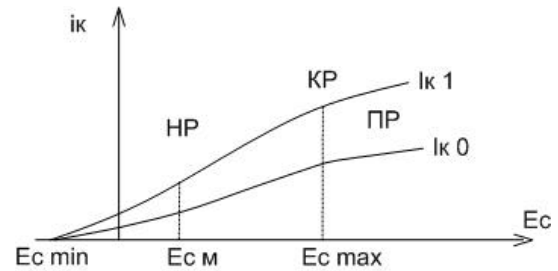


Рис. 5.7. СМХ модулятора

Так как $I_{к1}$ и $I_{к0}$ пропорциональны коэффициентам разложения, то и СМХ принципиально нелинейны. Токи меняются в зависимости от E_c только в недонапряженном режиме (НР). Получить 100 % неискаженную модуляцию смещением не удастся.

Для полного использования активного элемента (АЭ) по мощности рекомендуется максимальный режим работы модулятора выбирать так, чтобы у ГНВ был критический режим работы, а рабочую точку для режима молчания выбирать посреди линейного участка СМХ. При этом кривые коэффициентов использования коллекторного напряжения и КПД будут повторять СМХ, как показано на рис. 5.8, а мощностные характеристики (рис. 5.9) будут иметь вид

$$P_0 = I_{к0}(E_c)E_c; P_1 = 0,5I_{к1}^2(E_c)R_H; P_{\text{расс}} = P_0(E_c) - P_1(E_c).$$

Малые нелинейные искажения достигаются только при $m = 0,6..0,7$ и при углах отсечки коллекторного тока в максимальном режиме от $\theta_{\text{max}} = 90^\circ$ до $\theta_{\text{max}} = 120^\circ$.

При модуляции смещением средний КПД меньше 0,5, так как $\eta_{\text{э.ср}} = \eta_{\text{э.мол}} \left(1 + \frac{m_{\text{ср}}^2}{2}\right)$, поэтому модуляторы смещением применяются в основном на уровнях малых мощностей. Например, в телевидении, где необходим широкополосный модулятор, который легче реализовать при низких мощностях.

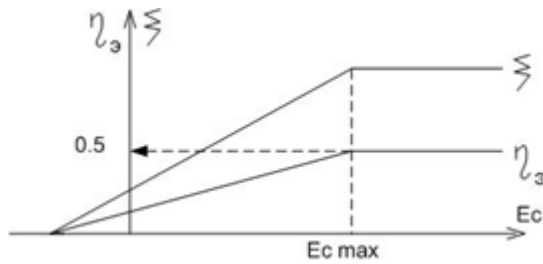


Рис. 5.8. Зависимость η и ξ от напряжения смещения

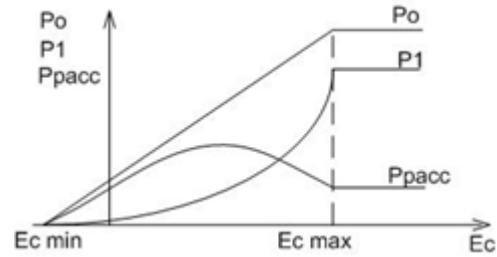


Рис. 5.9. Зависимость $P_0, P_1, P_{\text{расс}}$ от модулирующего напряжения

Для работы с минимальными искажениями номинальная мощность ГНВ должна быть не меньше мощности $P_{1\text{max}}$ в максимальном режиме

$$P_{\text{ноом}} \geq P_{1\text{max}} = P_{1\text{мол}}(1+m)^2.$$

Основное достоинство модуляции смещением – малая мощность P_{Ω} , потребляемая от модулятора

$$P_{\Omega} = 0,5I_{\Omega}U_{\Omega} \cong 0,5(I_{\text{вх0max}} - I_{\text{вх0min}})U_{\Omega}, \quad U_{\Omega} = E_{\text{с.мах}} - E_{\text{с.мол}}.$$

Коллекторная модуляция. Модулирующее напряжение $U_{\Omega}\cos\Omega t$ включают последовательно с напряжением питания $E_{\text{к0}}$, определяющим режим молчания $E_{\text{п мол}} = E_{\text{к0}}$.

$$E_{\text{п}}(\Omega t) = E_{\text{п мол}} + U_{\Omega}\cos\Omega t = E_{\text{п мол}}(1 + m\cos\Omega t),$$

где $m = U_{\Omega} / E_{\text{п мол}}$.

Для лучшего использования активного элемента (АЭ) рекомендуется максимальный режим совмещать с критическим [2 – 6, 16], а режим молчания с серединой СМХ $I_{\text{к1}}(E_{\text{к}})$. При $m = 1$ $E_{\text{п max}} = E_{\text{п кр}}$, $E_{\text{п мол}} = 0,5E_{\text{п max}}$ угол отсечки из обычных соображений выбирается $70 \dots 90^\circ$. При этом $\eta \approx 0,7$ и при модуляции не меняется, что является преимуществом по сравнению с модуляцией смещением.

Мощность, потребляемая от модулятора:

$$P_{\Omega} = 0,5I_{\Omega}U_{\Omega} = 0,5m^2P_{\text{омол}}; \quad P_{\text{омол}} = I_{\text{к0мол}}E_{\text{п.мол}},$$

т. е. мощность модулятора того же порядка, что и источника постоянного напряжения, и требуется мощный модулятор. Это главный недостаток коллекторной (анодной) модуляции.

СМХ при коллекторной АМ имеют зависимость $I_{\text{к}}$ и $I_{\text{к0}}$ от $E_{\text{п}}$ только в перенапряженном режиме, как показано на рис. 5.10, и модулятор должен работать в перенапряженном режиме. Энергетические характеристики при коллекторной модуляции изображены на рис. 5.11.

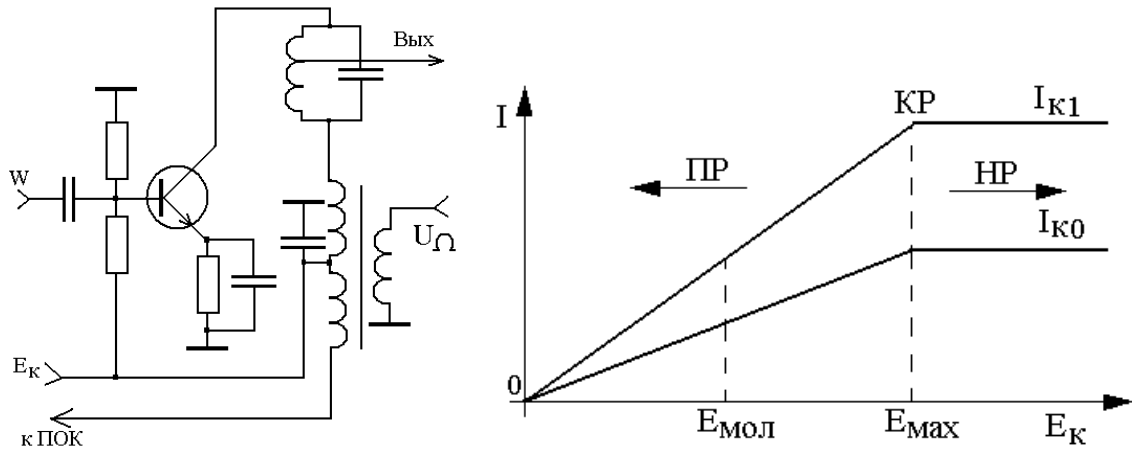


Рис. 5.10. Автоколлекторный модулятор и его СМХ

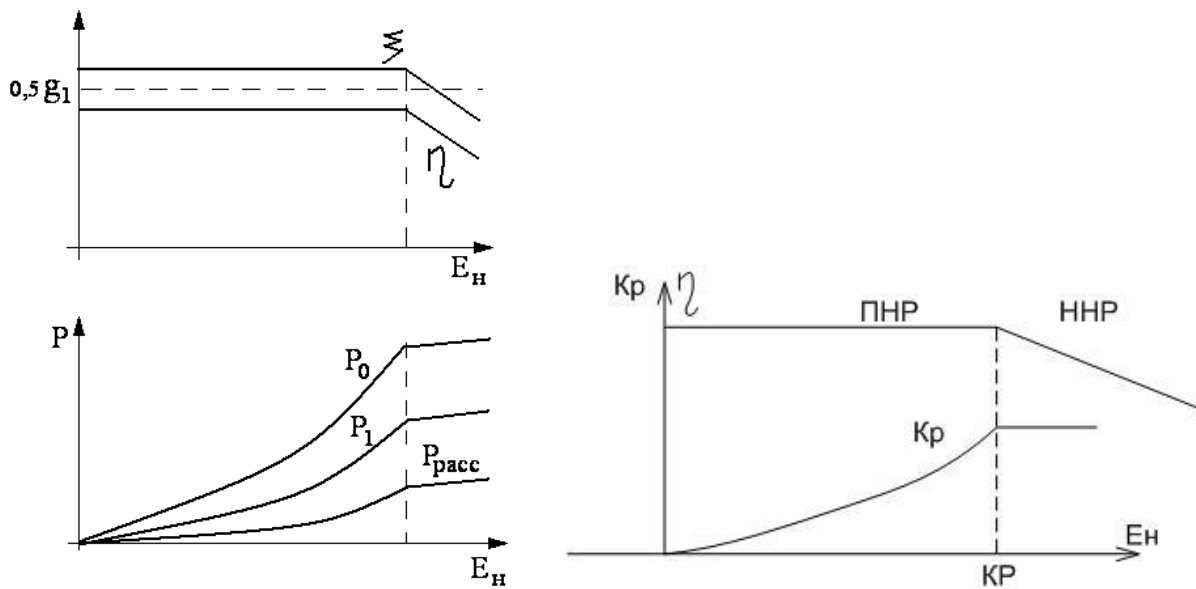


Рис. 5.11. Энергетические характеристики коллекторного модулятора

Мощности определяются как

$$P_{0\text{мод}} = P_{0\text{мол}} (1 + 0,5m^2); P_{0\text{мах}} = P_{0\text{мол}} (1 + m^2);$$

$$P_{\text{расс.мод}} = P_{\text{расс.мол}} (1 + 0,5m^2); P_{\text{расс.мах}} = P_{\text{расс.мол}} (1 + m^2).$$

Максимальный режим имеет максимальную мощность рассеяния, но он кратковременный, поэтому активный элемент выбирают из условия $P_{\text{расс.мод}} < P_{\text{к доп}}$ и из условия $E_{\text{п мах}} < E_{\text{кэ доп}}$.

Комбинированная модуляция. Недостаток коллекторной модуляции в том, что АЭ работает в перенапряженном режиме (ПНР), где мал коэффициент усиления по мощности и входная проводимость зависит от модулирующего сигнала, что вызывает паразитную амплитудную и фазовую модуляции предоконечный каскад (ПОК), а значит, и сигнала на выходе ПРД.

Чтобы это устранить, уменьшают связь между каскадами, но в результате снижается коэффициент передачи. Лучшие соотношения получаются, если синфазно осуществить коллекторную модуляцию одновременно в двух или трех каскадах (рис. 5.12).

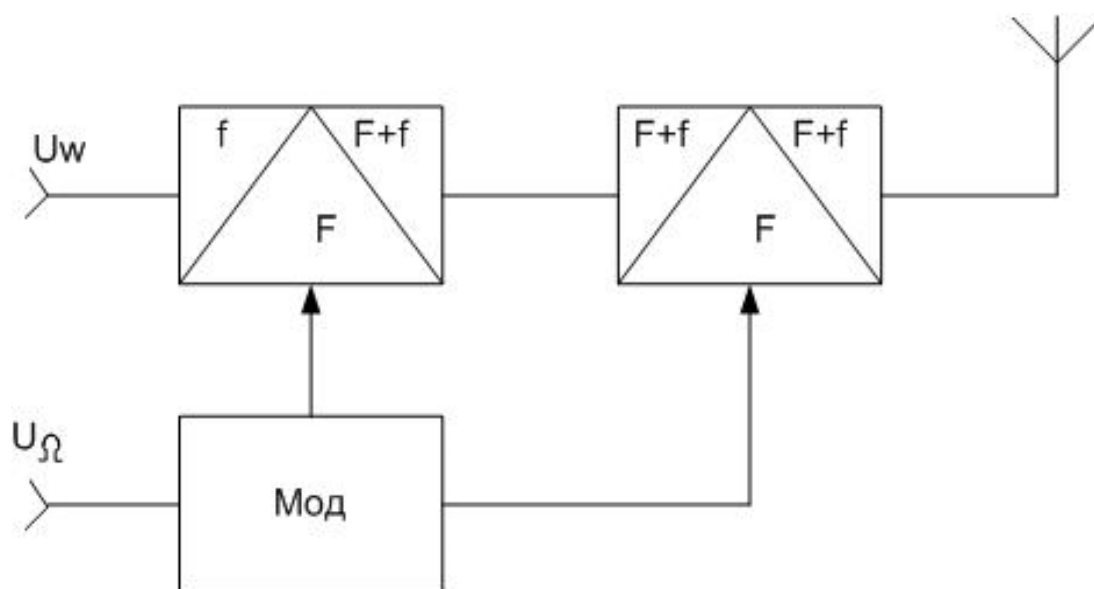


Рис. 5.12. Комбинированная модуляция

При этом в самом маломощном каскаде осуществляют обычную коллекторную модуляцию, а остальные каскады работают в режиме усиления модулированных колебаний с одновременной коллекторной модуляцией.

Главная особенность в том, что при одновременном увеличении $U_{вх}$ и $E_{п}$ можно в каждой точке СМХ поддерживать критический режим, что обеспечит оптимум коэффициента усиления по мощности и КПД ($\approx 85\%$). Второе достоинство – меньшая мощность модулятора, чем при работе на один каскад, так как для первого каскада требуется малая мощность. Третье достоинство – большая линейность модуляционных характеристик, как видно из рис. 5.13 и 5.14.



Рис. 5.13. Энергетические характеристики при комбинированной модуляции

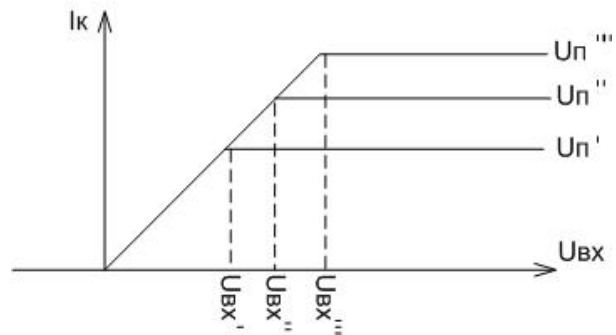


Рис. 5.14. Статические модуляционные характеристики при комбинированной модуляции

На рис. 5.15 показаны сравнительные характеристики различных видов амплитудной модуляции.

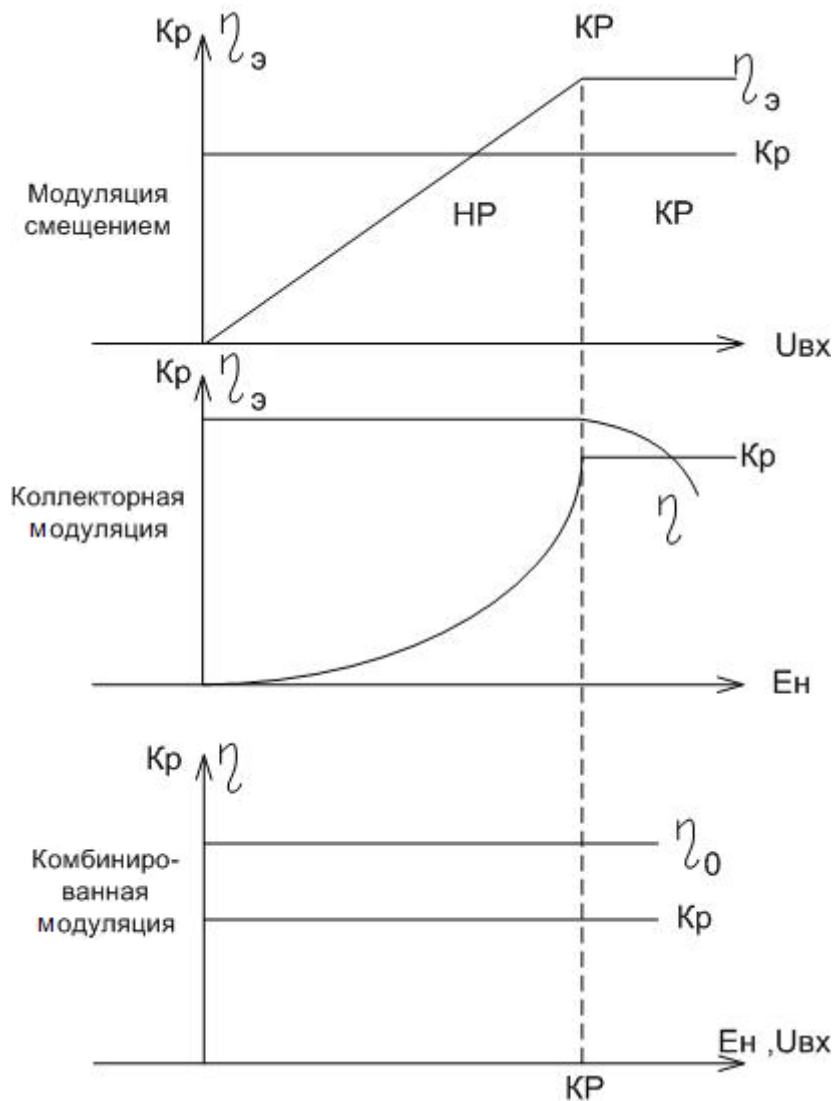


Рис. 5.15. Сравнительные характеристики модуляторов

Усиление модулированных колебаний. Усиление модулированных колебаний называют также модуляцией возбуждением. Отметим, что при усилении модулированных колебаний постоянная составляющая $I_{вх0 \text{ мол}}$ меняется в зависимости от коэффициента модуляции входного сигнала $m_{вх}$, поэтому необходимо применять фиксированное смещение от источника с малым внутренним сопротивлением.

Вариантов построения усилителей несколько. Например, в режиме «А» на вход ГНВ подается колебание вида

$$U_{вх} = U_{вх.мол} (1 + m_{вх} \cos \Omega t) \cos \omega t.$$

При этом ГНВ должен работать в недонапряженном режиме, иначе неизбежны искажения. Аналогично для модуляции смещением максимальным выбирают критический режим, а смещение для режима молчания – на середине СМХ $I_{к1}(U_{вх})$.

Недостатки усиления в режиме «А» – это низкая энергетическая эффективность, и из-за этого усиление АМ колебаний в режиме «А» используется крайне редко. Коэффициент использования напряжения при режиме «А»

$$\xi_{мол} = 0,5 \xi_{max} \cong 0,45,$$

$$\eta_{мол} = 0,5 \frac{I_{к1мол}}{I_{к0}} \xi_{мол} \cong 0,1, \quad \eta = g\xi / 2 = 22,5 \ %.$$

Принцип усиления амплитудно-модулированного сигнала в режиме «А» показан на рис. 5.16.

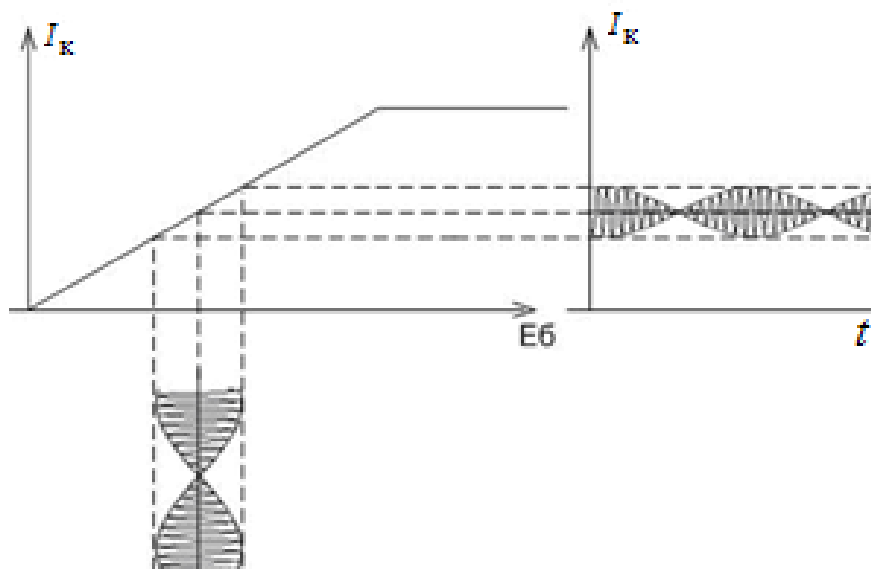


Рис. 5.16. Усиление сигнала АМ в режиме «А»

Наиболее удачен для усиления АМ сигналов режим работы ГНВ с углом отсечки в 90° , показанный на рис. 5.17. В этом случае искажения сигнала минимальны, $m_{\text{КВЫХ}} = m_{\text{ВХ}}$ и $\eta_{\text{МОЛ}} \approx 0,35$; $\xi_{\text{МАХ}} \approx 0,45$ и режим применяется широко.

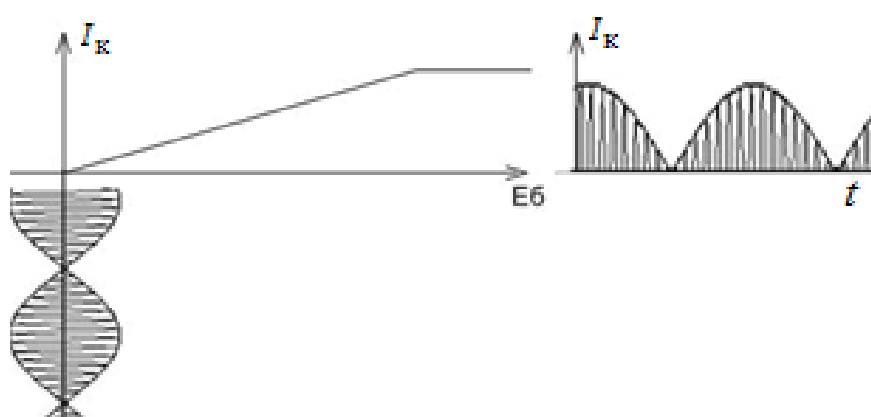


Рис. 5.17. Усиление АМ сигнала при отсечке в 90°

$\theta_{\text{МАХ}} < 90^\circ$. В этом режиме угол отсечки меняется в диапазоне от 0 до 90° . При $\theta_{\text{МАХ}} < 90^\circ$ имеем $\eta_{\text{МАХ}} \approx 0,7$, а в режиме молчания $\eta_{\text{МОЛ}} \approx 0,35$. В этом режиме (рис. 5.18) возможно увеличение глубины модуляции входного сигнала. Модуляционная характеристика сдвинута в этом случае на величину $U_{\text{ВХ min}} = E^1 - E_6$ см, как показано на рис. 5.19.

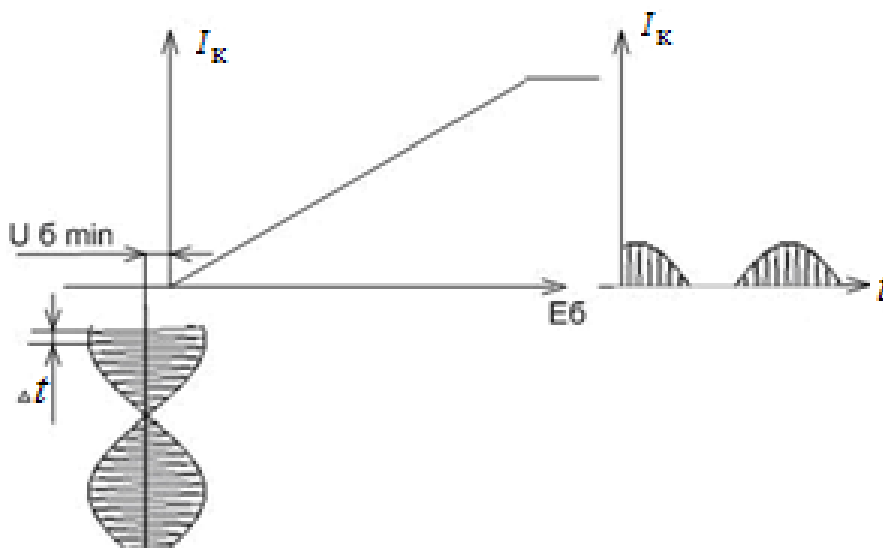


Рис. 5.18. Усиление АМ сигнала при углах отсечки менее 90°

Однако при этом могут возникнуть искажения выходного сигнала из-за частичной отсечки. Поэтому режим применяют при не слишком большом уменьшении угла отсечки ГНВ от 90° .

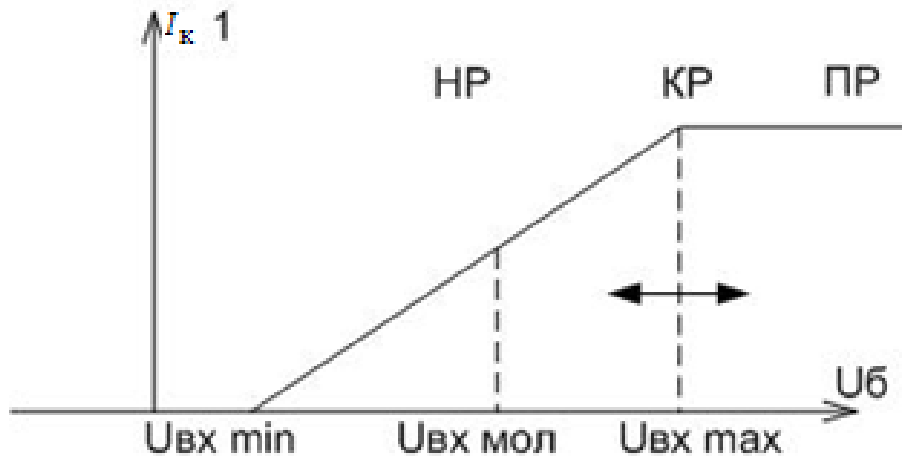


Рис. 5.19. Сдвиг модуляционной характеристики при отсечке менее 90°

Наиболее тяжел для ГНВ с точки зрения перегрева режим молчания. Необходимо следить, чтобы $P_{расс.мол} \leq P_{к\ max}$ и активный элемент выбирали из условия $P_{ном} \geq P_{1мол}(1 + m)^2$.

Режим усиления АМ сигналов при углах отсечки в ГНВ $\theta_{max} > 90^\circ$ на практике не используется, так как:

- режим нелинеен, и информация искажается;
- в этом случае $m_{вых} < m_{вх}$, т. е. глубина модуляции на выходе усилителя снижается, что энергетически невыгодно (рис. 5.20).

Балансная модуляция. Балансный модулятор (БМ) — нелинейное устройство, реализованное таким образом, чтобы при перемножении сигналов несущей и модулирующей частот благодаря симметрии схемы из спектра результирующего сигнала пропадали сигнал несущей частоты (рис. 5.21).

$$U_{AM} = U \cos(\omega t + \varphi) + \frac{m}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \psi] + \frac{m}{2} \cos[(\omega - \Omega)t + \psi],$$

$$U_{БМ} = \frac{m}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \psi] + \frac{m}{2} \cos[(\omega - \Omega)t + \psi].$$

При АМ

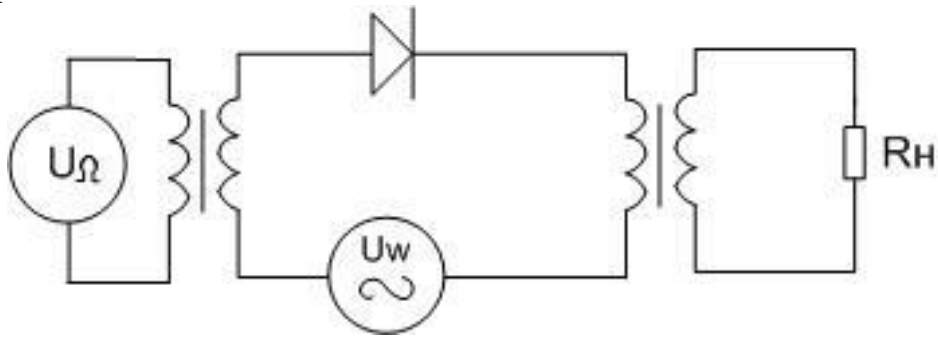


Рис. 5.20. Амплитудный модулятор

При БМ

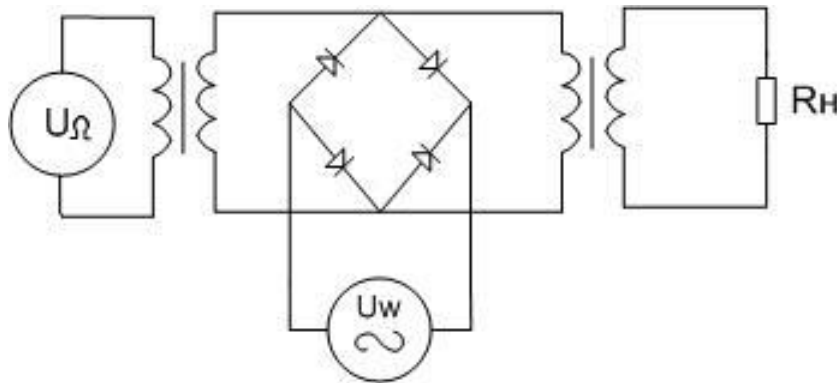


Рис. 5.21. Балансный модулятор

Спектр сигнала при БМ показан на рис. 5.22, а осциллограммы модулирующего сигнала, несущей и балансно модулированного сигналов – на рис. 5.23.

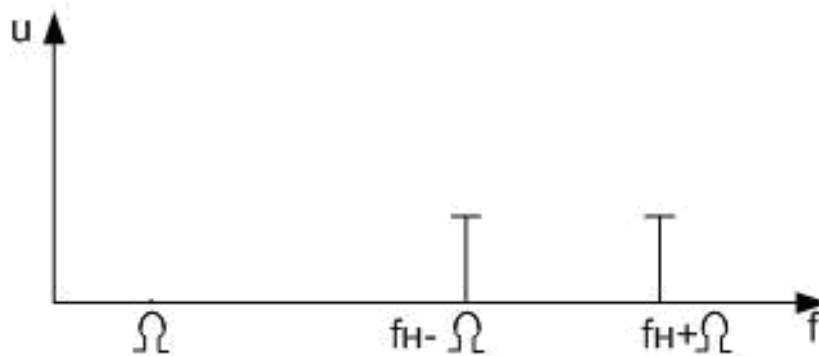


Рис. 5.22. Спектр моночастотного сигнала при балансной модуляции

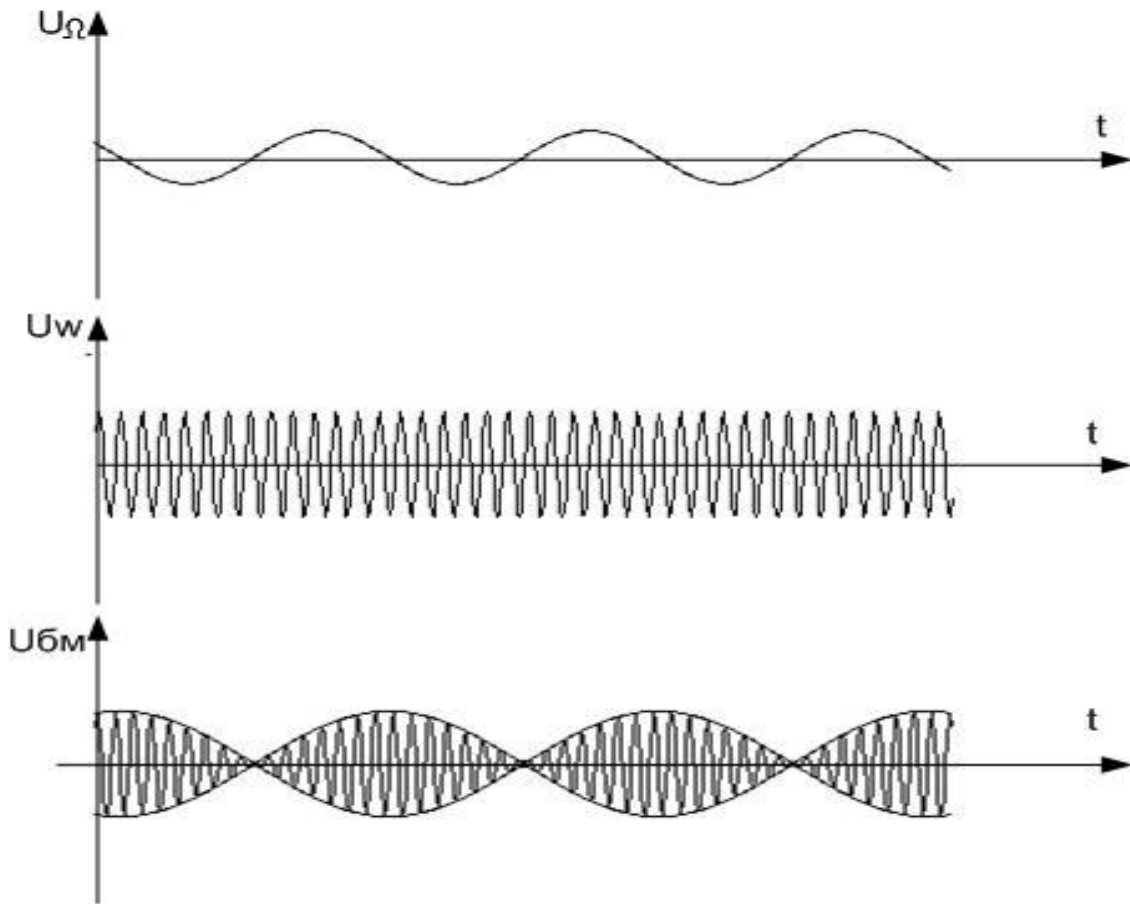


Рис. 5.23. Осциллограммы сигналов при балансной модуляции

В спектре БМ на рис. 5.22 присутствуют составляющие вида $nf_H \pm m\Omega$, где $n, m = 1, 2, 3 \dots$

Если БМ реализовать по кольцевой схеме (рис. 5.24), то можно получить выигрыш как за счет уменьшения числа нежелательных составляющих в спектре (пропадут составляющие четных n и m), так и за счет того, что ослабление ВЧ сигнала в модуляторе будет меньше на 3 дБ.

На выходе кольцевого БМ присутствуют частоты $f \pm \Omega, 3f \pm \Omega, 3f \pm 3\Omega, 3f \pm 5\Omega, 5f \pm 3\Omega, 5f \pm 5\Omega$ и не содержатся нечетные составляющие $\Omega: 3\Omega, 5\Omega, 7\Omega \dots$, имеющиеся на выходе простого БМ, т. е. близких составляющих к полезному сигналу меньше. Практически несущая ослабляется на 30 – 40 дБ.

На практике почти всегда отдают предпочтение кольцевым БМ, но они требуют большей симметрии при изготовлении трансформаторов.

Их схема выглядит так:

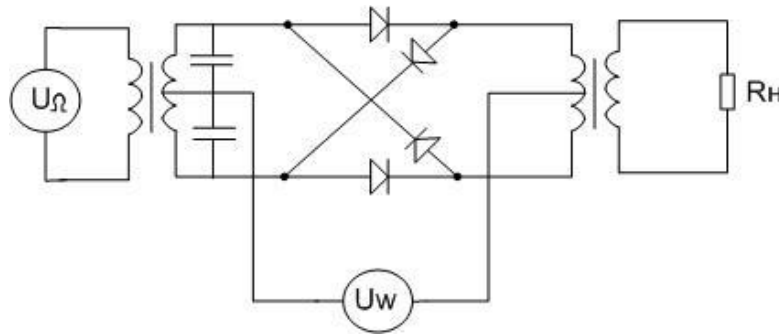


Рис. 5.24. Кольцевой балансный модулятор

Используют диодные сборки, чтобы не нарушалась симметрия тракта и не возникали дополнительные искажения, а сигнал U_{Ω} не проникал в нагрузку.

Для детектирования БМ сигнала используют особый вид преобразования, известный как синхронное детектирование. При нем в спектр БМ сигнала от отдельного автогенератора вводят отсутствующую несущую. Для этого принимаемый БМ сигнал перемножают с высокостабильной местной несущей, частоту и фазу которой поддерживают с большой точностью.

Пусть БМ сигнал

$$\frac{m}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \psi] + \frac{m}{2} \cos[(\omega - \Omega)t + \psi].$$

После умножения на $U \cos(\omega_0 t + \varphi)$ получим

$$U(t) = \frac{mU}{4} \cos[(\omega + \Omega + \omega_0)t + \varphi + \psi] + \frac{mU}{4} \cos[(\omega + \Omega - \omega_0)t - \varphi + \psi] + \frac{mU}{4} \cos[(\omega - \Omega + \omega_0)t - \varphi + \psi'] + \frac{mU}{4} \cos[(\omega - \Omega - \omega_0)t - \varphi + \psi'].$$

Если частоты ω и ω_0 совпадают (за счет ФАПЧ генератора ω_0 по пилот-сигналу от неподавленной части несущей в спектре принимаемого сигнала), то

$$\frac{mU}{2} \cos[(2\omega \pm \Omega)t \pm \psi''] + \frac{mU}{2} \cos(\Omega t \pm \psi'').$$

Установив фильтр НЧ, выделяют информацию

$$U_{\Omega}(t) = \frac{mU}{2} \cos(\Omega t \pm \psi'').$$

При совпадении фаз сигналов опорной частоты синхронного детектора и восстанавливаемой несущей амплитуда выделяемого информационного сигнала максимальна.

Для передачи информации балансную модуляцию практически не используют, так как она не дает ощутимого энергетического выигрыша по сравнению с АМ. БМ используют при формировании других видов модуляции, например при формировании сигналов однополосной модуляции.

Однополосная модуляция и модуляторы. Модулирующий сигнал передаваемого сообщения можно представить в виде

$$F_m(t) = A(t) \cos[\Omega t + \Phi(t)],$$

где $\Phi(t)$ – мгновенная фаза, $A(t)$ – мгновенная амплитуда. Или в виде

$$F_m(t) = A_{\max} X(t) \cos[\Omega t + \Phi(t)],$$

где $X(t) = \frac{A(t)}{A_{\max}(t)}$ – нормированная амплитуда.

При АМ имеем сигнал

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + 0,5mU_0 \cos[\omega_0 t + \Omega t + \Phi(t)] + 0,5mU_0 \cos[\omega_0 t - \Omega t - \Phi(t)].$$

АМ присущи следующие недостатки:

- сравнительно широкая полоса частот, занимаемая ПРД;
- низкая эффективность использования мощности ПРД.

Широкая полоса частот (Δf АМ сигнала) вынуждает иметь полосу приемника (ПРМ) в два раза шире необходимой. От этих недостатков в 1914 году предложил избавиться академик М. В. Шулейкин. В 1940 году трудами Мидлтона, Верзунова и Котельникова идея нашла практическое воплощение в России (линия связи с однополосной модуляцией (ОМ) Москва – Хабаровск).

Предложена была ОМ или модуляция с одной боковой полосой (ОБП). Мощность ПРД используют только для передачи одной боковой полосы, как показано на рис. 5.25.

При этом после подавления сигнала несущей и одной боковой полосы сигнал ОМ имеет вид

$$U_{\text{ОМ}}(t) = 0,5mU_0 \cos[\omega_0 t \pm \Omega t \pm \Phi(t)].$$

Так как

$$m = \frac{A(t)}{U_0} = A_{\max} \frac{X(t)}{U_0}, \text{ то } U_{\text{ОМ}}(t) = U_{\max} X(t) \cos[\omega_0 t \pm \Omega t \pm \Phi(t)].$$

Из этого выражения следует, что амплитуда ОМ сигнала пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала. Отметим, что при ОМ изменяются одновременно два параметра (и амплитуда и фаза), поэтому ОМ иногда называют амплитудно-фазовой модуляцией.

Спектр ОМ сигнала повторяет спектр модулирующего сигнала, сдвинутый по оси частот. В связи с этим операцию ОМ иногда называют транспонированием (переносом) спектра с инверсией или без.

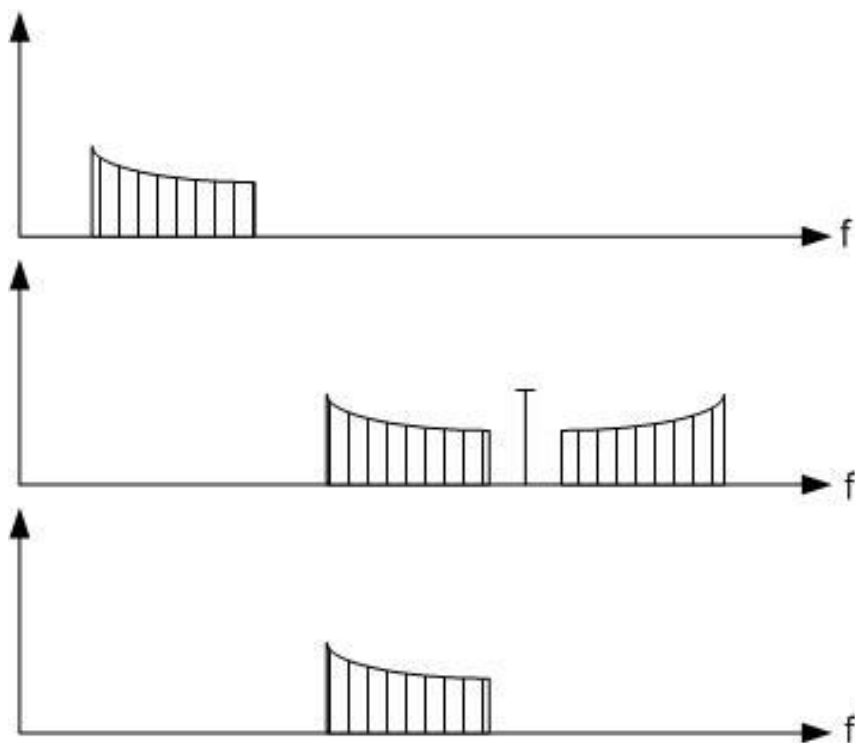


Рис. 5.25. Спектр сигнала при ОМ

Достоинства ОМ:

1. Сужение полосы в два раза.
2. Лучший энергопотенциал, так как уровень одной боковой полосы можно поднять до уровня несущей, что даст выигрыш по мощности в четыре раза. Сужение полосы ПРМ в два раза дает выигрыш приблизительно в два раза по отношению сигнал-шум на входе ПРМ, как показано на рис. 5.26, поскольку мощность шумов снижается в два раза и общий выигрыш становится уже в 8 раз. Кроме того, при АМ возможно в два раза больше селективно-частотных замираний и есть явление дисперсии фазовой характеристики (фазы боковых расфазированы), а при ОМ этого нет, т. е. выигрыш примерно еще в два

раза. Общий выигрыш по энергетике по сравнению с АМ с учетом сказанного получается в 8...16 раз.

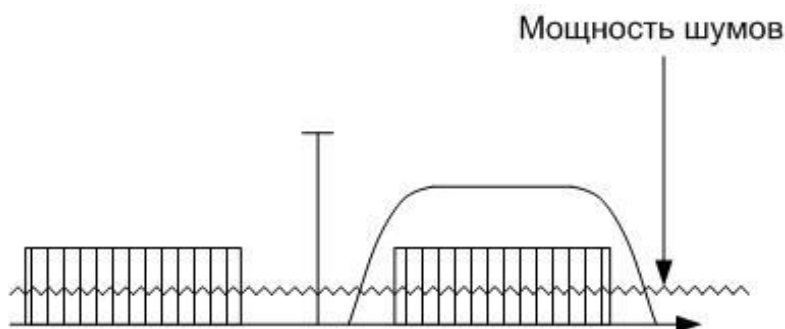


Рис. 5.26. Выделение одной боковой полосы фильтром

Требования к ОМ передатчикам:

- стабильность частоты $10^{-7} - 10^{-9}$;
- оговаривается уровень пилот-сигнала (5 %; 10 %).

Фильтровой способ формирования сигнала ОБП. Идея фильтрового способа заключается в формировании сигнала ОБП путем отфильтровывания нерабочей боковой полосы и частоты несущей полосовыми фильтрами. Поскольку фильтры высокого качества, подавляющие ближайшие к рабочей полосе частот частотные составляющие на 60 дБ и более, практически реализуются только на сравнительно низких частотах, то схема модулятора ОБП в этом случае содержит дополнительные переносчики спектра в требуемый диапазон частот, как показано на рис. 5.27. Принцип формирования сигнала ОБП поясняется рис. 5.28.

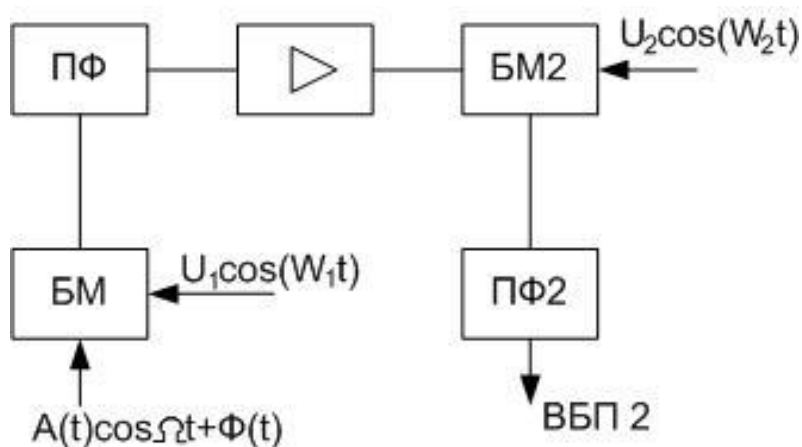


Рис. 5.27. Фильтровой способ формирования ОБП

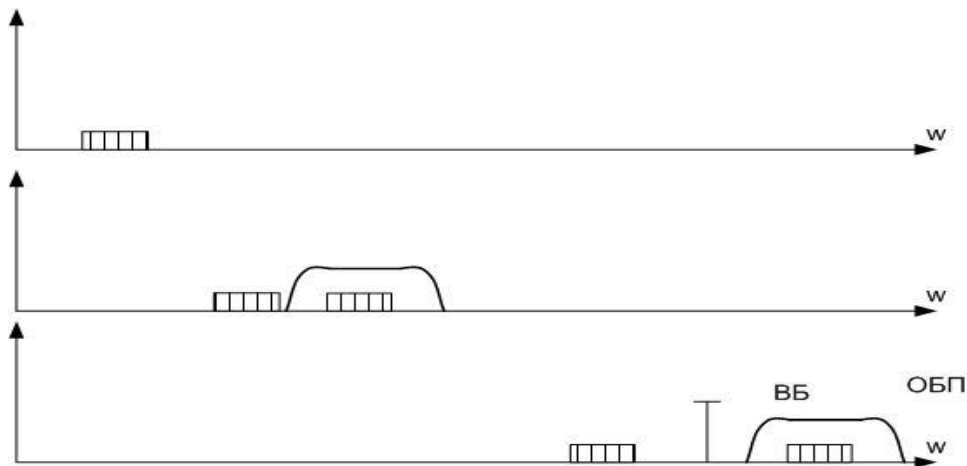


Рис. 5.28. Формирование сигнала ОБП фильтровым способом

Для подавления сигнала несущей частоты в схеме на рис. 5.27 используют балансный модулятор.

Полосовые фильтры. Требования к фильтрам – подавление нерабочей боковой полосы частот на 60 дБ. LC фильтры, показанные на рис. 5.29, необходимое подавление до 60 дБ обеспечивают лишь при $f < 50$ кГц.

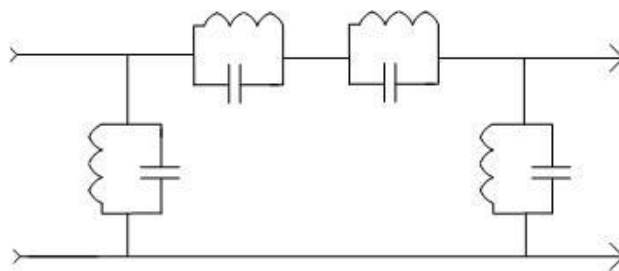


Рис. 5.29. LC фильтр

Кварцевые фильтры (рис. 5.30) из-за сложности в производстве дороги и подавление до 60 дБ обеспечивают на частотах в единицы МГц.

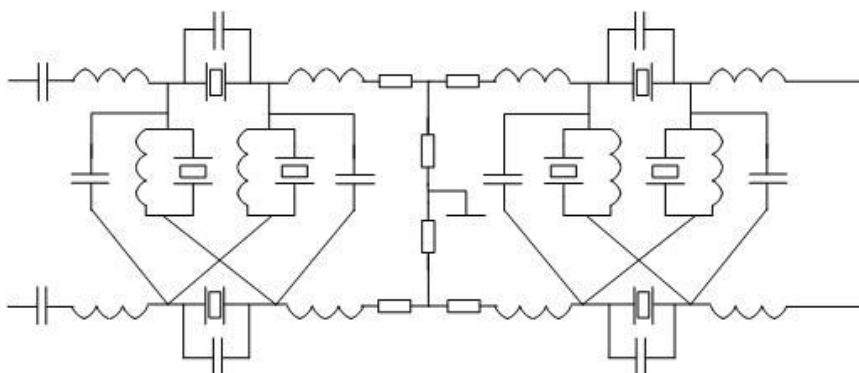


Рис. 5.30. Кварцевый фильтр

Электромеханические фильтры (рис. 5.31) подавление до 60 дБ обеспечивают на частотах до нескольких МГц.

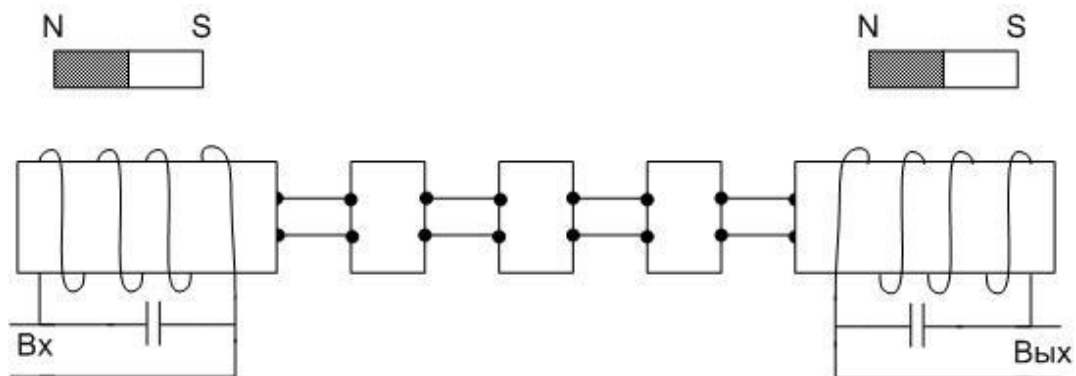


Рис. 5.31. Электромеханический фильтр

Принцип их работы основан на преобразовании электрических колебаний в механические (электрические колебания преобразуются в магнитные, магнитные возбуждают механические резонансы, резонаторы передают отфильтрованный сигнал на выход) и на выходе обратное преобразование механического резонанса в магнитные колебания и затем в электрические сигналы.

Фазокомпенсационный способ формирования сигнала с ОБП. Способ реализуется схемой, показанной на рис. 5.32. Данная схема содержит два фазовращателя на 90° (ФВ), два балансных модулятора (БМ) и сумматор Σ .

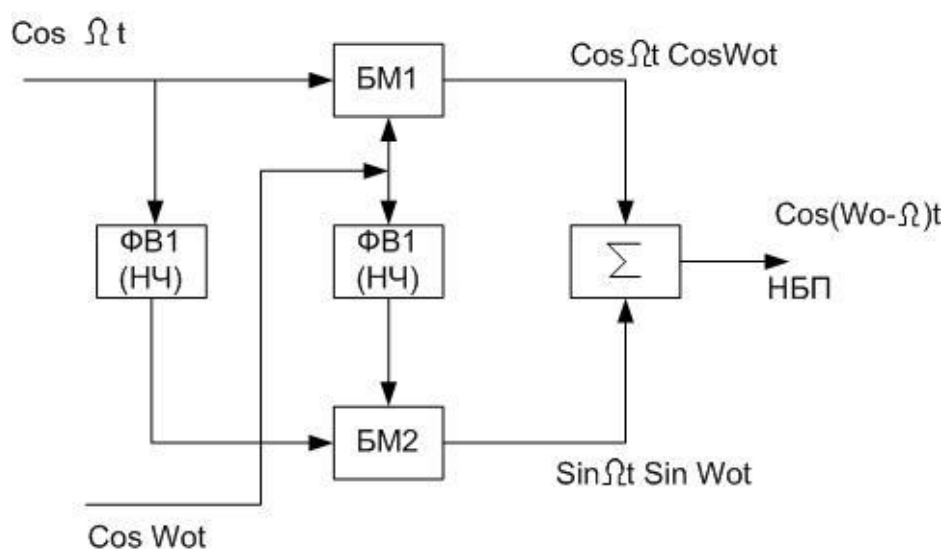


Рис. 5.32. Фазокомпенсационный способ формирования ОБП

Так как $\cos \Omega t \cdot \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} \cos(\Omega + \omega_0)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t$, а $\sin \Omega t \cdot \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t$, то, складывая эти результаты обработки сигналов, получим $\cos(\omega_0 - \Omega)t$, т. е. нижнюю боковую полосу частот.

Фазокомпенсационный способ позволяет формировать сигнал ОБП сразу на рабочей частоте. Для подавления нерабочей частоты лучше, чем на 40 дБ, необходимо, чтобы разница между амплитудами сигналов, приходящих на сумматор, не превышала 0,5 %, а фазовые ошибки $< 1^\circ$.

Наибольшее затруднение в схеме вызывают низкочастотные фазовращатели (диапазонные в полосе Ω). Схема узкополосного фазовращателя приведена на рис 5.33.

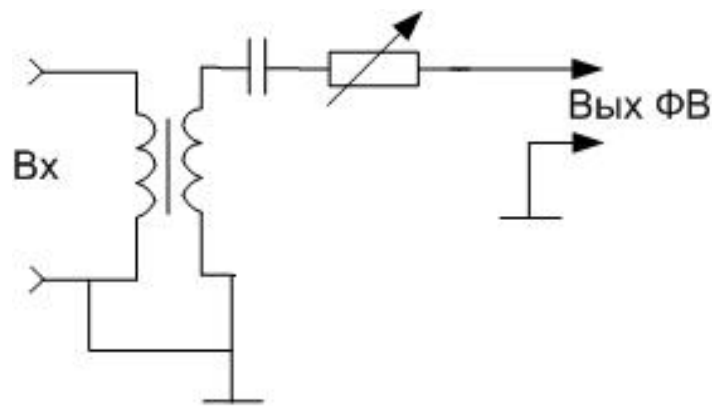


Рис. 5.33. Узкополосный фазовращатель

Недостаток фазокомпенсационного способа заключается в том, что нерабочая боковая полоса может быть подавлена не лучше, чем на 50 дБ.

Усиление сигналов с ОБП. Основные требования при усилении сигналов с ОБП сводятся к следующим:

- неискаженное усиление в полосе частот;
- высокий КПД.

Нелинейные искажения сигнала ОБП определяются не только нелинейностью амплитудных характеристик, но и изменением фазы в зависимости от уровня сигнала. Наиболее опасны нелинейные искажения огибающей, зависящей от уровня входного сигнала.

Для минимизации нелинейных искажений работают в недонапряженном режиме с углом отсечки $\theta = 90^\circ$, а в маломощных каскадах и вовсе без отсечки (класс А). Уменьшение нелинейности начального участка статической модуляционной характеристики осуществляют подбором $E_{см} = E_0$, делая его температурно-зависимым и компенсируя влияние температуры.

КПД транзисторных качественных усилителей ОБП низок: $\eta \approx 25 - 30 \%$, и только при применении специальных методов формирования ОБП (метод Верзунова – Каппа) удается поднять его до 50 %.

Угловые виды модуляции. Колебание с постоянной амплитудой можно представить в общем виде:

$$u(t) = U_\omega \cos \varphi(t), \quad (5.4)$$

где $\varphi(t) = \omega t + \varphi_0$ – мгновенная фаза колебания $u(t)$, ω – угловая частота колебания; φ_0 – начальная фаза.

На рис. 5.34 колебание вида (5.4) представлено вектором, длина которого равна амплитуде напряжения U_ω . Вектор U_ω вращается с угловой скоростью ω , увеличивая мгновенную фазу $\varphi(t)$ (угол, на который поворачивается вектор). Штриховой линией показано положение вектора в момент начала отсчета, когда $\varphi(t) = \varphi_0$.

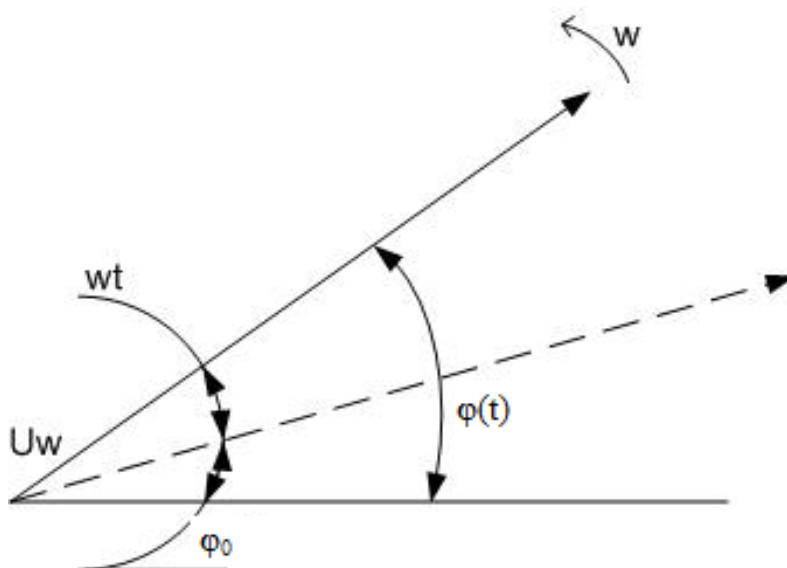


Рис. 5.34. Векторное представление угловой модуляции

При угловой модуляции (УМ) вектор U_{ω} вращается с переменной угловой скоростью, мгновенная фаза $\varphi(t)$ растет не по линейному, а по более сложному закону. Следовательно, при угловой модуляции возникает как частотная (ЧМ), так и фазовая (ФМ) модуляция. Таким образом, частотная и фазовая модуляции являются разновидностями угловой модуляции. При частотной и фазовой модуляции изменяются соответственно частота и фаза радиочастотного колебания (РЧ) пропорционально мгновенному значению передаваемого сигнала, а амплитуда модулированного колебания постоянна и не зависит от передаваемого сигнала. Из рис. 5.34 видно, что ЧМ РЧ колебания сопровождается фазовой модуляцией этого колебания, и наоборот.

Частота ω связана с мгновенной фазой $\varphi(t)$ колебания соотношением $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$.

Если известна частота ω , то мгновенная фаза колебания

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega dt + \varphi_0.$$

Если передается сигнал $u_{\Omega}(t)$, то при ЧМ частота ВЧ колебания меняется по закону передаваемого сигнала

$$\omega(t) = \omega_H + \Delta\omega_{\max} \frac{u_{\Omega}(t)}{|u_{\Omega\max}|},$$

где $|u_{\Omega\max}|$ – абсолютное максимальное значение сигнала, при котором обеспечивается максимальное отклонение частоты при модуляции $\Delta\omega_{\max}$; $\Delta\omega_{\max}$ – девиация частоты.

При ФМ фаза ВЧ колебания меняется по закону передаваемого сигнала

$$\varphi(t) = \omega_H t + \varphi_0 + \Delta\varphi_{\max} \frac{u_{\Omega}(t)}{|u_{\Omega\max}|}, \text{ где } \Delta\varphi_{\max} \text{ – девиация фазы.}$$

Для составления аналитических выражений для ЧМ и ФМ колебаний рассмотрим сначала случай, когда несущее колебание модулируется гармоническим модулирующим сигналом с угловой частотой Ω и амплитудой U_{Ω} .

$$\text{При этом } \frac{u_{\Omega}(t)}{|u_{\Omega\max}|} = \frac{U_{\Omega} \cos(\Omega t)}{U_{\Omega}} = \cos \Omega t.$$

При ЧМ одним гармоническим колебанием частота модулированного РЧ колебания

$$\omega(t) = \omega_H + \Delta\omega_{\max} \cos \Omega t. \quad (5.5)$$

Из-за изменения частоты в ЧМ колебании меняется и мгновенная фаза этого колебания

$$\varphi(t) = \int (\omega_H + \Delta\omega_{\max} \cos \Omega t) dt + \varphi_0 = \omega_H t + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} \sin \Omega t. \quad (5.6)$$

Сравнивая (5.5) и (5.6), можно сделать вывод, что при изменении частоты радиочастотного колебания по косинусоидальному закону фаза такого колебания меняется по синусоидальному закону. При этом ЧМ с девиацией частоты $\Delta\omega_{\max}$ эквивалентна ФМ с девиацией фазы

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega}. \quad (5.7)$$

Для ЧМ РЧ колебания с учетом (5.4) и (5.6) можно записать

$$u(t) = U_{\omega} \cos \varphi(t) = U_{\omega} \cos(\omega_H t + \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0), \quad (5.8)$$

где $\Delta m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega}$ – индекс ЧМ, прямо пропорционален амплитуде U_0 гармонического модулирующего сигнала и обратно пропорционален его угловой частоте Ω .

При ФМ одним гармоническим колебанием фаза модулированного колебания изменяется по закону

$$\varphi(t) = \omega_H t + \varphi_0 + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t.$$

Тогда для РЧ колебания при ФМ можно записать

$$u(t) = U_{\omega} \cos(\omega_H t + \varphi_0 + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t).$$

Частота такого колебания меняется по закону

$$\omega = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_H - \Delta\varphi_{\max} \Omega \sin \Omega t.$$

При этом ФМ с девиацией фазы $\Delta\varphi_{\max}$ сопровождается ЧМ с девиацией частоты

$$\Delta\omega_{\max} = \Omega \Delta\varphi_{\max}. \quad (5.9)$$

Таким образом, общее для ЧМ и ФМ то, что модуляция одного из параметров РЧ колебания неизбежно вызовет изменение другого параметра. Различие между ЧМ и ФМ в том, что при гармонической ЧМ девиация фазы, как следует из (5.7), обратно пропорциональна частоте модулирующего колебания, а при гармонической ФМ девиация частоты, прямо пропорциональна частоте модулирующего колебания.

При ФМ девиация фазы зависит только от амплитуды модулирующего колебания, а девиация частоты зависит как от его амплитуды, так и от частоты. Следовательно, существует возможность косвенного получения ЧМ колебания из ФМ, и наоборот. Для этого модулирующее колебание сначала подают на интегрирующую цепь, обеспечивая зависимость вида $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{\Omega}$, а затем на фазовый модулятор.

Угловая модуляция (ФМ и ЧМ) характеризуются двумя основными параметрами:

1. Максимальным сдвигом фазы относительно немодулированного сигнала, так называемым индексом модуляции $\Delta\varphi$, обозначаемым обычно буквой m .

2. Максимальным отклонением частоты или девиацией $\Delta\omega$.

Индекс модуляции и девиация частоты связаны между собой соотношением $\Delta\omega = m\Omega$.

При ЧМ, излучаемая передатчиком мощность во времени постоянна. В режиме молчания вся мощность передатчика затрачивается на излучение несущей частоты. При модуляции происходит перераспределение мощности – часть мощности идет на излучение боковых частот; при определенных по величине индексах модуляции несущая вообще не излучается.

Спектр ЧМ колебаний определим, применив преобразование Фурье к выражению (5.8). Преобразование приводит к бесконечной сумме гармонических составляющих, амплитуды которых зависят от величины индекса модуляции. На рис. 5.35 показаны примеры спектра ЧМ сигнала для $m = 0,25; 1; 2,0; 5$.

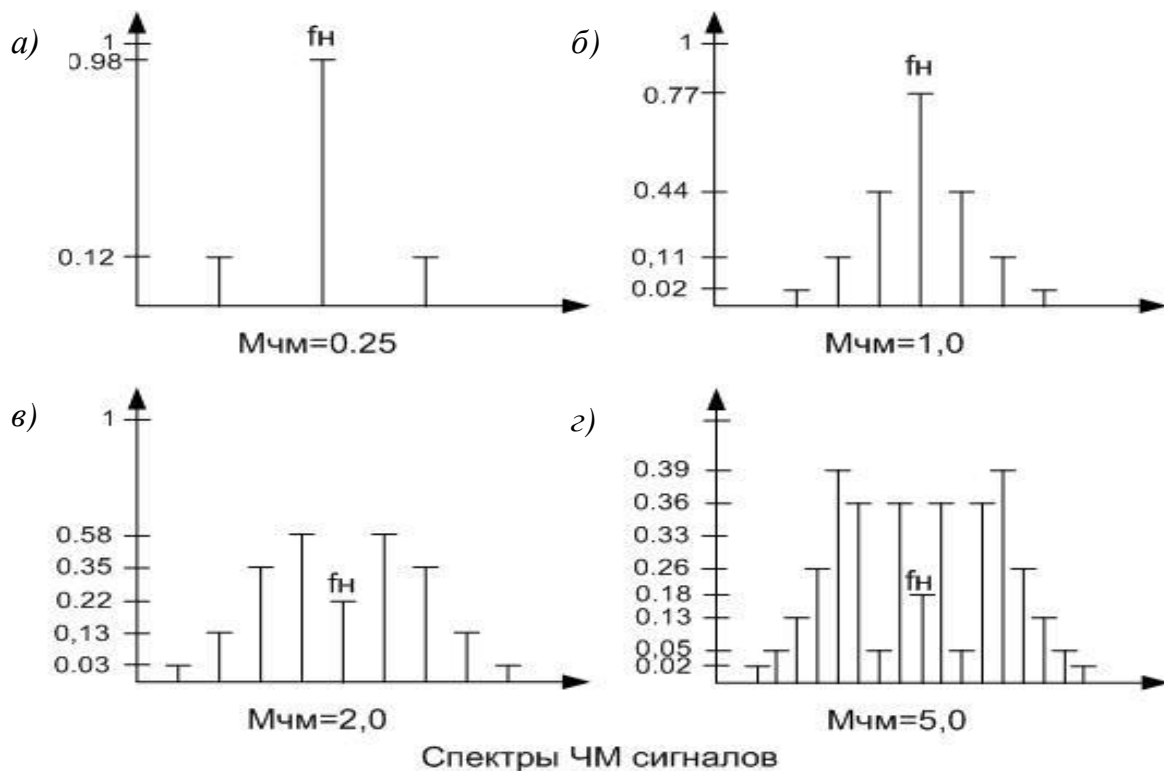


Рис. 5.35. Спектры ЧМ сигналов при разных индексах модуляции

УМ условно называют частотной, если отклонение мгновенной частоты колебания от его среднего значения пропорционально передаваемому сигналу. Если же передаваемому сигналу пропорционально отклонение мгновенной фазы колебания, то такой вид модуляции принято называть фазовой. В общем же случае, когда ни одно из этих условий не выполняется, необходимо пользоваться общим термином «угловая модуляция».

На практике во всех передатчиках с угловой модуляцией (радиовещательных, радиорелейных и др.) для повышения качества работы системы вещания или связи в целом производится предварительная обработка (предкоррекция) передаваемого сигнала.

Для получения угловой модуляции в передатчиках используют два метода: прямой и косвенный.

Прямой метод получения угловой модуляции состоит в том, что передаваемый сигнал непосредственно или после предкоррекции воздействует на автогенератор передатчика и изменяет его частоту. Для этого в контур автогенератора вводится управляемый реактивный

элемент (УРЭ), реактивное сопротивление которого меняется в зависимости от приложенного к нему модулирующего напряжения. Такие генераторы получили название – генераторы, управляемые напряжением – ГУН (рис. 5.36, а).

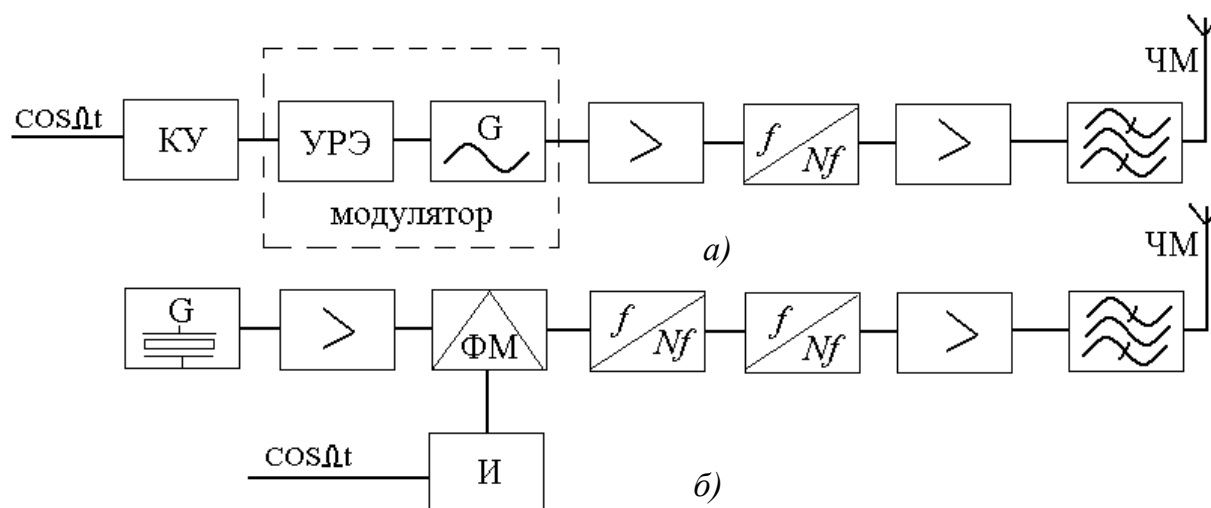


Рис. 5.36. Структурные схемы ЧМ модуляторов: а – прямым методом (КУ – корректирующее устройство); б – косвенным методом (И – интегратор, ФМ – фазовый модулятор)

Косвенный метод угловой модуляции реализуется с помощью фазовращателя, поворачивающего фазу колебания пропорционально приложенному к нему модулирующему сигналу или (чаще) модулирующему сигналу, подвергнутому предкоррекции (рис. 5.36, б).

Из сравнения схем на рис. 5.36 можно заключить, что при прямом методе получения УМ управляющее устройство УРЭ вместе с питающими напряжениями входит в состав автогенератора и неизбежно увеличит нестабильность его средней частоты. С другой стороны, мгновенная частота такого генератора может изменяться в довольно широких пределах, т. е. возможно получение большого значения $\Delta\omega$.

При косвенном методе угловой модуляции в автогенераторе могут быть приняты меры стабилизации частоты, поэтому в таких пере-

датчиках без дополнительных мер достигается высокая стабильность средней частоты (несущей). Глубина девиации фазы $\Delta\varphi_{\max}$ в модуляторах таких передатчиков невелика. Для увеличения девиации и получения заданной рабочей частоты применяют несколько ступеней умножения частоты.

Рассмотрим более подробно схему частотно-модулированного возбуждителя косвенным способом, как более простого в реализации и достижении качественных характеристик. Структурная схема частотно-модулированного возбуждителя с косвенным способом получения частотной модуляции приведена на рис. 5.37.

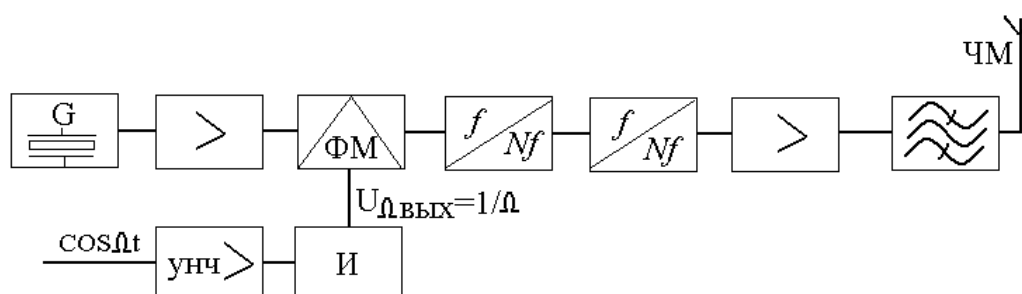


Рис. 5.37. Косвенный способ формирования ЧМ

При фазовой модуляции получаемая девиация частоты не зависит от частоты модулирующего сигнала. Поэтому в фазовых модуляторах, обеспечивающих управление частотой высокочастотного (ВЧ) колебания по закону модулирующего сигнала, принимают меры, обеспечивающие влияние частоты сигнала модуляции на величину девиации. Для этого в цепь модулирующего напряжения U_{Ω} перед фазовым модулятором (ФМ) вводят корректирующий фильтр (И) – так называемую интегрирующую цепь (рис. 5.38).

Модулирующее напряжение на входе этой цепи вызывает в ней

$$\text{ток } I = \frac{U_{\Omega \text{ВЫХ}}}{R + \frac{1}{j\Omega C}}.$$

Напряжение на выходе цепи $U_{\Omega_{\text{ВЫХ}}} = I \frac{1}{j\Omega C} = U_{\Omega_{\text{ВЫХ}}} \frac{1}{1 + j\Omega CR}$.
 Если удовлетворяет условию $\Omega CR > 1$, то модулирующее напряжение на выходе интегрирующей цепи $U_{\Omega_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\Omega_{\text{ВХ}}}}{j\Omega CR}$, т. е. обратно пропорционально частоте $\Omega(F)$ модулирующего сигнала.

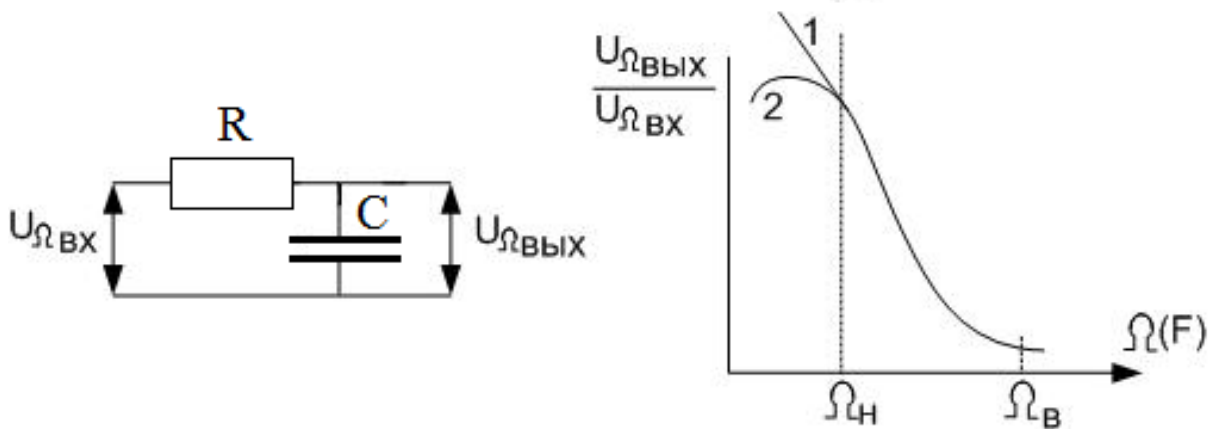


Рис. 5.38. Интегрирующая цепь
 (1 – идеальная и 2 – реальная частотные характеристики)

Таким образом, интегрирующая цепь значительно ослабляет индекс фазовой модуляции $\Delta\varphi$ с ростом частоты $\Omega(F)$, благодаря чему девиация частоты $\Delta\omega = \Delta\varphi\Omega$ практически остается постоянной. Совместное действие фазового модулятора и интегрирующей цепи обеспечивает косвенное получение ЧМ из ФМ.

Напряжение на входе U_{Ω} и, следовательно, индекс модуляции изменяются обратно пропорционально частоте модуляции Ω , т. е. фазовая модуляция (ФМ) превращается в частотную модуляцию (ЧМ).

Достоинства метода заключаются в том, что легко обеспечивается высокая стабильность несущей частоты передатчика. Так как модуляция осуществляется в одном из маломощных каскадов передатчика, то возможно применение кварцевой стабилизации. Недостатки заключаются в том, что при осуществлении глубокой частотной модуляции приходится применять многократное умножение частоты, вследствие чего схема передатчика становится более громоздкой.

При реализации ГУН в качестве переменной реактивности контура автогенератора применяют варикапы. Однако можно использовать и транзисторы, включаемые по схеме управляемой реактивности,

как показано на рис. 5.39, 5.40. Схемы реактивных транзисторов построены таким образом, что ток через транзистор и напряжение на нем имеют фазовый сдвиг 90 или -90° , обеспечивая тем самым индуктивное или емкостное сопротивление, величина которого управляется входным сигналом.

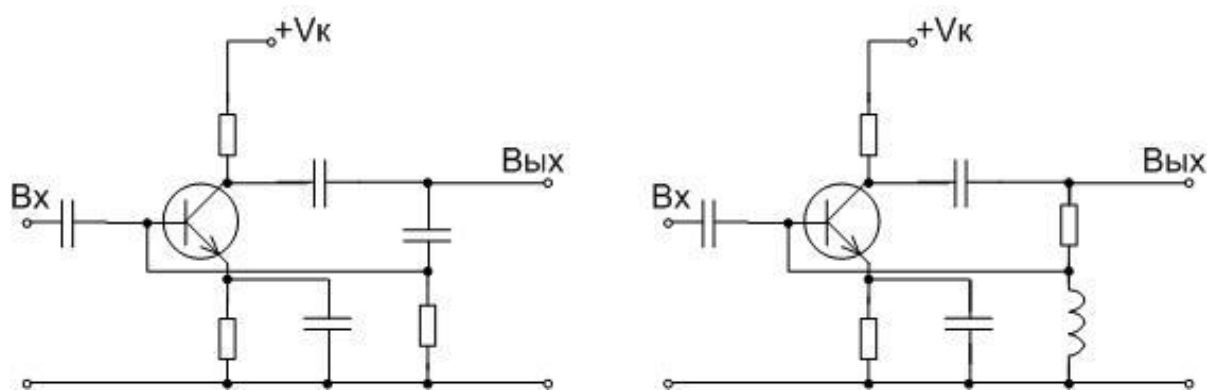


Рис. 5.39. Реактивный транзистор как переменная индуктивность

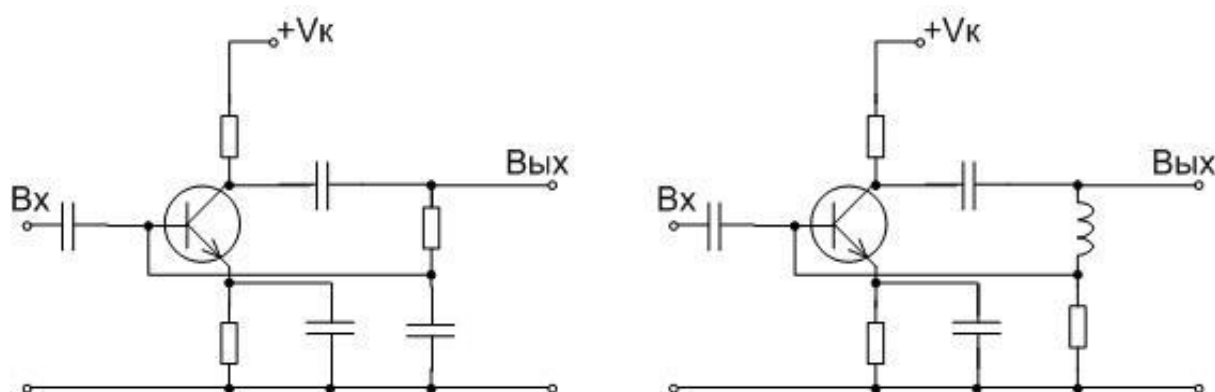


Рис. 5.40. Реактивный транзистор как переменная емкость

Примеры схем частотных модуляторов приведены на рис. 5.41 – 5.44. Следует заметить, что модуляторы, представленные на этих рисунках, имеют низкую стабильность несущей частоты ($\approx 10^{-3}$) и нуждаются в дополнительных устройствах стабилизации несущей частоты.

Схема ГУН с кварцевым генератором, изображенная на рис. 5.44, не требует дополнительной стабилизации несущей, однако реализуемая при этом девиация частоты невелика ($\pm 5 \cdot 10^{-5} f_{кв}$), и схема практически не используется.

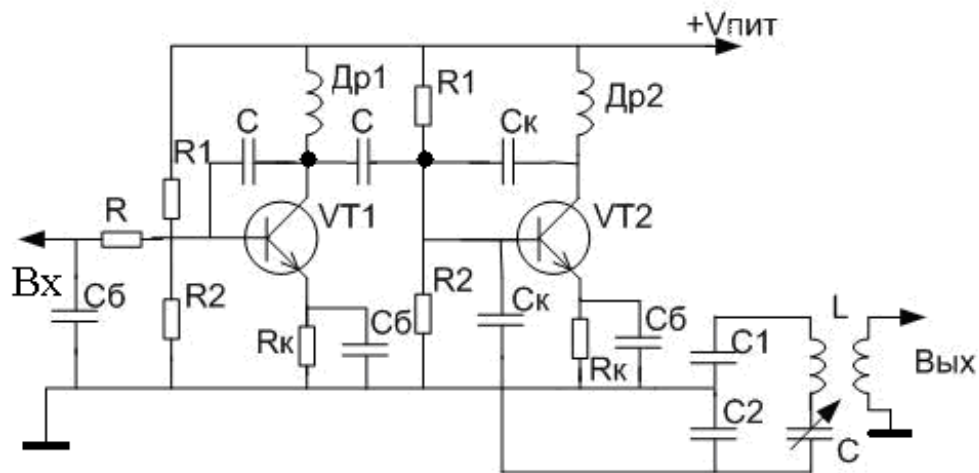


Рис. 5.41. Частотный модулятор

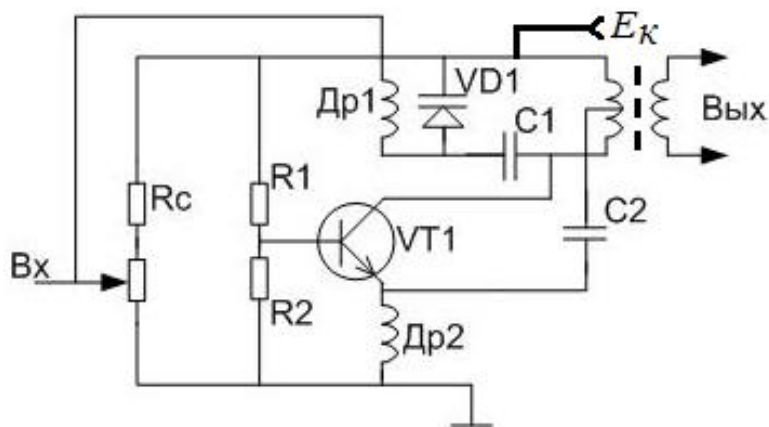


Рис. 5.42. Управляемый трехточечный генератор ЧМ сигнала

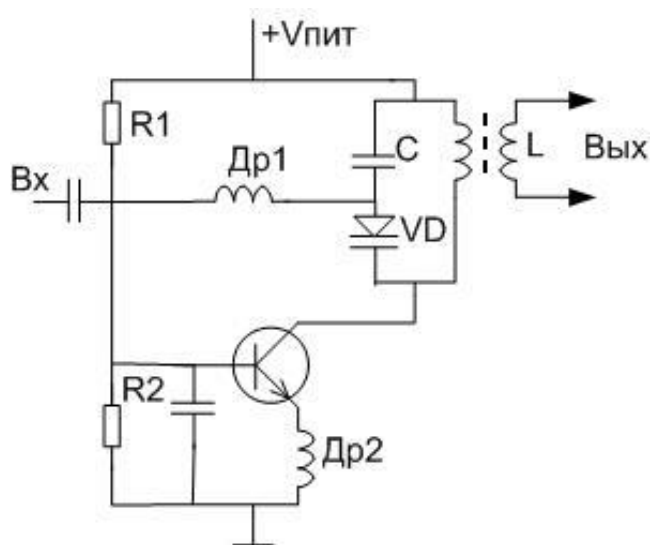


Рис. 5.43. Генератор, управляемый напряжением

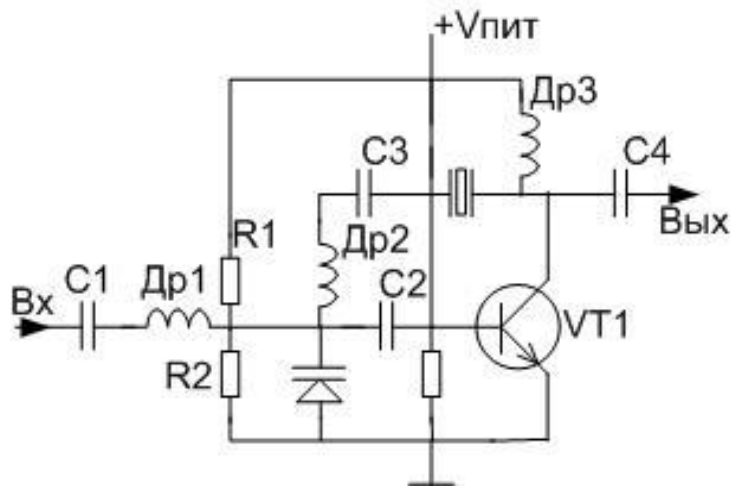


Рис. 5.44. ГУН на кварцевом генераторе с малой девиацией частоты

Фазовые модуляторы. Фазовый модулятор легко реализовать, пропустив несущее колебание частоты через резонансную систему, частоту настройки которой можно изменять, например, меняя смещение на варикапе, входящем в состав контура.

Для одиночного контура ФЧХ $\varphi = \arctg \left[\left(\frac{\omega_0}{\omega_k} - \frac{\omega_k}{\omega_0} \right) Q \right]$, где Q – добротность контура. В пределах полосы пропускания, определяемой обычно по уровню -3 дБ, фаза изменяется от -45 до $+45^\circ$, а коэффициент передачи от 1 до 0,707, т. е. при расстройке контура вместе с изменением фазы изменяется и амплитуда, что вызывает паразитную амплитудную модуляцию (ПАМ).

Если варикап с емкостью C_{B_0} подключен к контуру, имеющему емкость C_K с коэффициентом включения p , и под воздействием модулирующего напряжения U_Ω обеспечивает изменение емкости на величину ΔC , то изменение фазы

$$\varphi = \arctg \left(\frac{pQ\Delta C}{C_K} \right) = \arctg \left[b(1 + x_m)^\gamma - 1 \right],$$

где $b = pQC_B C_K$; $x_m = \frac{U_\Omega}{\varphi_k + E_0}$ – нормированная амплитуда; φ_k – контактная разность потенциалов полупроводника; γ – показатель нелинейности варикапа.

Одноконтурный фазовый модулятор (ФМ) обеспечивает девиацию фазы $20 - 30^\circ$ при нелинейных искажениях $K_{н.и.} = 5 - 7 \%$ для случая $b = 6$. Нелинейные искажения можно частично скомпенсировать, применив начальную расстройку контура относительно несущей частоты ω_0 . Девиацию фазы можно увеличить, каскадно соединив несколько ФМ и применив многоконтурные схемы.

На рис. 5.45 представлена схема фазового модулятора, выполненного в виде трехзвенного полосового фильтра (ПФ), составленного из одинаковых контуров, которые перестраиваются с помощью варикапов.

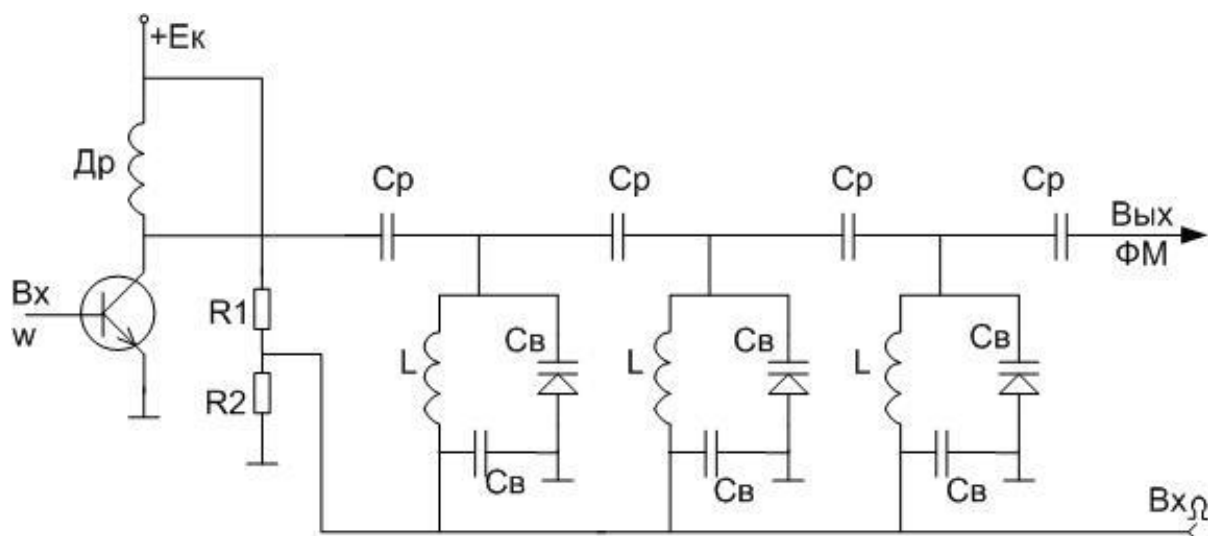


Рис. 5.45. Трехзвенный фазовый модулятор

При соответствующей настройке модулятор может обеспечить девиацию фазы до $\pm 40^\circ$ на каждое звено фильтра при нелинейных искажениях, не превышающих 2% , и практически отсутствующей амплитудной модуляции.

В последнее время в связной аппаратуре часто применяют фазовый модулятор в виде управляемых простых

RLC-фазовращателей (рис. 5.46). Если выбрать $C = (2\omega_0^2 L)^{-1}$, то коэффициент передачи этой цепи на частоте ω_0

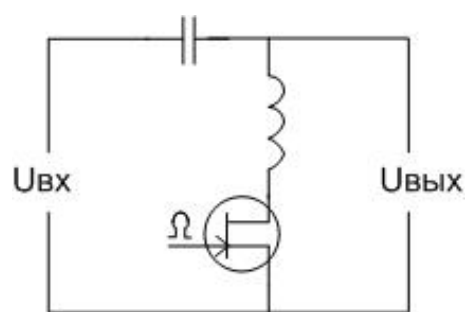


Рис. 5.46. Фазовый модулятор на полевом транзисторе

$$K = \frac{R + j\omega_0 L}{R + j\omega_0 L + \frac{1}{j\omega_0 L}} = \frac{R + j\omega_0 L}{R - j\omega_0 L},$$

т. е. при любом R модуль $|K|=1$ и паразитной АМ не будет, а фаза будет меняться: $\varphi = 2\text{arctg}\left(\frac{\omega_0 L}{R}\right)$. Если R меняется от 0 до ∞ , то фаза будет меняться на 180° , однако анализ работы этой схемы показывает, что при глубине модуляции $m_R = \frac{\Delta R}{R_{\text{ср}}}$ обеспечивается меньшая девиация: $\Delta\varphi = 0,5(\varphi_{\text{max}} - \varphi_{\text{min}}) = 0,87 m_R$ и будут иметь место нелинейные искажения ФМ $K_{\text{н.и.ФМ}} = \frac{m_R}{8} \approx \frac{\Delta\varphi_{\text{max}}}{7}$.

Если же этот модулятор применять для косвенного получения частотной модуляции (ЧМ), то нелинейные искажения будут вдвое больше: $(K_{\text{н.и.}})_{\text{ЧМ}} = \frac{m_R}{4}$. Например, при $m_R = 0,6 \Delta\varphi_{\text{max}} = 0,52$ рад $(K_{\text{н.и.}})_{\text{ФМ}} \approx 7,5\%$, а $(K_{\text{н.и.}})_{\text{ЧМ}} \approx 15\%$, что уже превышает норму для передатчиков низовой связи. В качестве управляемого сопротивления удобно использовать полевой транзистор.

На рис. 5.47 приведена схема активного мостового фазового модулятора (ФМ), применяемого на радиостанциях подвижной связи.

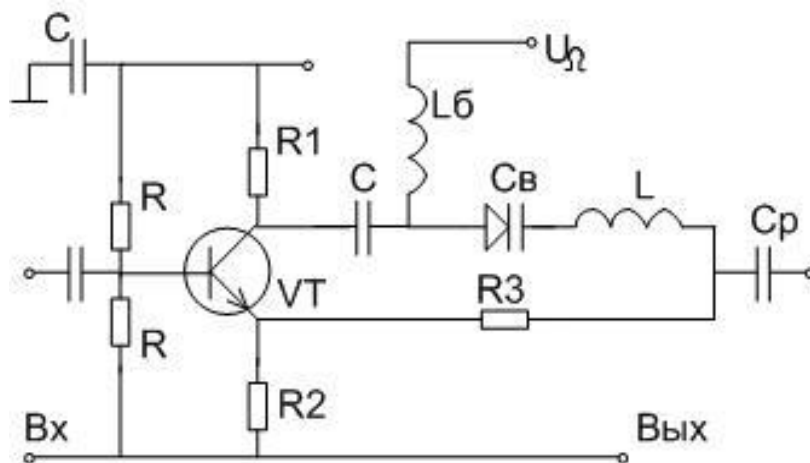


Рис. 5.47. Мостовой фазовый модулятор

Нагрузки $R1$ и $R2$ в цепях коллектора и эмиттера транзистора VT обеспечивают два одинаковых по амплитуде и противофазных напряжения, которые приложены к двум другим плечам моста $R3$ и цепи LC . Схема обеспечивает девиацию фазы до $50\dots60^\circ$ при хорошей линейности и малой паразитной амплитудной модуляции (АМ).

Пример схемы фазового модулятора, используемой для получения ЧМ косвенным способом, приведен на рис. 5.48.

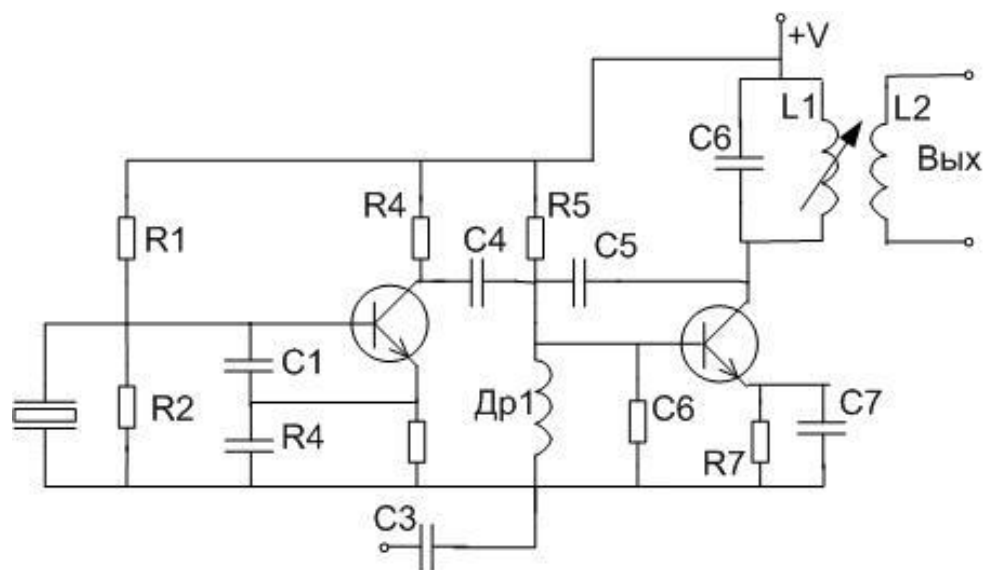


Рис. 5.48. Частотный модулятор

Рекомендации разработчикам:

1. Аналоговые виды модуляции обеспечивают управление высокочастотными колебаниями в непрерывном времени, изменяя амплитуду, частоту или фазу несущих колебаний по законам информационного сигнала, поэтому требуется обеспечивать высокую линейность амплитудных и фазовых характеристик каскадов.

2. Достоинства амплитудных видов модуляции в том, что не требуется широкая полоса занимаемых частот, а основной недостаток – в низкой помехозащищенности, поэтому применять их нужно, разрешая этот компромисс применительно к конкретной системе передачи информации.

3. Угловые виды модуляции обладают повышенной помехоустойчивостью, но требуют широкой по сравнению с АМ полосы частот. Простота реализации модуляторов и демодуляторов обеспечила широкое применение аналоговых видов модуляции для радиовеща-

ния, телевидения и радиорелейной связи. Однако невозможность регенерации на приемной стороне аналогового сигнала или его фрагментов после искажений в радиоканале и сложность обеспечения высокой помехоустойчивости приводят к постепенному вытеснению этих видов модуляции.

5.2. Дискретизация сигналов. Цифровые виды модуляции

Замена аналогового сигнала $S(t)$ импульсной последовательностью, состоящей из отсчетов аналогового сигнала в определенные моменты времени $S_i(t_k)$, называется дискретизацией сигнала. Передача дискретной информации позволяет использовать аппаратуру для одновременной передачи информации от ряда различных источников в моменты времени, смещенные относительно отсчетов первого информационного сигнала. Этот процесс назвали временным уплотнением каналов передачи информации, и он исключительно широко используется на практике. Другое важнейшее свойство дискретной формы представления и передачи информации заключается в возможности восстанавливать искаженный импульсный сигнал (регенерировать не искаженный по форме импульс).

При дискретизации, называемой также импульсным преобразованием непрерывного сигнала, возникают две принципиально важные задачи:

- как выбирать интервал дискретизации, т. е. временной интервал между отсчетами?
- какова погрешность от замены непрерывного сигнала импульсной последовательностью?

Сформулированная в 1928 году английским ученым Найквистом, доказанная в 1931 году В. А. Котельниковым и примененная им к практическим задачам передачи информации в 1933 году теорема о минимальном числе отсчетов при дискретизации аналогового сигнала во времени обосновала возможность заменять аналоговые сигналы их импульсными отсчетами, следующими друг за другом через временные интервалы T_i . В 1948 году американский ученый Клод Шеннон назвал эту теорему теоремой отсчетов, но в России она справедливо именуется теоремой Котельникова.

При частоте следования импульсных отсчетов не менее, чем удвоенной верхней частоты спектра дискретизируемого сигнала

$F_i = 2F_B = \frac{1}{T_i}$, аналоговый сигнал восстанавливается путем пропуска-

ния потока отсчётов через фильтр нижних частот с частотой среза $1/2T_i$, и аналоговая функция определяется полностью и однозначно.

В. А. Котельников, применив теорему отсчётов к задачам связи, показал, что любой аналоговый сигнал $S(t)$ можно представить рядом вида

$$S(t) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} S(\kappa T_i) \frac{\sin(2\pi F_B (t - \kappa T_i))}{2\pi F_B (t - \kappa T_i)}, \quad (5.10)$$

где $T_i \geq 1 / 2F_B$ – период дискретизации.

Выражение (5.10), называемое рядом Котельникова, даёт ответ на обе задачи: как выбрать интервал дискретизации T_i и как точнее восстановить функцию $S(t)$.

Ряд имеет два сомножителя у каждого члена – это $S(\kappa T_i)$ и $\frac{\sin x}{x}$.

Сомножитель $\frac{\sin x}{x}$ представляет собой импульсную характеристику идеального ФНЧ с частотой среза F_B , т. е. его реакцию на воздействие импульсной функции Дирака (очень короткого δ -импульса).

Каждый член ряда Котельникова можно рассматривать как отклик ФНЧ на короткий импульс, площадь которого пропорциональна $S(\kappa T_i)$. Если на вход такого фильтра подать регулярную последовательность отсчетов $S_i(t_k)$ в виде коротких импульсов, например прямоугольных, с амплитудой пропорциональной $S_i(t_k)$, то на выходе ФНЧ суперпозиция откликов образует непрерывную функцию времени [28], повторяющую в масштабе исходный аналоговый сигнал $S(t)$, показанный на рис. 5.49.

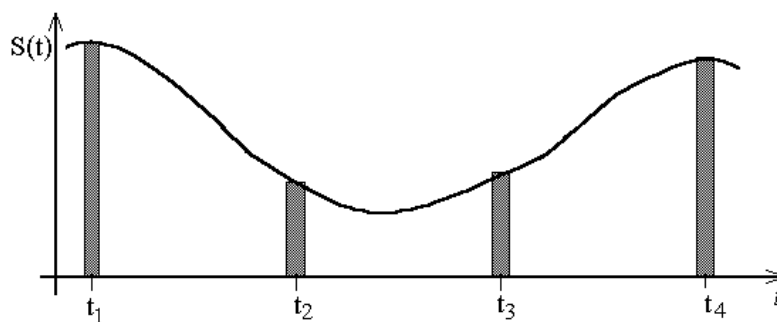


Рис. 5.49. Дискретизация аналогового сигнала

Это несложно доказать, нарисовав у каждого отсчёта, например у t_3 , отклик ФНЧ вида $\frac{\sin x}{x}$, показанный на рис. 5.50. На выходе ФНЧ получим сумму всех откликов, равную $S(t)$, показанную на рис. 5.51.

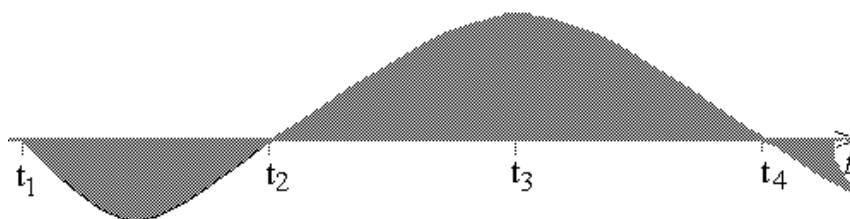


Рис. 5.50. Пример отклика ФНЧ на одиночный импульс

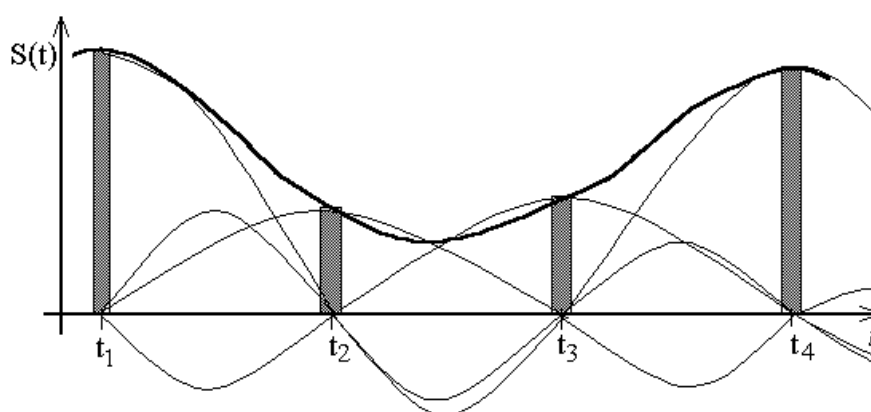


Рис. 5.51. Восстановление аналогового сигнала суммой откликов ФНЧ

Чем больше отсчётов, тем точнее восстанавливается сигнал. Но при этом теряется эффективность применения дискретизации, и поэтому необходим компромисс. На практике отсчёты берут чаще, чем допускает теорема Котельникова. Так, например, для стандартного аналогового телефонного канала $F_B = 3,4$ кГц, однако, выбирают $F_i = 8$ кГц, т. е. $T_i = 125$ мкс, что обеспечивает удобство реализации дискретизатора и повышает точность восстановления сигнала $S(t)$.

Частота F_B выбирается так, чтобы энергия сигнала ΔE , находящегося в спектре выше частоты F_B , была много меньше полной энергии сигнала E . Тогда сигнал длительностью t определяется конечным числом отсчетов (целой частью рассчитанного значения), называемым также базой сигнала B :

$$B = \frac{t}{T_i} + 1 = 2F_B t + 1$$

и может быть интерполирован рядом Котельникова со среднеквадратической ошибкой интерполяции в пределах [28]:

$$\frac{\Delta E}{E} \leq \delta^2 \leq 3 \frac{\Delta E}{E}.$$

В общем случае для воспроизведения сигнала длительностью t при полосе частот $F_H - F_B$ необходимо передавать по линии число параметров не менее $B = 2\Delta F t + 1$, где $\Delta F = F_B - F_H$.

Отметим, что при малых частотах дискретизации из-за роста ΔE растёт ошибка δ^2 . Обычно частоту дискретизации выбирают на 10 – 20 % выше $2F_B$, что обеспечивает высокую точность воспроизведения сигнала $S(t)$ и не вносит большую избыточность в дискретизирующую импульсную последовательность. Дискретизация может быть равномерной во времени с постоянным интервалом дискретизации и неравномерной, когда положение отсчётов на временной оси зависит от характеристик дискретизируемого сигнала. Наиболее проста в реализации равномерная дискретизация, и именно она получила широкое применение на практике.

Амплитудно-импульсная модуляция. Различают амплитудно-импульсную модуляцию двух видов – АИМ-1 и АИМ-2. Фактически они различаются формой дискретизирующих аналоговый сигнал импульсов [26]. При АИМ-1 огибающая дискретизирующих импульсов повторяет форму огибающей аналогового сигнала, а при АИМ-2 дискретизацию осуществляют прямоугольными импульсами, как показано на рис. 5.52.

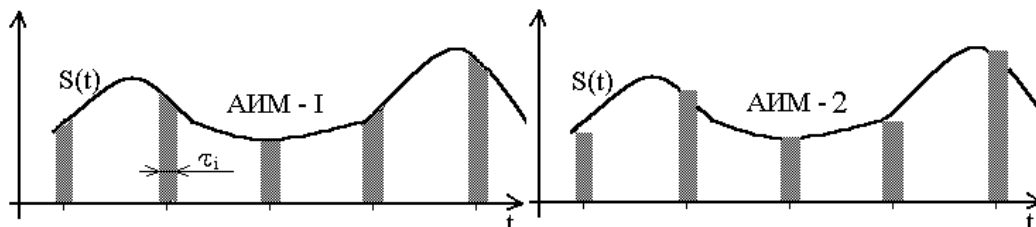


Рис. 5.52. Два вида амплитудно-импульсной модуляции

Более качественный вид модуляции АИМ-1, так как в этом случае минимальны частотные искажения спектра и минимальна ошибка. При гармонической модуляции прямоугольных импульсов в спектре АИМ-1 содержится несущее колебание, два боковых и два симметричных колебания с равной амплитудой около каждой гармоники частоты дискретизации.

Практически легче организовать АИМ-2, и поэтому этот вид модуляции применяется более широко, чем АИМ-1. Спектр АИМ-2 содержит те же частоты, что и АИМ-1, но появляются некоторые частотные искажения. Особенность спектра АИМ-2 – асимметрия боковых полос, хотя для выделения полезной информации $F_{\text{В}} - F_{\text{Н}}$ это не имеет существенного значения.

Получают АИМ-2 в два этапа:

- за короткое время от источника аналогового сигнала заряжают конденсатор;
- отключают конденсатор от источника сигнала и подключают его к выходу модулятора на время длительности импульса отсчёта τ_i .

Отметим, что АИМ-1, передавая импульсы, отслеживающие амплитуду $S(t)$, передаёт больше информации, чем АИМ-2, и при определенных соотношениях между длительностью импульсов дискретизации и их периодом появляется принципиальная возможность передавать без искажений более широкую полосу частот, чем это следует по Котельникову. Однако это не используют, так как частота дискретизации должна быть вдвое выше $F_{\text{В}}$, иначе происходит перекрытие соседних частотных полос в спектре и возникают неустраняемые искажения.

Фазо-импульсная модуляция. Фазо-импульсная модуляция (ФИМ) используется на практике достаточно активно, так как в отличие от АИМ у неё высока защищенность от аддитивных помех и не требуется высокая линейность характеристик оборудования, поскольку оно работает с импульсами постоянной амплитуды. Так же как и АИМ, ФИМ бывает первого и второго рода: ФИМ-I и ФИМ-II.

При ФИМ-I сдвиг импульсов во времени от фиксированных точек kT_i , называемых тактовыми, пропорционален аналоговому сигналу $S(t)$ в моменты появления самих импульсов, т. е. с изменяющимся временным сдвигом от моментов дискретизации. Это означает, что

при ФИМ-I несколько не выполняется теорема Котельникова и отсчеты берутся не в регулярные моменты времени κT_i , а в окрестностях этих точек в моменты времени

$$t_{и} = \kappa T_i + \Delta t_{\kappa} = \kappa T_i + t_{\max} \sin(\Omega t),$$

где t_{\max} – амплитуда временного сдвига (девиация);

Δt_{κ} – текущий сдвиг t_{κ} от точки κT_i ;

$\sin(\Omega t)$ – частота модуляции.

Нерегулярность отсчётов приводит к нелинейным искажениям и появлению второй гармоники частоты модуляции 2Ω и частот вида $(\omega_i - 2\Omega)$ и т. д. Коэффициент гармоник в этом случае максимален для F_B

$$\kappa_{2\Gamma} = (\pi/2)t_{\max}F_B = (1/4)\Omega_B t_{\max}.$$

Коэффициент комбинационной помехи $(\omega_i - 2\Omega)$

$$\kappa_{2\kappa} = (\pi/2)t_{\max}(F_i + F_B) = (\omega_i + \Omega)t_{\max}/4,$$

а остальными комбинационными частотами можно пренебречь ввиду их малости.

Практически ФИМ-I получают с помощью генератора пилообразного напряжения, как показано на рис. 5.53. Компаратор сравнивает напряжение сигнала $S(t)$ с текущим напряжением пилообразного сигнала и при совпадении напряжений даёт команду генератору прямоугольных импульсов на создание очередного импульса $S_i(t_{\kappa})$ с амплитудой U_0 .

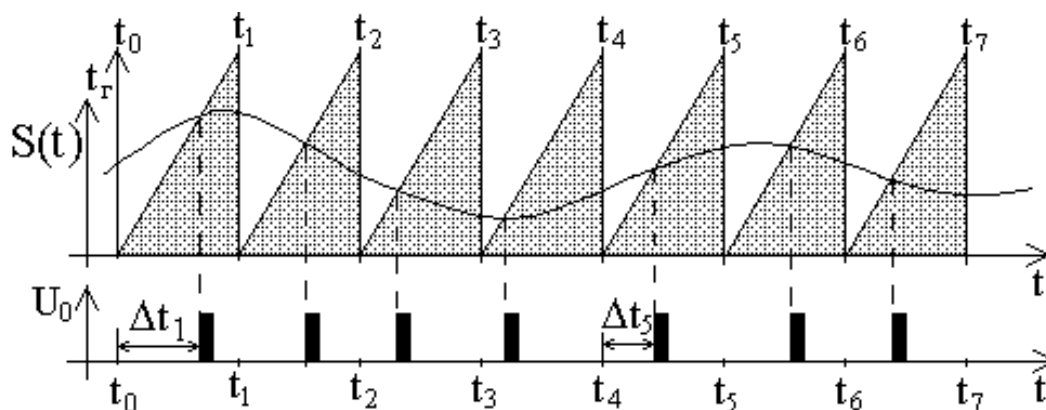


Рис. 5.53. Метод формирования ФИМ-I

В отличие от ФИМ-I при ФИМ-II возможна неискаженная передача $S(t)$ по Котельникову. При ФИМ-II значение t_k непосредственно пропорционально отсчету $S(kT_i)$ в тактовой точке kT_i , но модулятор ФИМ-II несколько сложнее.

Пример формирования ФИМ-II с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) показан на рис. 5.54. Заряжаемый непрерывно напряжением информационного сигнала конденсатор в момент отсчёта отключается от сигнала $S(t)$ и разряжается на нагрузку. За время разряда конденсатора формируется импульс широтно-импульсного сигнала. Задним фронтом импульса ШИМ запускается генератор прямоугольных импульсов для создания очередного импульса $S_i(t_k)$ с амплитудой U_0 .

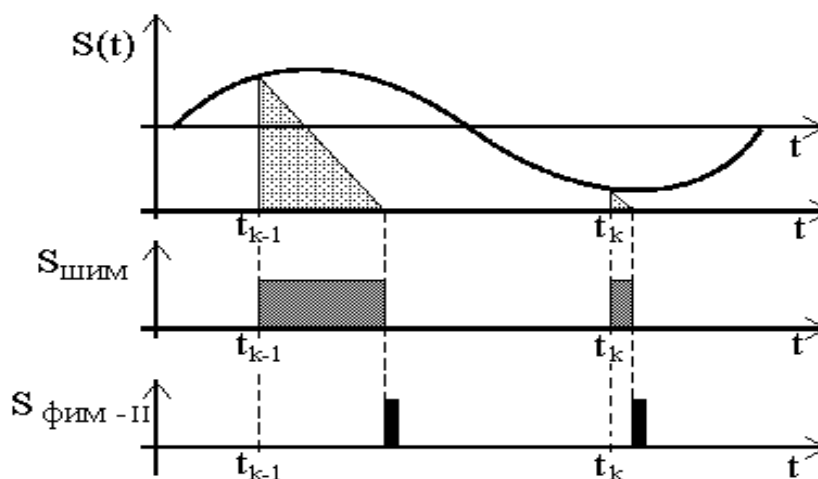


Рис. 5.54. Метод формирования ФИМ-II

ФИМ-I проще реализуется и применяется, особенно в телефонии, чаще, так как вносимые искажения при малой девиации t_k невелики. Так при $t_{k \max} = 0,5$ мкс для сигналов телефонного канала с $F_B = 3400$ Гц коэффициент нелинейных искажений

$$\kappa_{2Г} = 0,5 \cdot \pi \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3400 \approx 0,0025, \text{ т. е. } 0,25 \%$$

ШИМ называют иногда модуляцией по длительности (ДИМ) и используют только для промежуточных внутриаппаратных преобразований сигналов. Для непосредственной передачи информации ШИМ подходит плохо, так как при разных длительностях информа-

ционных импульсов приёмник вынужден иметь полосу пропускания, рассчитанную на самый короткий импульс, т. е. с большим запасом, и, как следствие, работать с высоким уровнем шума на входе.

ФИМ имеет преимущества перед ШИМ и при применении второй ступени модуляции. Например, ФИМ-АМ обеспечивает среднюю мощность передатчика в десятки раз меньше, чем ШИМ, так как импульс ФИМ во столько же раз уже импульсов ШИМ. Ещё одно преимущество ФИМ в том, что все импульсы при этом виде модуляции одной длительности и их легче обрабатывать и регенерировать при возможных искажениях.

Частотно-импульсная модуляция. Если использовать для передачи информации только последовательность импульсов, то кроме АИМ, ФИМ, ШИМ и их модификаций можно организовать еще один основной вид импульсной модуляции – частотно-импульсную (ЧИМ). В простейшем случае при ЧИМ информационный признак сообщения $S(t)$ передаётся с помощью изменения частоты следования импульсов модулирующей последовательности, как показано на рис. 5.55.

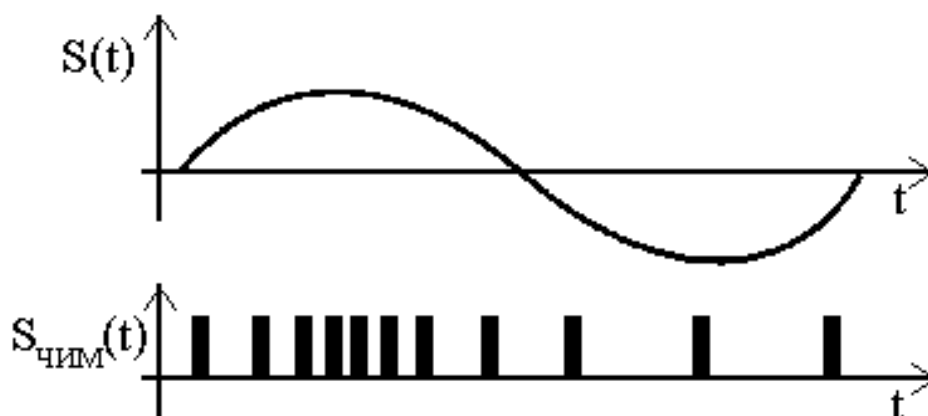


Рис. 5.55. Пример сигнала, модулированного с помощью ЧИМ

Схемотехническая реализация манипуляторов ЧИМ и демодуляторов на приёмной стороне линии передачи информации не вызывает затруднений, однако этот вид манипуляции для передачи информации широкого распространения не получил, так как по энергетике значительно уступает фазо-импульсной модуляции. ЧИМ за её простоту и достаточно высокую помехоустойчивость используют в основном в устройствах автоматического регулирования и управления.

Применение радиоимпульсов позволяет получить кроме АИМ, ФИМ, ШИМ, ЧИМ и дополнительные виды модуляции: по частоте и по фазе высокочастотного заполнения. Эти виды модуляции активно применяются в телеграфии и при передаче дискретной информации.

Квантование сигналов. Формирование группового сигнала. Сигналы сообщения, достаточно близкие по форме, различить при приеме невозможно, так как любая оценка имеет погрешность, и оценить с большей точностью, чем её величина, проблематично. Зона неразличимости есть всегда, и поэтому нет необходимости передавать сообщения очень точно, если есть заранее учтенная и поэтому разрешенная ошибка.

Если разделить шкалу амплитуд на мелкие доли (кванты), обозначив их каким-либо алфавитом, как показано на рис. 5.56, то оценка амплитуды по этой дискретной шкале будет достаточно точной при размере кванта менее двух величин допустимой погрешности. Такую шкалу называют шкалой квантования, а расстояние между соседними уровнями называют шагом квантования. Правило квантования состоит в том, что мгновенное значение сообщения относят к ближайшему уровню, поэтому максимальная погрешность определится половиной кванта.

Шкалу уровней непрерывного сообщения разбивают на конечное число квантов (равномерно или неравномерно). Равномерное квантование много проще, поэтому и применяется чаще. В результате квантования дискретизированное непрерывное сообщение заменяется ступенчатой кривой с числом различных мгновенных значений в ансамбле $\{k\}$ уровней квантования, как показано на рис. 5.56.

Заштрихованная область между сигналом $S(t)$ и аппроксимирующей её ломаной линией характеризует величину ошибки квантования. Ошибка квантования представляет собой случайный процесс, поэтому ее называют шумом квантования и оценивают влияние шума квантования на достоверность передачи информации величиной среднеквадратичной ошибки (СКО) квантования $\delta_{\text{КВ}}$. СКО квантования определяется отношением средних квадратов шума квантования и

$$\text{квантуемого сообщения } \delta_{\text{КВ}} = \frac{E_{\text{КВ}}^2(t)}{S^2(t)}.$$

При равномерном квантовании $\delta_{\text{КВ}}$ обратно пропорциональна числу уровней квантования. Шаг квантования может быть равномерным, а может быть и переменным. Переменный шаг квантования обычно используют для квантования сигналов $S(t)$, имеющих резкие перепады амплитуд. Это позволяет при минимальной избыточности импульсного потока достаточно точно восстанавливать исходный непрерывный сигнал. Алфавит квантования чаще всего выбирают из слов, составленных из двоичных единиц бинарной информации (бит), что значительно упрощает обработку отсчётов средствами импульсной логики. На рис. 5.56 уровням квантованного сигнала соответствуют восьмибитовые слова. Каждому отсчёту дискретизации сигнала $S(t)$ соответствует ближайший квантовый уровень.

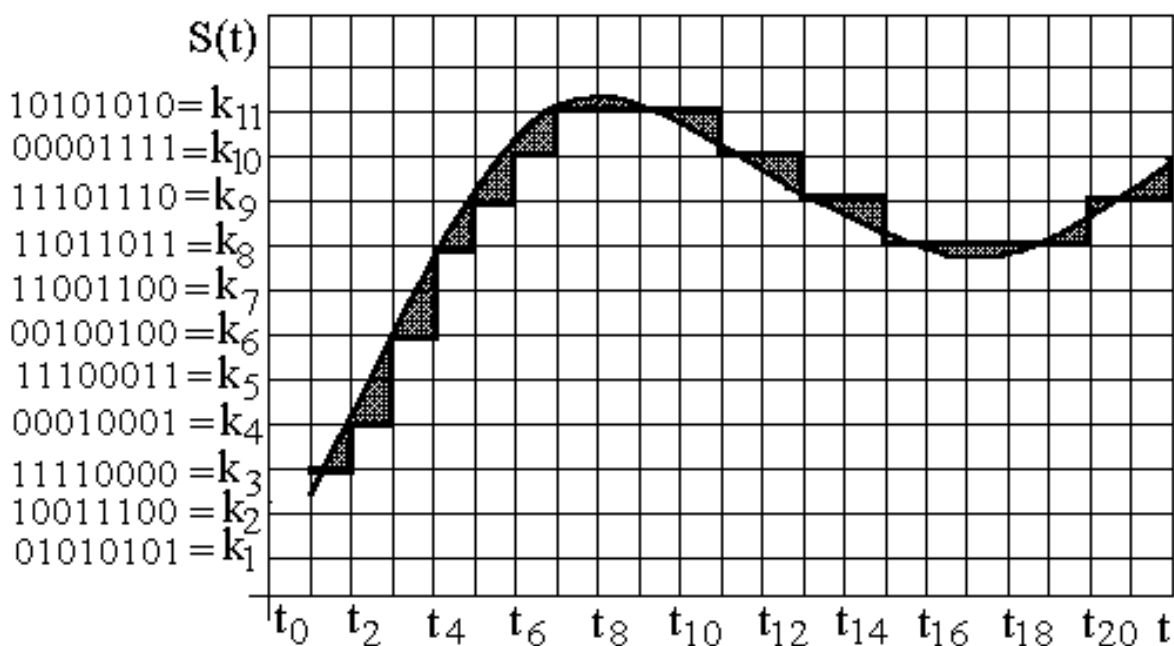


Рис. 5.56. Квантование аналогового сигнала с равномерным шагом

Погрешность квантования не превосходит половину шага квантования, поэтому чем мельче шаг квантования, тем меньше погрешность передачи отсчёта. Но при мелком шаге квантования увеличивается размер алфавита и снижается скорость передачи информации. Так же, как и при выборе шага дискретизации, при выборе шага квантования тоже необходим компромисс.

Для аналоговых сигналов, содержащих как слабые по уровню, так и сильные компоненты, применяют неравномерное квантование. Для слабого сигнала используют мелкий шаг квантования, увеличивая его по мере роста уровня квантуемого аналогового сигнала. Это позволяет выровнять соотношение сигнал/шум у слабых и сильных компонентов обрабатываемого сигнала.

Обычно неравномерное квантование осуществляют с помощью динамического сжатия компрессором (каскадом усиления с нелинейной характеристикой). На приёмном конце сжатый сигнал расширяют экспандером, имеющим характеристику, обратную компрессору.

На передающей стороне аналоговый сигнал деформируют, пропуская через усилитель с определенной амплитудной характеристикой сжатия, например логарифмической, и после этого квантуют с равномерным шагом. В результате этой операции соотношения сигнал/шум для слабых сигналов и для сильных на входе квантователя выравниваются. Однако перед восстановлением сжатого сигнала с равномерным квантованием на приёмной стороне линии связи сигнал необходимо пропустить через звено (экспандер) с характеристикой, обратной характеристике сжатия.

Характеристика компрессора-экспандера (т. е. компандера) будет в целом иметь линейный характер. Компандирование очень широко применяется при передаче речи и звуковых программ по цифровым каналам связи.

Импульсно-кодовая модуляция и её разновидности. После дискретизации и квантования аналогового сигнала словами, составленными из бит двоичной информации, вместо аналогового сигнала получается его абстрактное описание бинарным потоком импульсов, имеющих два уровня, соответствующих уровню нуля и уровню единицы. Такой поток бинарной информации называют импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), а в иностранных приложениях – РСМ (Pulse-Code Modulation).

Поэтому для различных применений разработан целый ряд сигналов ИКМ, формируемых дополнительной кодировкой бинарного

потока. В телефонии эти сигналы называют канальными кодами. Примеры канальных кодов приведены на рис. 5.57.

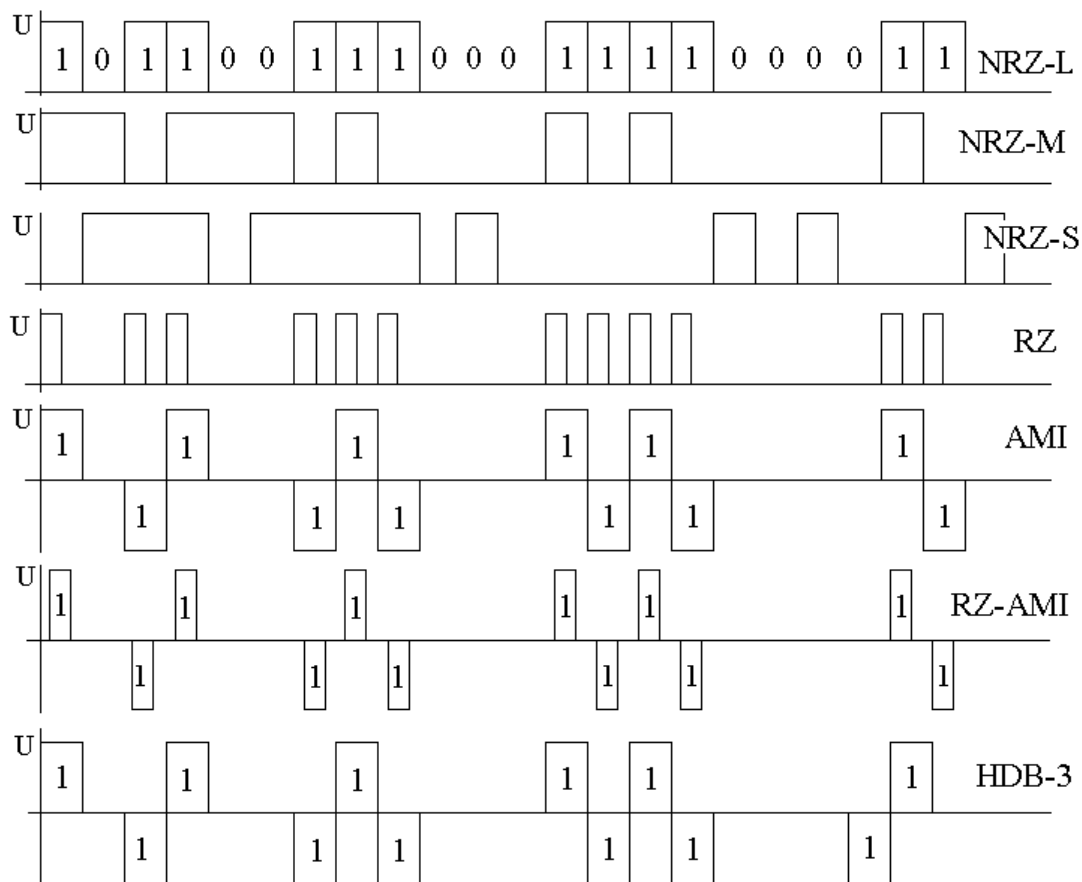


Рис. 5.57. Примеры импульсных сигналов телефонии

Сигналы с кодировкой NRZ (Not Return to Zero – без возврата к нулю) разделяют на просто бинарный сигнал NRZ-L, в котором единицам и нулям соответствуют разные уровни напряжений (Level – уровень), и сигналы, кодированные по метке (Mark – метка) и по паузе (Space – пауза). В сигналах NRZ-M, применяемых для магнитной записи, двоичная единица представляется изменением уровня, а нуль – отсутствием изменения уровня. В сигналах NRZ-S, наоборот, нуль представляется изменением уровня, а единица – отсутствием изменений.

Использование бинарного представления сигнала весьма удобно для цифровых логических схем, но неудобно для передачи сигнала на расстояние. Из-за различия в бинарном потоке количества единиц и нулей возникает необходимость передачи по линии связи постоянной

составляющей, что исключительно сложно при высоких скоростях передачи информации.

В сигнале АМІ (Alternate Mark Inversion) единицы передаются поочередным чередованием полярности импульсов, а ноль – пассивной паузой. Сигнал АМІ имеет нулевую постоянную составляющую и используется для передачи данных. Недостаток этого сигнала – то, что при большом количестве нулевых посылок (длинной серией нулей) в системе сложно организовать синхронизацию приёмника, необходимую для организации регенерации импульсов на приёмной стороне линии связи.

Поэтому в телефонии и в радиорелейной аппаратуре чаще используют сигналы HDB-3 (High Density Bipolar code of order 3 – код с высокой плотностью единиц порядка 3), в которых вместо подряд идущей четвертой нулевой посылки вводится изменение правила кода АМІ, заключающегося в том, что каждая следующая единица передается посылкой другого знака.

Нарушение этого правила в коде HDB-3 сообщает приёмнику, что приняты четыре нулевых посылки подряд. При таком кодировании на приёмной стороне не может быть последовательности, содержащей более трех нулевых посылок подряд, поэтому код и назвали кодом с высокой плотностью единиц порядка три. Отсутствие серий нулевых посылок значительно упрощает организацию синхронизации тактовых импульсов приёмника и передатчика.

Сигналы однополярной RZ (return to zero) и униполярной RZ-АМІ применяются в основном для низкоскоростной передачи данных и при магнитной записи.

Сигналы ИКМ преобразуют и алфавитными кодами. Информацию делят по определенному правилу (алфавиту) на группы, преобразовывают эти группы и получают сигнал с другим основанием счисления и новым числом тактовых импульсов. Обозначение алфавитных кодов: 3В2Т, 2В1Q и т. д. Первое число указывает на количество символов в кодируемой группе, а буквы (В – двоичное, Т – тритичное, Q – четверичное) – на кодовое основание счисления.

Упрощенная разновидность ИКМ – дельта-модуляция (ДМ). В её основе лежит оценка знака изменения аналогового сигнала за короткий временной интервал. При положительном приращении амплитуды аналогового сигнала в канал связи идет положительный импульс, а при отрицательном приращении – отрицательный импульс.

Таким образом, в канал поступает не кодовая комбинация, определяющая конкретный квантованный уровень сигнала, а только отличие между входным сигналом и его ступенчатой аппроксимацией, формируемой из выходной импульсной последовательности дельта-модулятора. Фактически передаётся импульсный сигнал ошибки, характеризующий изменение сигнала относительно предыдущего дискрета времени, т. е. сигнал ошибки.

Классический дельта-модулятор содержит, как показано на рис. 5.58, компаратор (К), принимающий решение о полярности сигнала ошибки. На выходе компаратора формируется последовательность прямоугольных импульсов со случайными длительностями и паузами. Этот сигнал управляет ключевой схемой, на выходах которой появляются тактовые импульсы от генератора тактовых импульсов (ГТИ), которые и поступают в канал связи и на интегратор модулятора, формирующего ступенчатую аппроксимацию сигнала сообщения.

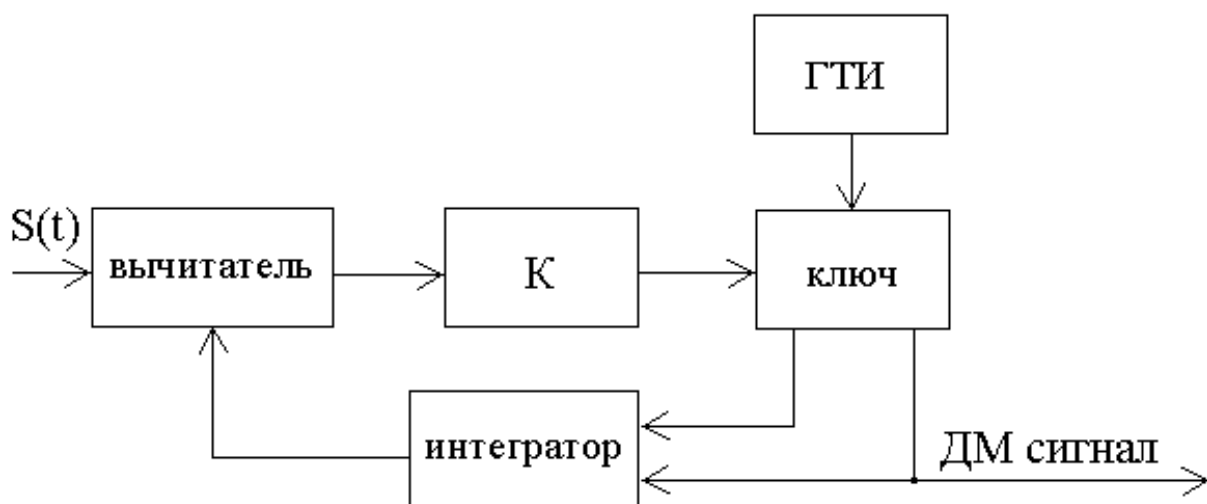


Рис. 5.58. Пример построения дельта-модулятора

Входной сигнал $S(t)$, ограниченный по уровню и по спектру в соответствии с тактовыми импульсами от ГТИ, сравнивается в схеме вычитания с аппроксимирующим напряжением, связанным с выходным сигналом дельта-модулятора. Компаратор определяет знак разности и формирует последовательность прямоугольных импульсов. Импульсам соответствуют интервалы времени, когда входной сигнал больше аппроксимирующего напряжения, а паузам – когда меньше.

Выходной сигнал компаратора K управляет ключевой схемой, имеющей два противофазных выхода. В зависимости от сигнала управления импульсы тактового генератора проходят на тот или иной выход ключа, соединенный с интегратором. При этом каждый символ «1» увеличивает, а каждый символ «0» уменьшает аппроксимирующее напряжение на выходе интегратора на один шаг квантования.

Один из выходов ключевой схемы служит выходом дельта-модулятора, с которого в канал связи поступают последовательность тактовых импульсов во время возрастания сигнала сообщения и нулевые посылки во время убывания амплитуды сигнала сообщения, как показано на рис. 5.59.

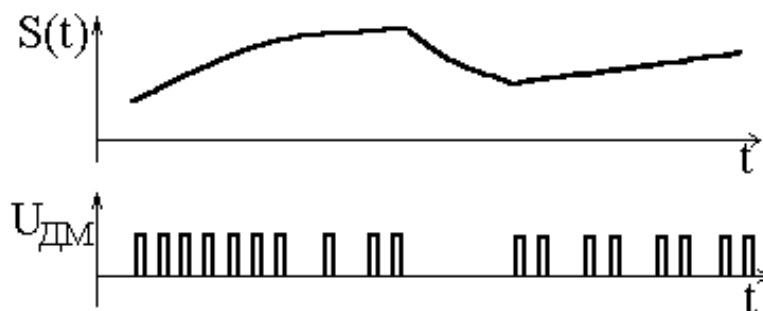


Рис. 5.59. Тактовые импульсы при дельта-модуляции

Дельта-модуляция потребовала большей полосы частот, и в связи с этим её применение ограничилось системами телеметрии, телеуправления и промышленного телевидения, а также асинхронными адресными системами и системами специального назначения. Разновидностей дельта-модуляции в связи с разнообразием задач много. Разработаны и методы формирования ИКМ из ДМ и, наоборот, ДМ из ИКМ.

5.3. Амплитудная, частотная и фазовая манипуляции

Амплитудная и частотная манипуляции. Цифровая модуляция – это преобразование импульсов в сигналы, совместимые с каналами передачи информации. На выходе цифровых модуляторов присутствуют не видеоимпульсы, а радиоимпульсы с синусоидальным, а для сверхширокополосных систем и с шумоподобным заполнением.

Заполнение радиоимпульсов может иметь различные характеристики по амплитуде, частоте, фазе. Соответственно и цифровая модуляция представляется как процесс варьирования амплитудой, частотой, фазой или их комбинациями у какого-либо несущего радиочастотного сигнала по законам сообщения, представленного предварительно в форме импульсных сигналов путем предварительной модуляции (дискретизации аналогового сообщения, квантования и кодирования в удобную форму импульсов). Поэтому цифровые виды модуляции стали называть манипуляцией (Shift Keying – SK).

Простейший вид цифровой модуляции – это амплитудная манипуляция (ASK), сигнал которой описывается выражением

$$S(t) = \frac{U_i}{T} \cos(2\pi f_0 t + \varphi); \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad 0 \leq t \leq T,$$

где T – длительность импульса информационного сообщения, амплитуда которого может принимать i различных дискретных значений, а фаза несущей φ – произвольная константа.

ASK активно использовалась в радиотелеграфии, наиболее проста в аппаратной реализации, но по помехоустойчивости значительно уступает другим видам манипуляции. Этот вид манипуляции был первым видом цифровой манипуляции, применённым для радиотелеграфии.

В настоящее время практическое использование ASK в радиосвязи резко сокращено, однако при построении комбинированных схем цифровой модуляции многопозиционная амплитудная манипуляция находит самое широкое использование. На рис. 5.60 представлены два различных вида амплитудно-манипулированных сигналов.

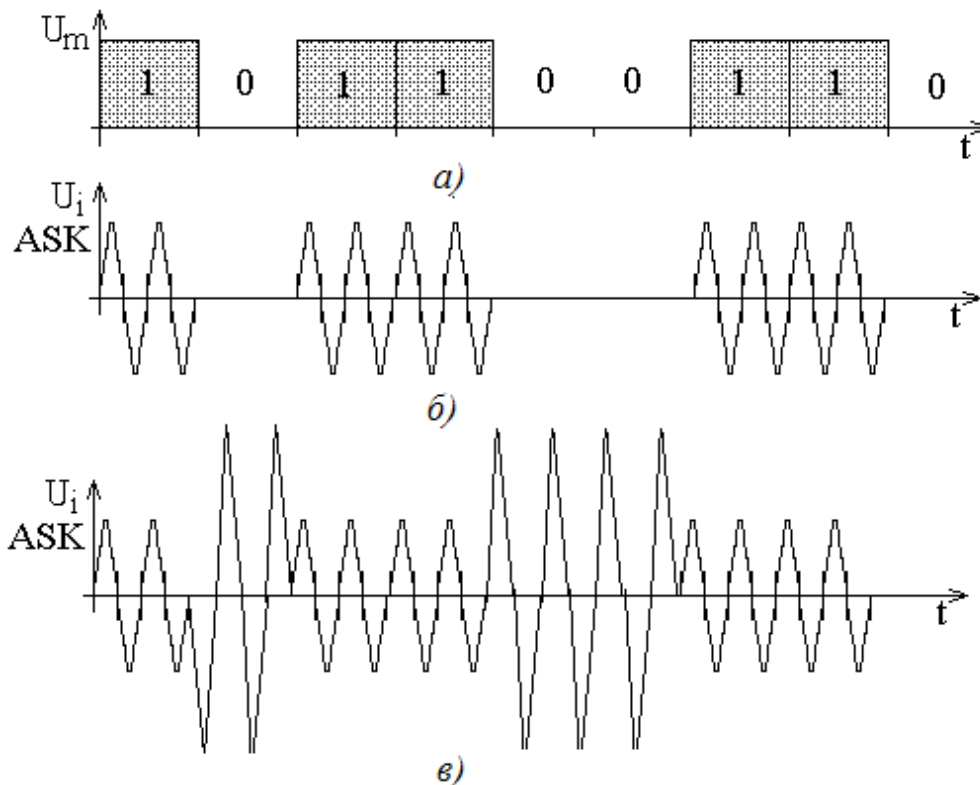


Рис. 5.60. Сигналы амплитудной манипуляции: а – импульсный сигнал сообщения; б – ASK с пассивной паузой; в – ASK с активной паузой

Частотно-манипулированный сигнал описывается выражением вида

$$S(t) = U \cos(\omega_i(t) + f), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

где частота ω_i может принимать множество i дискретных значений, а фаза f является произвольной константой.

Частотная манипуляция (Frequency Shift Keying – FSK) обладает более высокой по сравнению с ASK помехоустойчивостью (в работе [27] показано, что при когерентном приёме для обеспечения одной и той же вероятности ошибки требуемое соотношение сигнал/помеха при FSK на 3 дБ ниже, чем при ASK), но и сложнее в реализации.

На практике используют многочастотную (Multiple Frequency) манипуляцию (MFSK) с числом используемых частот, являющимся ненулевой степенью двойки ($n = 2, 4, 8, \dots$). Эти частоты должны быть взаимно ортогональными, т. е. сигналы этих частот должны удовлетворять условию взаимной ортогональности

$$\int_0^T S_1(t) S_i(t) dt = 0, \quad i = 2, 3, \dots, n.$$

На рис. 5.61 показано, как четырехкратная FSK вдвое увеличивает скорость передачи информации за счёт дополнительного кодирования каждого частотного символа двумя битами (дибитом) исходного сообщения.

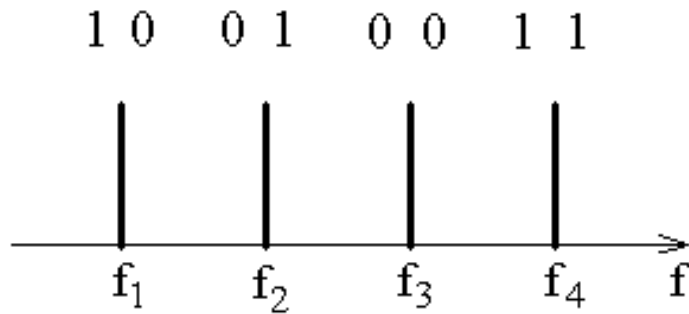


Рис. 5.61. Удвоение скорости передачи информации при FSK-4

Частотная манипуляция с минимальным сдвигом. В многочастотной манипуляции переход от одной частоты к другой сопровождается скачками фазы, что значительно

расширяет спектр сигнала (и при фиксированной энергии сигналов FSK ухудшается соотношение сигнал/шум на входе приёмника). Двухчастотная манипуляция позволяет построить частотный манипулятор без разрыва фазы (Continuous Phase Frequency Shift Keying – CPFSK) и реализовать частотную манипуляцию с минимальным сдвигом (ЧММС или Minimum Shift Keying – MSK).

Сигнал ЧММС можно записать в виде

$$S(t) = U \cos\left[2\pi\left(f_0 + \frac{a_i}{4T}\right)t + \varphi_0\right], \quad a_i = \pm 1, \quad \varphi_0 = 0; \pi,$$

где a_i – коэффициент, показывающий, единица или ноль биполярных данных сообщения передается в манипулятор со скоростью $R = 1/T$.

Частота сигнала ЧММС при передаче единицы $f_1 = f_0 + \pi/2$, а при передаче нуля $f_2 = f_0 - \pi/2$, т. е. разнесение частот вдвое меньше, чем при некогерентном приёме частотно-манипулированного сигнала, отсюда и наименование «с минимальным сдвигом».

Минимальное разнесение тонов при ЧММС определяется как

$$\left(f_0 + \frac{1}{4T}\right) - \left(f_0 - \frac{1}{4T}\right) = \frac{1}{2T},$$

что вдвое меньше скорости передачи информационных битов.

Сигнал $S(t)$ можно представить в виде суммы квадратурных составляющих следующим образом:

$$S(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t,$$

где $d_I(t) = d_0, d_2, \dots, d_{2n}$ – чётные информационные биты;

$d_Q(t) = d_1, d_3, \dots, d_{2n-1}$ – нечётные информационные биты.

Квадратурные компоненты требуют взвешивания: для косинусоидальной компоненты по закону $\cos \frac{\pi t}{2T}$, для синусоидальной – $\sin \frac{\pi t}{2T}$.

На рис. 5.62 показаны эпюры, поясняющие принципы формирования сигналов ЧММС. Знаки передаваемых бит d_i, d_Q , домножаясь на знаки напряжений $\cos \frac{\pi t}{2T}, \sin \frac{\pi t}{2T}$, соответственно, формируют положительные или отрицательные синусоидальные полуволны с периодом $2T$, которые являются огибающей для квадратурных сигналов, заполненной несущей частотой. Суммарное напряжение сигналов квадратурных составляющих формирует сигнал ЧММС на выходе модулятора.

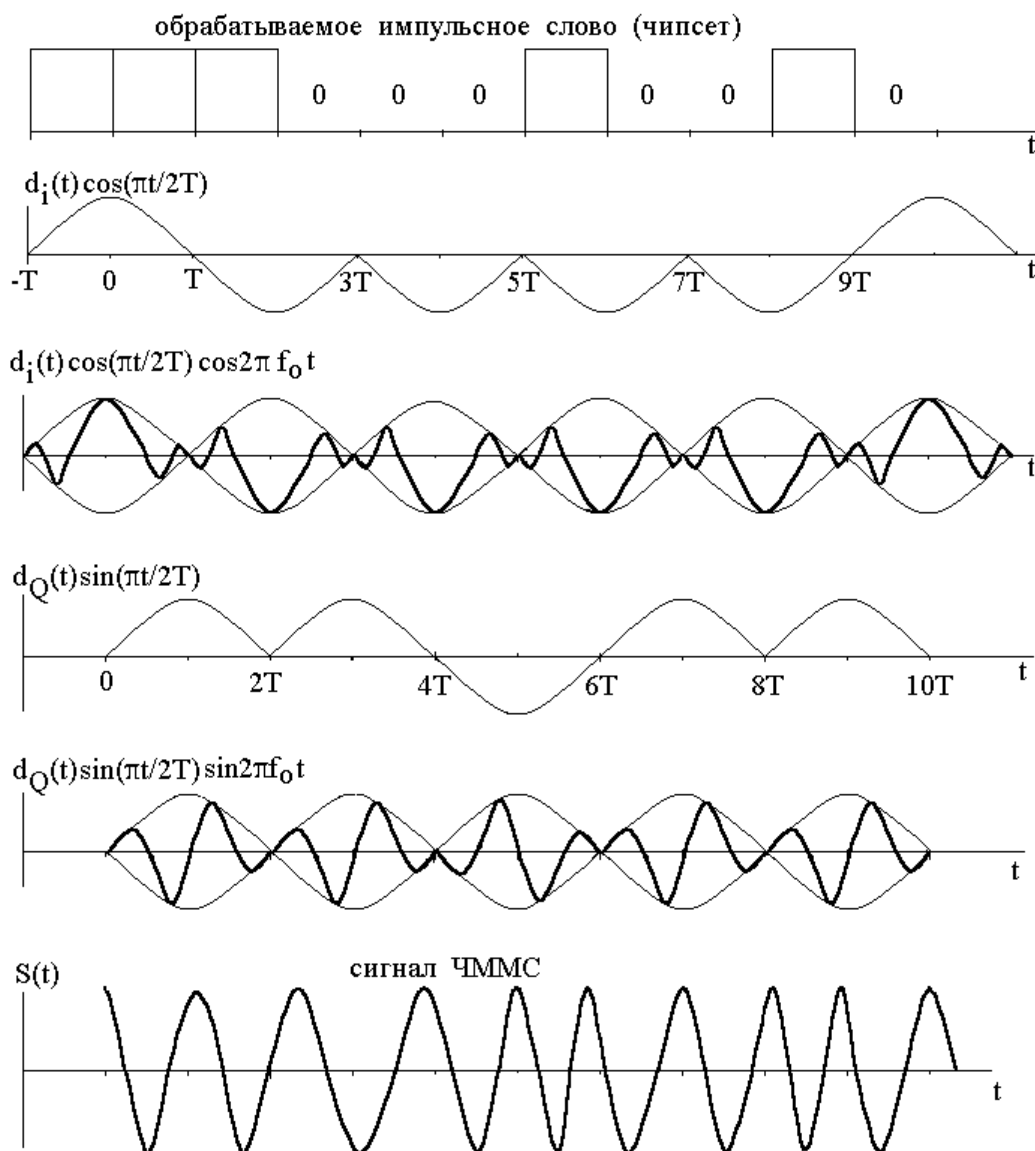


Рис. 5.62. Формирование сигналов ЧММС

Фазовая и относительная фазовая манипуляция. Цифровая фазовая модуляция основана на том, что информационные уровни сигнала передаются посылками с различной фазой. Для систем передачи бинарной информации единичной и нулевой посылкам соответствуют противоположные фазовые состояния несущей частоты, как показано на рис. 5.63.

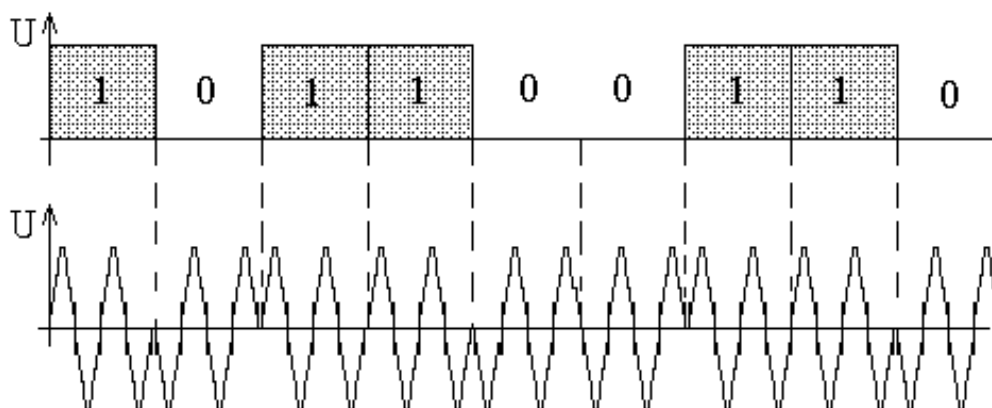


Рис. 5.63. Формирование фазоманипулированного сигнала

В 1946 году выдающийся советский ученый В. А. Котельников оценил качество передачи цифровой информации с помощью вероятностных методов и ввел понятие вероятности правильного приема. Максимум этой вероятности он назвал потенциальной помехоустойчивостью, а демодулятор (приемник, работающий по какому-либо правилу принятия наиболее вероятного решения) он назвал оптимальным приемником. В развитой им теории потенциальной помехоустойчивости было доказано, что для каналов без шумов и помех фазовая манипуляция обеспечивает потенциальную помехоустойчивость.

На рис. 5.64 для наглядности приведена зависимость вероятности ошибки на выходе радиоканала от соотношения сигнал/помеха в канале для различных методов импульсной модуляции.

Система ФМ, как и другие системы с противоположными сигналами для каналов без помех, обеспечивает потенциальную помехоустойчивость для двоичной системы. Цифровая фазовая манипуляция (ФМ или PSK – Phase Shift Keying) как один из помехоустойчивых видов модуляции стала привлекательной для широкого практического применения в телекоммуникационных системах.

Однако в чистом виде в цифровых системах её используют редко [27 – 31] из-за возможности массовых ошибок по причине так называемой «обратной работы», когда при приёме ошибочного бита последующие за ним будут приниматься решающим устройством приемника инверсно. Когда посылки 0 принимаются за 1, и наоборот.

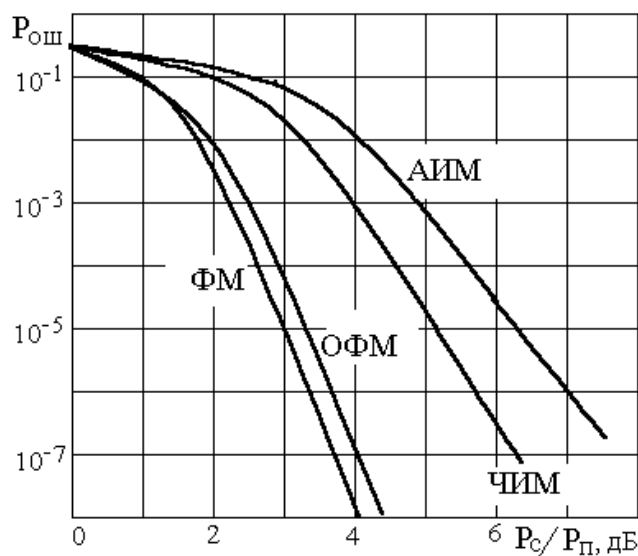


Рис. 5.64. Эффективность различных методов манипуляции

Для нормальной работы фазового детектора нужен опорный сигнал. Для этого требуется организовывать высококачественный канал синхронизации с пилот-сигналом, относительно которого считается фаза принимаемых посылок. При АМ легко организовать синхронизацию путем ФАПЧ на частоту принимаемой несущей.

Но при ФМ, если количество единиц равно количеству нулей в сообщении, в спектре вообще нет частоты несущей, и для ее получения приходится использовать достаточно сложные нелинейные устройства снятия манипуляции. Например, схемы, предложенные Пистолькорсом, Сифоровым, Костасом для нужд радиотелеграфии [28]. Однако эффективно эти схемы проявили себя только в каналах без помех и с минимумом шума.

Наличие в схемах Пистолькорса, Сифорова и Костаса нелинейных преобразований – умножителей или делителей частоты, а также возможные случайные задержки на 180° опорного сигнала при его формировании не сняли проблему «обратной работы», что и стало причиной слабого использования цифровой фазовой манипуляции в радиоканалах.

Очень эффективный способ устранения недостатков обратной работы предложен Н. Т. Петровичем в 1957 году [30], развившим идею практического использования относительной фазовой манипуляции (ОФМ или DPSK – Differential Phase Shift Keying). При ОФМ, называемой также относительной фазовой телеграфией (ОФТ), частота и амплитуда сигнала остаются неизменными, а от изменения значения информационного элемента меняется только фаза сигнала относительно фазы сигнала предыдущей посылки.

На приёмной стороне линии связи фазовый детектор считывает информацию не относительно начальной фазы всего сигнала, а сравнивает фазы двух поступающих по очереди посылок K_i и K_{i+1} , где $i = 1, 2, 3, 4, \dots$, и на основании этих измерений принимает решение о переданной информации.

Фактически ОФМ – это ФМ со специальной перекодировкой сигналов. При ОФМ информация содержится не в абсолютном значении фазы сигнала, а в разности фаз двух соседних элементов сообщения. Для осуществления ОФМ необходимо передачу начинать с холостых посылок, не несущих информацию, но необходимых для сравнения фазы последующих элементов.

Фаза сигнала посылки отсчитывается от фазы предыдущего элемента сигнала. При таком методе ошибка при отсутствии помех в канале возникает в момент перескока фазы опорного сигнала только в одном символе, а последующие регистрируются правильно, т. е. режим обратной работы устраняется. Плата за это – удвоение вероятности ошибки из-за шумов в канале, так как решение в отличие от ФМ принимается по двум приходящим из канала посылкам. При ОФМ в этом случае выгоднее брать для сравнения не ближайшие, а разнесенные посылки, например через 2, как показано на рис. 5.65.

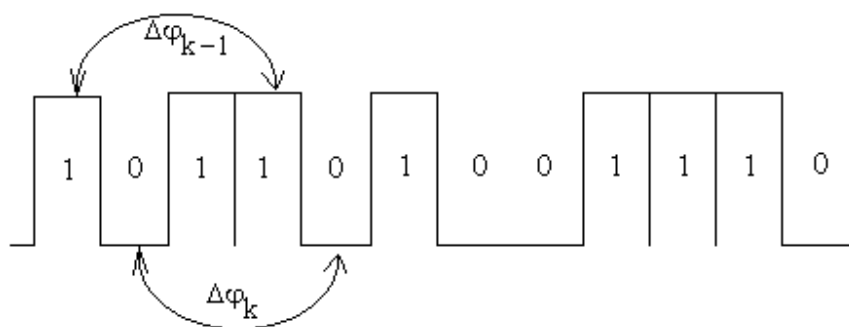


Рис. 5.65. Пример формирования относительных отсчетов

Многokратная OFM на одной поднесущей позволяет осуществлять передачу нескольких цифровых каналов сразу либо повышать достоверность передачи информации путем повторной передачи по каналу.

Системы OFM обладают высокой помехоустойчивостью в каналах с медленно меняющимися параметрами и занимают узкую полосу частот. В отличие от FM они допускают некогерентный прием. Редкое использование FM ввиду явных преимуществ OFM привело к тому, что в литературе OFM стали иногда называть просто цифровой FM, опуская слово относительная.

Если фаза принимает только два значения, соответствующие логическим «0» и «1», то модуляцию называют двоичной фазовой модуляцией (BPSK – Binary Phase Shift Keying). При OFM-2 символ 0 передается отрезком синусоиды с начальной фазой предыдущего сигнала, а символ 1 – с начальной фазой, отличающейся от фазы предыдущего сигнала на $+\pi$. Аналитически сигнал BPSK описывают выражением

$$S(t) = K(t)E \sin(\omega t), \text{ где } K(t) = \begin{cases} +1, & \text{при сигнале «1»} \\ -1, & \text{при сигнале «0»} \end{cases}.$$

Пример построения сигнала для этого случая показан на рис. 5.66.

Техническая реализация модуляторов BPSK не вызывает затруднений, но скачки фазы в сигнале на 180° приводят к нежелательной амплитудной модуляции и к неэффективному использованию спектра, поэтому этот вид модуляции на практике используют для относительно низкоскоростных телекоммуникационных систем [31].

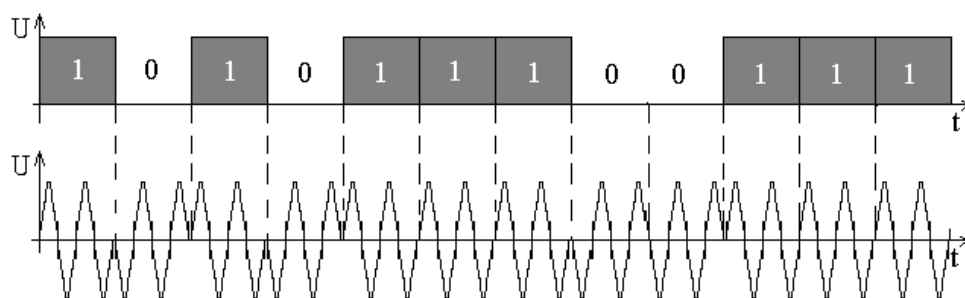


Рис. 5.66. Двоичная фазовая модуляция (BPSK)

Для фазовой модуляции сигнальное созвездие представляет собой N точек, находящихся на одинаковом расстоянии от центра координат и отличающихся друг от друга фазовыми сдвигами относительно положительной ветви оси абсцисс. Каждая сигнальная точка своим

фазовым сдвигом относительно предыдущей посылки несет информацию об одном дискретном отсчёте, поэтому при передаче бинарной информации каждый отсчёт при BPSK соответствует боду входного сообщения.

При многопозиционной ФМ в одном отсчете модулирующего сигнала может содержаться несколько бод сообщения, и таким образом можно закодировать целые отрезки модулирующего бинарного сигнала [26]. При применении многоуровневой ФМ исходный бинарный поток разбивается на соответствующее число бит (дибит, трибит и т. д.), и каждому такому отсчёту соответствует посылка со своей начальной фазой. На приемной стороне информация считывается по разности фаз относительно предыдущей посылки.

В общем случае относительная ФМ может быть M -уровневой

$$U_{\text{ОФМ}}(t) = U_0 \sum Z_k(t - k\tau) \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_k + \varphi_{k-1}),$$

$$\text{где } Z_k(t - k\tau) = \begin{cases} 1, & k\tau < t \leq (k+1)\tau \\ 0, & t \leq k\tau; t > (k+1)\tau \end{cases}; \quad k = 0, 1, 2, \dots;$$

$\tau = \text{Плог}_2 M$ – длительность радиоимпульса;

T – длительность одной посылки информационного потока;

$$\Delta\varphi_k = \frac{2\pi V_k}{M}; \quad V_k = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

φ_{k-1} – фаза $k-1$ импульса.

$$\text{При } M = 4 \text{ и } 8 \text{ обычно } \Delta\varphi_k = \frac{\pi}{M} V_k,$$

$$\text{где } V_k = \begin{cases} \pm 1; \pm 3, & \text{при } M = 4 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7, & \text{при } M = 8 \end{cases}.$$

Например, при ФМ-8 с восьмью сигнальными точками каждое состояние даёт возможность передавать сообщение об одной из восьми возможных групп бит входного информационного потока: 000, 001, 011, 111, 110, 100, 101, 010. Подобное перекодирование позволяет без значительного ужесточения требований к передающей аппаратуре увеличивать скорость передачи исходного информационного потока в $n = \log_2 M$ раз.

Если в сигнальном созвездии используются только две точки, то фазы информационных сигналов «1» и «0» различаются на 180° и

ускорение передачи информации невозможно. Если используются четыре точки, то можно передавать исходный информационный поток группами по два бита (дибитами: 00, 01, 10, 11) и вдвое ускорить передачу информации. Примеры сигнальных созвездий для ФМ, ФМ-4 и ФМ-8 представлены на рис. 5.67.

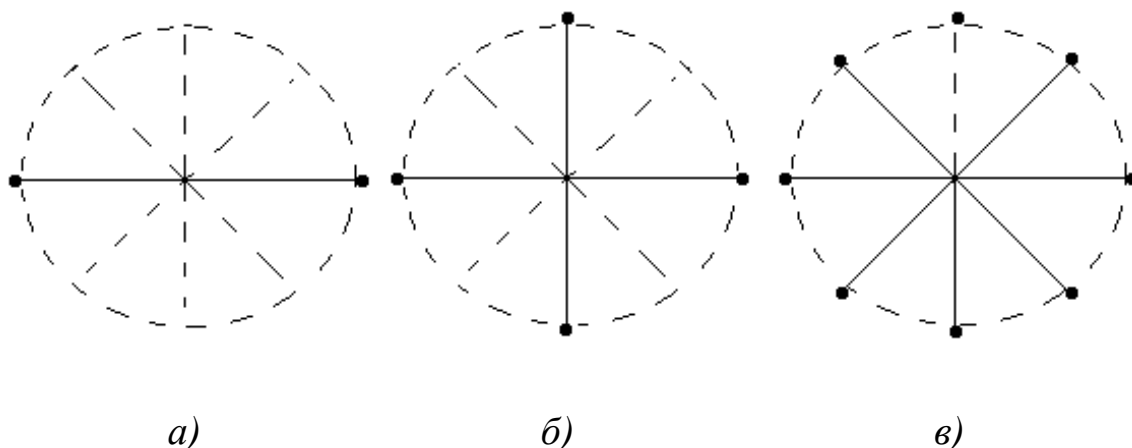


Рис. 5.67. Сигнальные созвездия: а – BPSK, б – ФМ-4, в – ФМ-8

Количество сигнальных точек более восьми в созвездии для многопозиционной ФМ применяют только в каналах без помех, имеющих большое соотношение сигнал/(шум+помеха), так как при росте числа позиций ухудшается качество приёма и растёт вероятность ошибки. По этой же причине многопозиционную ФМ в высокоскоростных каналах передачи информации не используют.

5.4. Квадратурные виды модуляции

Квадратурная фазовая модуляция. Четырёхуровневая фазовая модуляция нашла исключительно широкое применение [27 – 31] в связи с развитием сотовых сетей связи, а из-за особенностей построения модуляторов её стали называть квадратурной фазовой модуляцией (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying). Квадратурное представление сигнала заключается в его описании линейной комбинацией двух ортогональных составляющих – синусоидальной и косинусоидальной:

$$U(t) = u \cos \psi(t) \sin(\omega_0 t) + u \sin \psi(t) \cos(\omega_0 t).$$

Представим, что $\psi(t) = \varphi(t) + \pi / 4$.

Тогда

$$\begin{aligned} \cos \psi(t) &= \cos(\varphi(t) + \pi / 4) = [\cos \pi / 4] \cos \varphi(t) - [\sin \pi / 4] \sin \varphi(t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos \varphi(t) - \sin \varphi(t)], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sin \psi(t) &= \sin(\varphi(t) + \pi / 4) = [\cos \pi / 4] \sin \varphi(t) + [\sin \pi / 4] \cos \varphi(t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} [\cos \varphi(t) + \sin \varphi(t)]. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U(t) &= \frac{u\sqrt{2}}{2} \{ [\sin \omega_0(t)][\cos \varphi(t) - \sin \varphi(t)] + \\ &+ [\cos \omega_0(t)][\cos \varphi(t) + \sin \varphi(t)] \}. \end{aligned}$$

Если обозначить проекции сигнальных точек на оси координат как $b_i = \cos \varphi(t) - \sin \varphi(t)$, $b_k = \cos \varphi(t) + \sin \varphi(t)$, то получим следующее выражение:

$$U(t) = \frac{u\sqrt{2}}{2} b_i \sin \omega_0(t) + \frac{u\sqrt{2}}{2} b_k \cos \omega_0(t) = \frac{u\sqrt{2}}{2} \sin[\omega_0(t) + \psi] = I + Q.$$

При QPSK проекции векторов сигнальных точек на оси координат принимают значения $+1$ и -1 , что соответствует углам поворота вектора сигнала $\varphi(t) = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$, как показано в таблице.

$\varphi(t)$	0°	90°	180°	270°
b_i	1	-1	-1	1
b_k	1	1	-1	-1
ψ	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3}{4}\pi$	$\frac{5}{4}\pi$	$\frac{7}{4}\pi$

При формировании сигнала QPSK исходная информационная последовательность двоичных символов длительностью τ при помощи регистра сдвига разделяется на чётные биты, которые подаются в синфазный канал, и нечетные биты, поступающие в квадратурный канал. Структурная схема модулятора QPSK приведена на рис. 5.68, а эшюры, поясняющие её работу, на рис. 5.69.

Обе последовательности импульсов синфазного и квадратурного каналов, имеющие уже длительности посылок 2τ , преобразуются в биполярную форму i и q соответственно и поступают на входы умножителей, в которых домножаются на квадратурные составляющие сигнала $u \sin(\omega t + \pi / 4)$.

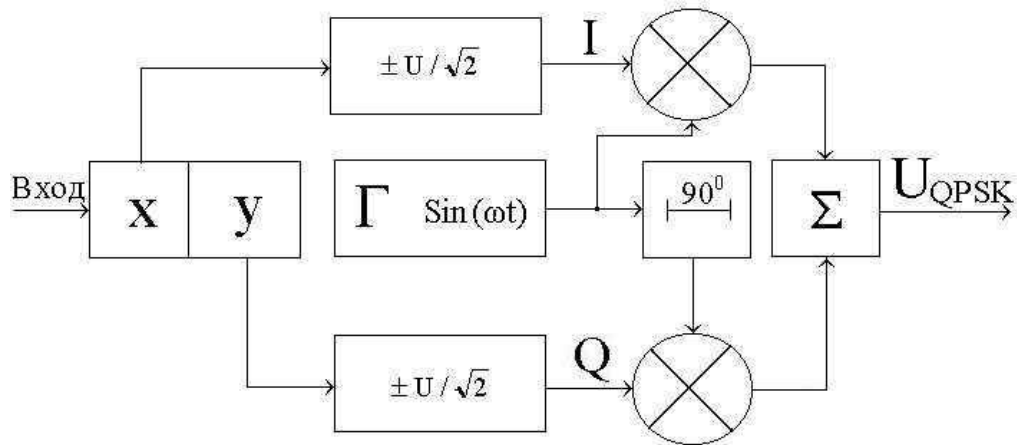


Рис. 5.68. Структурная схема модулятора QPSK

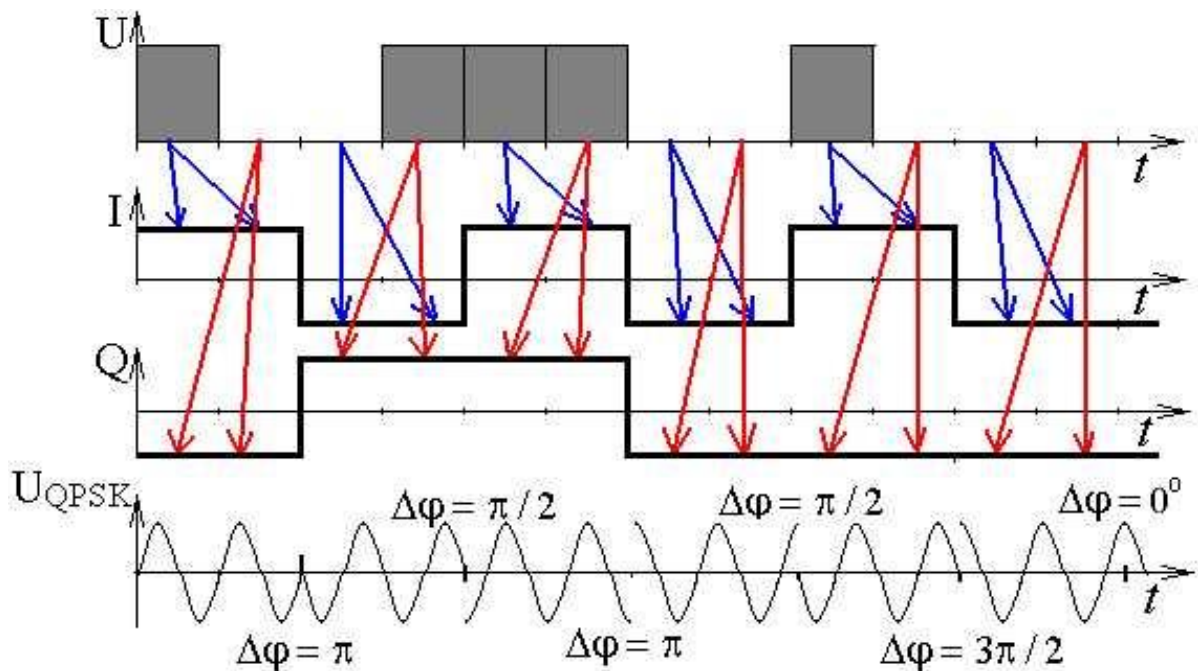


Рис. 5.69. Этюры работы модулятора QPSK

На выходах перемножителей, представляющих собой модуляторы BPSK, формируются фазоманипулированные колебания с двумя состояниями. После суммирования эти колебания образуют сигнал QPSK. Таким образом, кодер модулятора преобразует совокупность двух последовательностей двоичных элементов длительностью $T = 2\tau$ в сигнал QPSK.

QPSK может давать заметное улучшение связи, но иногда её применение не даёт положительного эффекта. При тестировании белым шумом QPSK оказывается даже хуже по качественным показателям, чем BPSK [28]. Однако при наличии в канале замираний и помех QPSK позволяет уменьшить количество ошибок в несколько раз.

Один из недостатков QPSK связан с тем, что при одновременной смене символов в обоих каналах модулятора (с $+1, -1$ на $-1, +1$ или с $+1, +1$ на $-1, -1$, как показано в таблице) в сигнале QPSK происходит скачок фазы на 180° . Такие скачки фазы, имеющие место и при BPSK, вызывают паразитную амплитудную модуляцию огибающей сигнала, и при прохождении сигнала через узкополосный фильтр возможны провалы огибающей до нуля. Это приводит к увеличению энергии боковых полос и зашумлению канала связи.

Офсетная квадратурная фазовая модуляция. Чтобы избежать недостатков QPSK, связанных со скачками фазы на 180° , часто применяют квадратурную фазовую модуляцию со сдвигом, называемую офсетной QPSK (OQPSK) [28]. Формирование сигнала при OQPSK происходит так же, как и в модуляторе QPSK, за исключением того, что кодирующие биты в Q-канале задерживают на длительность одного элемента T .

Изменение фазы при таком смещении кодирующих потоков определяется только одним элементом последовательности, а не двумя, и выигрыш в повышении скорости передачи информации не реализуется. Однако скачки фазы на 180° при этом отсутствуют, поскольку каждый элемент последовательности, поступающей на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызвать изменение фазы только на $0, 90^\circ$ и 270° .

Принцип OQPSK поясняют эпюры работы модулятора, изображенные на рис. 5.70.

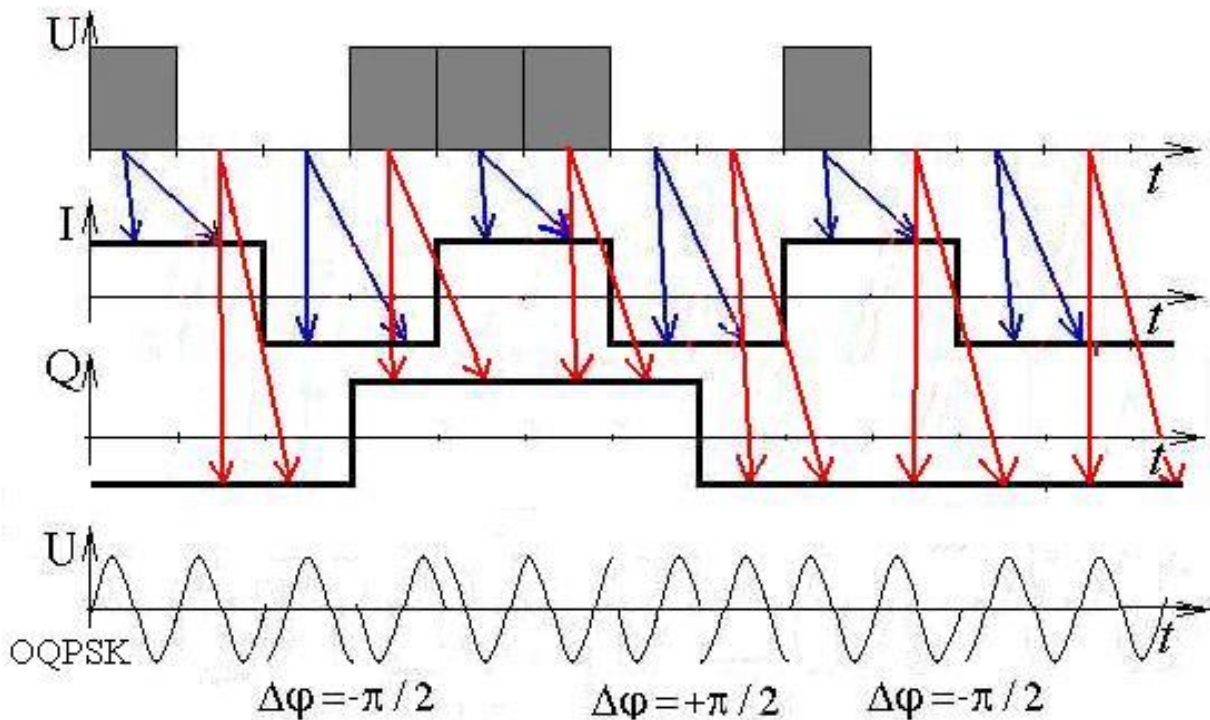


Рис. 5.70. Формирование сигналов OQPSK

Квадратурная амплитудная модуляция. При квадратурной фазовой манипуляции сигнальные отсчеты имеют одинаковую амплитуду, и параметром модуляции является фазовое состояние отсчета. Если использовать одновременно с фазовой модуляцией и модуляцию отсчетов дискретными амплитудами, то появляется возможность реализации многоуровневой амплитудно-фазовой манипуляции (АФМ), параметр которой – комплексная амплитуда радиосигнала.

Пользуясь геометрической трактовкой, каждый сигнал многоуровневой (М-уровневой) модуляции можно изобразить вектором в сигнальном пространстве. Отмечая только концы векторов, для сигналов М-уровневой модуляции получаем изображение в виде сигнальных точек, координаты которых определяются значениями координат $V_{ск}$ и $V_{ск}$. Совокупность сигнальных точек образует сигнальное созвездие, имеющее вид, показанный на рис. 5.71.

Многоуровневую АФМ называют также многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией (М-QAM), или М-ичной QAM, где число возможных позиций в сигнальном созвездии указывает число М (например, КАМ-16, или 16-QAM; КАМ-256, или 256-QAM и т. д.).

При многоуровневой АФМ из-за большого количества сигнальных точек в созвездии можно значительно (для систем без дополнительного кодирования в $\log_2 M$ раз) повысить скорость передачи цифровой информации источника сообщения, т. е. реализовать увеличение спектральной эффективности, равной отношению [29]:

$$K_S = \frac{\text{Скорость передачи информации}}{\text{Требуемая полоса частот}}$$

Платой за такое увеличение эффективности использования спектра явится усложнение схемы демодема, необходимость применения линейных усилителей и требование более высоких соотношений сигнал/шум на входе приёмника М-QAM.

Сигнал многоуровневой модуляции можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_{\text{АФМ}} &= U_0 \sum_{\kappa} B_{\kappa}(t - \kappa\tau) \cdot \text{Re}(\dot{V}_{\kappa} e^{j\omega_0 t}) = \\ &= U_0 \sum_{\kappa} B_{\kappa}(t - \kappa\tau) (V_{\text{ck}} \cos \omega_0 t + V_{\text{sk}} \sin \omega_0 t), \end{aligned}$$

$$\text{где } V_{\text{ck}}, V_{\text{sk}} = \begin{cases} \pm 1 & \text{при } M = 4 \\ \pm 1, \pm 3 & \text{при } M = 16 \\ \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7 & \text{при } M = 64 \end{cases} ;$$

$$B_{\kappa}(t - \kappa\tau) = \begin{cases} 1, & \kappa\tau < t \leq (\kappa + 1)\tau \\ 0, & t < \kappa\tau, \quad t > (\kappa + 1)\tau \end{cases} ;$$

$$\kappa = 0, 1, 2, 3, \dots ;$$

$$\tau = T \log_2 M \text{ – длительность радиоимпульса.}$$

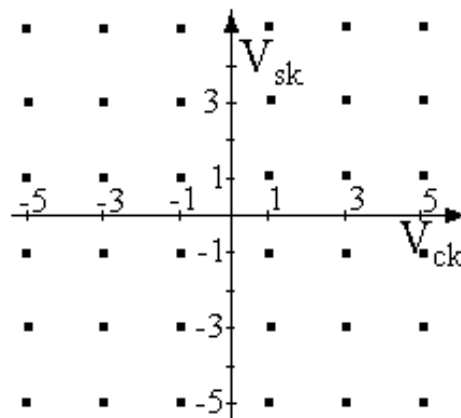


Рис. 5.71. Сигнальное созвездие многоуровневой амплитудно-фазовой манипуляции

Формировать многоуровневую АФМ можно с помощью \sqrt{M} – уровневой балансной амплитудной манипуляции квадратурных колебаний несущей частоты и сложения полученных амплитудно-манипулированных радиосигналов. Именно поэтому амплитудно-фазовую манипуляцию стали называть квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМ). Вид сигнала квадратурной амплитудной модуляции для модулирующей последовательности, сгруппированной по байтам, показан на рис. 5.72.

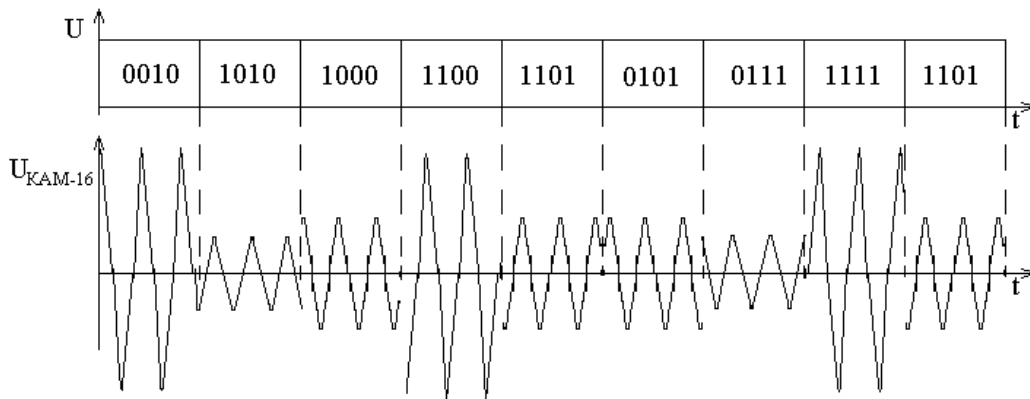


Рис. 5.72. Сигналы на входе и выходе модулятора КАМ-16

На рис. 5.73 показана структурная схема модулятора КАМ-16 для случая, когда $V_{ск}$, $V_{ск}$ принимают значения ± 1 , ± 3 (4-уровневая КАМ).

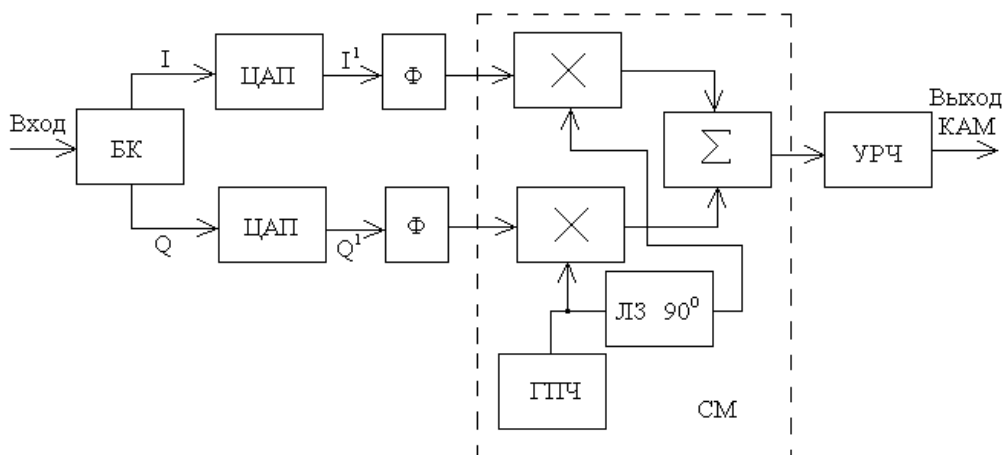


Рис. 5.73. Модулятор КАМ-16

Информационный поток поступает на вход блока кодирования (БК), который выполняет две функции. Первая функция заключается в разбиении последовательного информационного потока на два двухразрядных параллельных потока. Вторая функция блока кодирования заключается в придании информационному потоку такого вида, который в минимальной степени подвержен влиянию ошибок.

Так как при ошибках вероятность приёма ближайшей по созвездию соседней кодовой комбинации максимальна, то кодирование созвездия производится таким образом, чтобы соседние состояния отличались только на один бит (отличительный признак кода Грея), что минимизирует ущерб от ошибки [26].

Пример цифрового потока после блока кодирования с сигнальной диаграммой по Грею показан на рис. 5.74. Передавая промодулированный с помощью одновременной манипуляции по амплитуде и по фазе один информационный бит по линии связи, реально передаем $\log_2 M$ бит сообщения. В частности, как видно из рис. 5.74, полубайт сообщения передаётся одним отсчётом сигнала (одной точкой сигнального созвездия). Блок кодирования выполняется обычно на микросхемах программируемой логики, например на микросхеме типа XC95144. Полученные сигналы I и Q преобразуются в аналоговую форму с помощью ЦАП. На выходах ЦАП присутствуют сигналы I^1 и Q^1 с относительными амплитудными уровнями $+1, -1, +3, -3$, необходимыми для организации КАМ-16. Далее с помощью сглаживающих фильтров (Φ) формируется необходимая маска спектра сигнала.

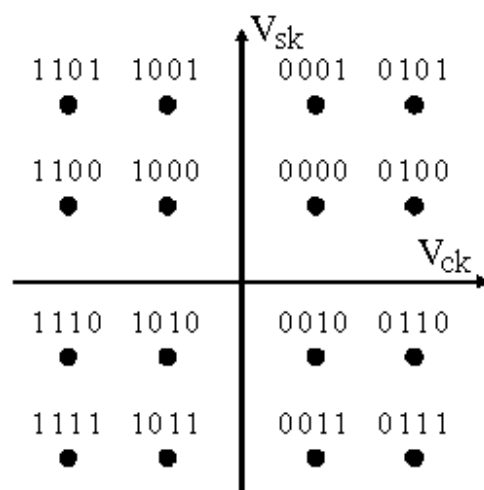


Рис. 5.74. Сигнальное созвездие КАМ-16, сформированное по правилу Грея

Маска спектра – критичная форма частотного спектра, ограничивающая относительные уровни спектральных составляющих сигнала в пределах отведенной полосы частот. Она определяется при выделении пользователю радиочастотного спектра полосы (номиналов) частот с учетом вида его сигналов и класса излучения. Маска спектра строится в соответствии с Регламентом радиосвязи [32] и ГОСТом [33] как линейно-ломаная аппроксимация огибающей нормированного спектра сигналов конкретного класса излучения.

Полученные таким образом сигналы поступают на входы смесителя (СМ), состоящего из двух перемножителей, фазовращателя (ЛЗ $\Delta\varphi = 90^\circ$) и сумматора. Еще на один вход смесителя поступает сигнал промежуточной частоты. Для его формирования используется генератор промежуточной частоты (ГПЧ). В качестве смесителя можно выбрать микросхему, содержащую все необходимые компоненты, например типа U2793. С выхода смесителя промодулированный сигнал поступает на вход линейного УРЧ и усиливается до требуемого уровня на определенной нагрузке.

При постоянной мощности сигнала вероятность принятия правильного решения приёмником системы связи обратно пропорциональна числу уровней принимаемого сигнала. Поэтому бинарное представление цифровой информации энергетически более выгодно по сравнению с многоуровневым представлением. Однако при КАМ очень эффективно используется полоса частот, так как при многопозиционной модуляции можно в $\log_2 M$ раз увеличить скорость передачи информации и, например, при КАМ-16 в ствол с полосой пропускания $\Delta f = 40$ МГц можно уложить $\frac{\Delta f}{\log_2 16} / 4$ кГц = 2500 стандартных телефонных каналов, а, например, при ОФМ-2 – только 625 каналов, при ОФМ-8 – 1875 каналов.

Модулятор сигналов с КАМ – сравнительно сложное устройство, так как требуется организовать передачу информации таким образом,

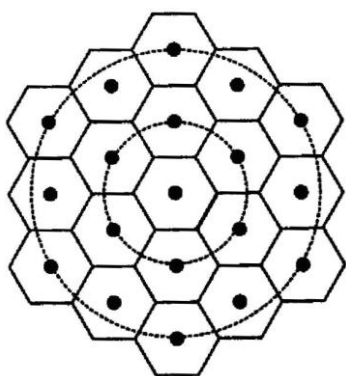


Рис. 5.75. Гексагональная решетка

чтобы на приёмном конце линии связи был обеспечен минимум ошибок и при этом существовали бы возможности подстройки опорной частоты и обеспечения синхронизации приёма посылок. В каналах с низким отношением сигнал/шум информацию можно передавать лишь относительными способами [30], закладывая её в разность состояний соседних посылок, что требует дополнительных кодировок передаваемых по каналам сигналов в модуляторе.

Решетки из шестигранников (рис. 5.75) называют гексагональными и они более оптимальны, так как с заданным d расстоянием содержат больше точек.

С такими решетками реализуются ансамбли

$$n = 1 + \sum_{i=1}^m 6i = 3m(m + 1) + 1,$$

где m – число колец.

При этом реализуются последовательности 1, 7, 19, 37, 61 и т. д., не составляющие степень 2. Поэтому часть точек для сигналов не используется. Например, при $m = 3$ используют 16 точек, и энергетический выигрыш по сравнению с КАМ-16, имеющей прямоугольное сигнальное созвездие, составляет 1,99 дБ.

5.5. Цифровые виды модуляции с применением кодирования

Активное освоение телекоммуникационного пространства требует все более сложных подходов к проблеме управления колебаниями. Один из результативных способов управления колебаниями был найден в результате совмещения функций модуляции и кодирования. Комбинации систем модуляции и кодирования позволили к настоящему времени создать целое семейство энергетически эффективных видов модуляции с высокой спектральной эффективностью и достоверностью передачи информации.

Предельные возможности систем передачи информации, как известно, определяются величиной пропускной способности канала связи C , которая в соответствии с теоремой К. Шеннона находится из выражения

$$C = \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_C}{N_0} \right), \quad (5.11)$$

где N_0 – средняя мощность шума в полосе частот ΔF ;

$P_C = E_b R$ – средняя мощность сигнала;

E_b – энергия, расходуемая при передаче одного бита информации;

R – скорость передачи информации.

Построив по выражению (5.11) зависимость удельной скорости передачи информации от отношения сигнал/шум, как показано на рис. 5.76, несложно определить потенциальные возможности систем передачи информации. К. Шеннон доказал, что возможности любой системы передачи информации находятся ниже линии, показанной

на рис. 5.76. Эту линию стали называть границей (пределом) Шеннона, и при построении систем передачи информации стремятся максимально приблизиться к границе Шеннона при малой вероятности ошибочного приёма.

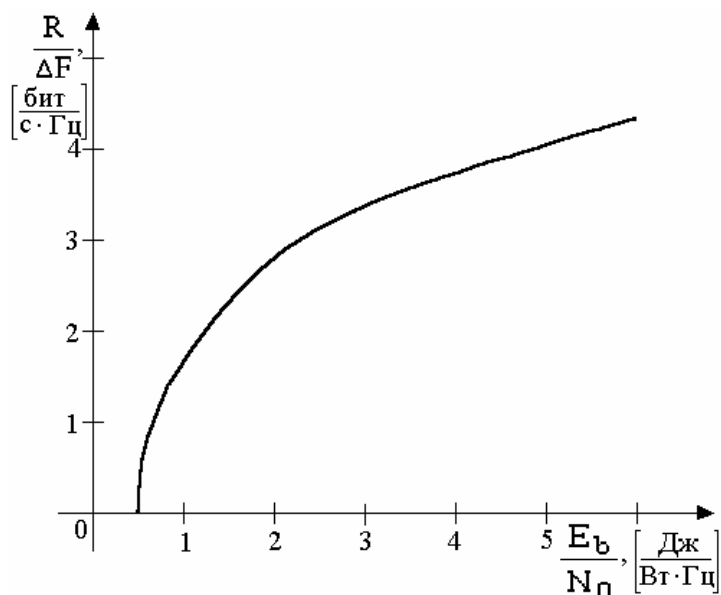


Рис. 5.76. Взаимосвязь удельной скорости передачи информации и отношения сигнал/шум в канале связи

При построении систем связи инженер старается реализовать следующие требования:

- минимизировать вероятность битовой ошибки;
- уменьшить отношение энергии, расходуемой на передачу одного бита, к спектральной мощности шума $\frac{E_b}{N_0}$;
- максимально увеличить скорость передачи информации;
- максимально возможно сократить занимаемую системой полосу рабочих частот.

Перечисленные выше противоречивые требования и дополнительные ограничения (теоремы Шеннона, Котельникова, сложность реализации и т. п.) заставляют разработчиков систем передачи информации выбирать компромиссные решения. Например, применение многопозиционных видов модуляции позволяет значительно увеличить скорость передачи сообщений, что одновременно связано с про-

блемой слабой помехоустойчивости, так как при большом ансамбле точек в сигнальном созвездии и малом расстоянии между ними, называемом Хемминговым расстоянием, приёмнику легче ошибиться, чем при передаче бинарной информации с тем же размером сигнального созвездия.

Результатом компромиссных решений стали новые виды модуляции, совмещающие многоуровневую АФМ с помехоустойчивым кодированием. При этом в сигнальное созвездие вносится избыточность, необходимая для реализации помехоустойчивого кодирования. Выбор способа модуляции и вида кодирования весьма широк и сводится к поиску таких сигнальных конструкций, при которых обеспечивалась бы высокая скорость передачи информации и высокая помехоустойчивость одновременно.

Использование кодов, исправляющих ошибки, требует расширения занимаемой сигналом полосы частот для включения в информационный поток избыточных бит. Но в 90-х годах появились схемы [27], объединяющие модулятор с кодером и позволяющие повысить помехоустойчивость без расширения полосы частот. Эти методы стали называть решетчатым кодированием, или треллис-модуляцией – ТСМ (Trellis Coded Modulation).

В схемах ТСМ используется память о предыдущем состоянии передаваемых небинарных информационных посылок. Методы ТСМ основаны на том, что при анализе переданной в канал посылки вырабатывается решение о виде следующей за ней посылки, каждый раз в максимальной степени декоррелированной с уже посланной. Кодер для передачи каждого символа информации из сигнального созвездия выбирает набор сигналов, при котором вероятность ошибки декодера будет минимальной.

Выбранная по какому-либо правилу комбинация помехоустойчивого кода и конкретной КАМ в отечественной литературе получила название сигнально-кодовой конструкции (СКК). При этом число сигнальных точек увеличивают, прибавляя к информационным битам один избыточный, получаемый за счёт сверточного кодирования.

Расширенный таким образом информационный поток подвергают КАМ, а в процессе демодуляции декодирование производят по алгоритму Витерби. Этот алгоритм за счёт знания предыстории процесса и введенной избыточности даёт возможность по критерию мак-

симального правдоподобия выбрать из сигнального созвездия наиболее достоверную точку.

Выбор способов модуляции и вида кодирования сводится к поиску заполнения сигнального множества таким образом, чтобы максимизировать скорость передачи информации при высокой помехоустойчивости. Вариантов при этом множество, так как много возможных многопозиционных конструкций сигналов и достаточно много различных видов кодов. Фактически задача поиска наилучшей СКК в настоящее время – наиболее сложная задача теории передачи информации.

На рис. 5.77 приведен пример типового сверточного кодера, применяемого совместно с модулятором ФМ-8. На каждые два входных бита кодер, построенный на двух линиях задержки и четырех сумматорах по модулю два, выдаёт на выходе трехсимвольную комбинацию, которая и поступает на модулятор ФМ-8.

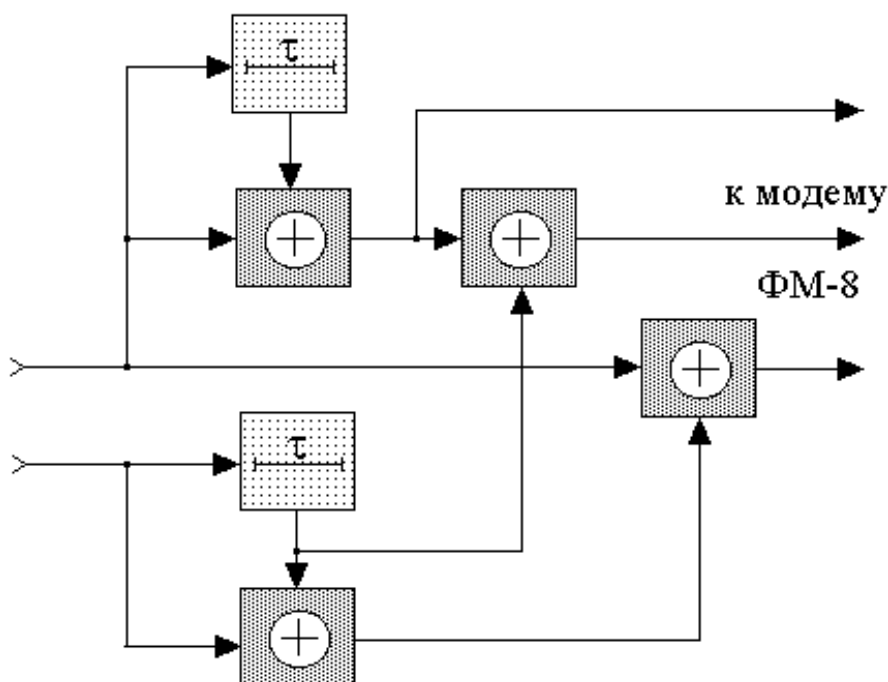


Рис. 5.77. Сверточный кодер с относительной скоростью 2/3

Для исключения явления обратной работы, приводящей в данном случае к перестановке двоичных символов, используют специальные коды, нечувствительные к неопределенности фазы опорного колебания при декодировании. Известно несколько видов СКК, не-

чувствительных к неопределенности фазы восстановленной на приёмной стороне несущей.

В работе [34] показано, что максимальную эффективность кодирования для многоуровневой модуляции можно реализовать, удваивая число точек некодированного сигнального созвездия. При этом набор сигналов увеличивают, не увеличивая размера сигнального множества, как показано на рис. 5.78.

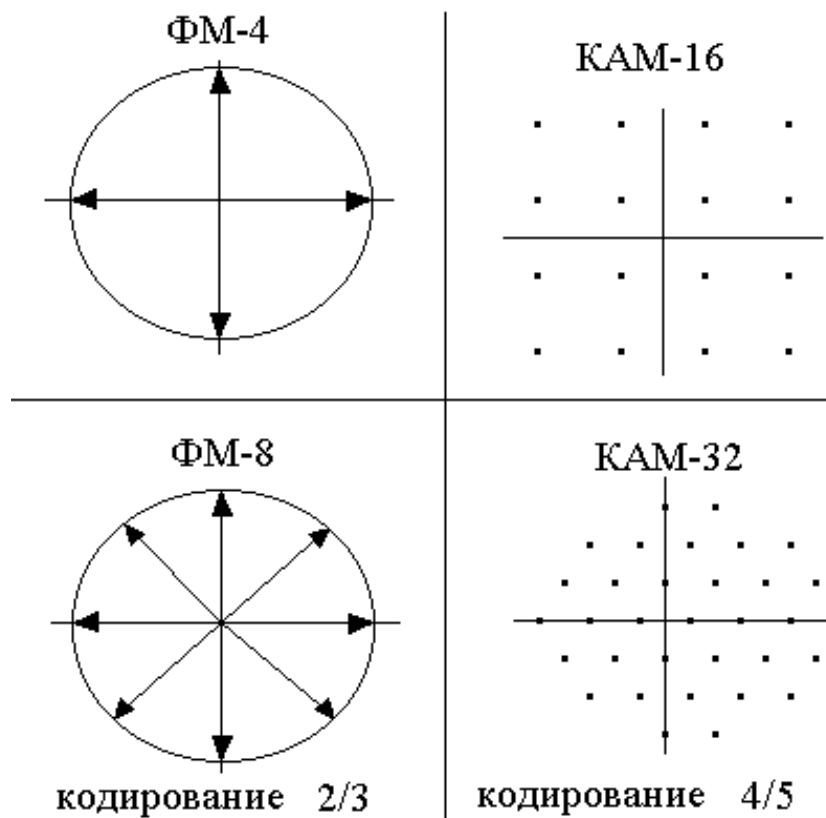


Рис. 5.78. Расширение множества сигнальных точек для решетчатого кодирования в модуляторах TCM

С ростом количества точек в сигнальном пространстве без изменения его размеров возможна работа без расширения полосы частот, так как величина полосы частот зависит только от скорости передачи информации и не зависит от размера алфавита. В канал посылается один символ сигнала, несущий информацию о нескольких битах информационного сообщения и об одном избыточном бите кодирования.

Например, как показано на рис. 5.77, два бита сообщения и один искусственно полученный избыточный бит формируют бит сигнала ФМ-8, длительность которого равна длительности двух информационных бит, т. е. одному биту ФМ-4. При этом не реализуется потенциальный выигрыш по скорости передачи информации, и она остаётся удвоенной, т. е. такой же, как при ФМ-4.

При таком расширении набора сигналов уменьшается Хеммингово расстояние между соседними точками сигнального созвездия, и для некодированной системы это неизбежно вызывает увеличение вероятности ошибки при приёме. Для кодированной системы близость сигналов в сигнальном пространстве может не иметь большого значения, так как правила кодирования могут запрещать взаимные переходы, обусловленные малым расстоянием Хемминга. При ТСМ основная задача построения модема заключается в таком наложении решетчатых диаграмм кода на сигнальное созвездие, чтобы максимально увеличить расстояние между теми точками, которые могут быть спутаны в приёмнике с большей вероятностью.

Решетчатое кодирование, расширяющее множество сигнальных точек без увеличения требуемой полосы частот, позволяет существенно увеличить достоверность передачи информации (от 3 до 6 дБ согласно [35]). Например, кодирование со степенью $2/3$ сигналов из ФМ-4 в ФМ-8, как сказано в работе [34], даёт повышение эффективности кодирования до 5,83 дБ.

При этом кодер усложняется незначительно, но декодер становится значительно сложнее. Только применение больших интегральных схем и программируемых процессоров дало возможность построения эффективных ТСМ-модемов. Сейчас практически со стандарта V42 все модемы, например факсимильной связи, используют ТСМ-модуляторы, являющиеся совокупностью какого-либо вида кодирования и КАМ.

5.6. Методы модуляции с расширением спектра

Наблюдаемое в последние десятилетия бурное освоение телекоммуникационного пространства создаёт определенные затруднения при построении новых информационных сетей с радиодоступом.

Электромагнитная обстановка в радиоканалах всех частотных диапазонов вплоть до миллиметрового диапазона волн непрерывно усложняется, и новым радиосредствам приходится работать в условиях масштабированного воздействия внешних непреднамеренных помех.

Проблема обеспечения высокой достоверности передачи информации в таких условиях может быть решена применением методов расширения спектра используемых радиосигналов. Эти методы базируются на классической теореме К. Шеннона о пропускной способности гауссовского канала передачи информации, показывающей возможность надёжной работы радиосредств при низких отношениях сигнал/шум в случае, когда ширина полосы пропускания канала с большим запасом обеспечивает требуемую скорость передачи информации.

Известно несколько методов расширения спектра (Spread Spectrum – SS) [26]:

- модуляция несущей псевдослучайной последовательностью (МНПСП), в зарубежной литературе называемая методом прямой последовательности (Direct Sequencing Spread Spectrum – DSSS);

- скачки рабочей частоты по спектру, или псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), в зарубежной литературе называемая методом скачкообразной перестройки частоты (Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS);

- множественный доступ с расширенным спектром и контролем несущей;

- смешанные методы расширения спектра.

Наиболее активно в телекоммуникационных сетях используются два метода – МНПСП и ППРЧ. Эти методы основаны на применении для расширения спектра на передающей стороне и сжатия его на приёмной стороне двоичных цифровых псевдослучайных последовательностей импульсов (ПСПИ).

Для упрощения когерентного формирования псевдослучайных сигналов на приёмной стороне и организации синхронизации в системах с расширением спектра обычно используют m -последовательности максимальной длины $L = 2^n - 1$, где n – число разрядов генератора псевдослучайной последовательности. Для работы в сетях связи с множественным доступом чаще применяются обеспечивающие

большую скрытность последовательности Голда, получаемые сложением по модулю двух различных m -последовательностей с одинаковой тактовой частотой, а также последовательности Уолша, Якоби и др.

Автокорреляционные функции m -последовательностей $R(\tau)$, определяемые в общем виде интегралом от произведения сигнала $S(t)$ и его задержанной копии $S(t - \tau)$, являются периодическими и имеют, как показано на рис. 5.79, для последовательности символов $(-1, +1)$, периодический острый выброс (при τ , кратной периоду повторения m -последовательности)

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)S(t - \tau)dt = \begin{cases} 2^n - 1 & \text{при } \tau = 0, \\ -1 & \text{при } \tau \neq 0, \end{cases}$$

что исключительно удобно для организации цикловой и символьной синхронизации.

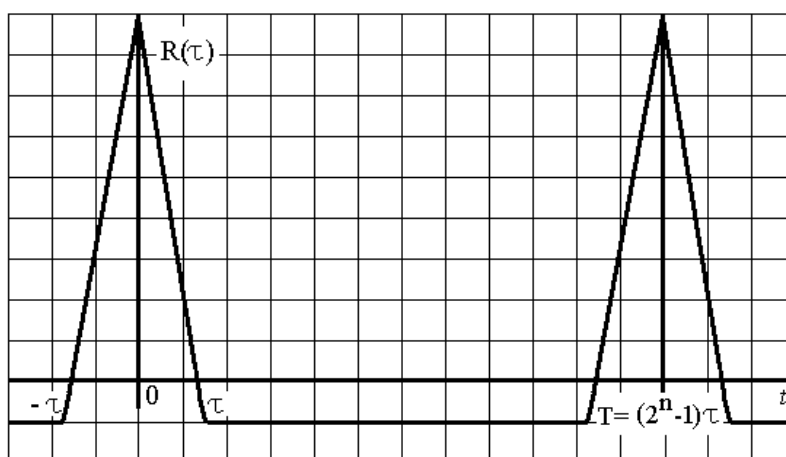


Рис. 5.79. Периодическая автокорреляционная функция m -последовательности

При корреляционной обработке сигнала на приёмной стороне помеховые компоненты, являясь некоррелированными с псевдослучайной последовательностью, становятся широкополосными, и воздействие их на достоверность передачи информации уменьшается, так как они ослабляются фильтром на выходе демодулятора. Энергия помехи при такой обработке распределяется по всей ширине спектра, формируемого передатчиком, а выигрыш в помехоустойчивости определяется отношением полос частот активного спектра и расширенного, т. е. числом, равным коэффициенту расширения спектра, как показано на рис. 5.80. Эти достоинства методов расширения спектра

все больше привлекают разработчиков новых телекоммуникационных систем [27].

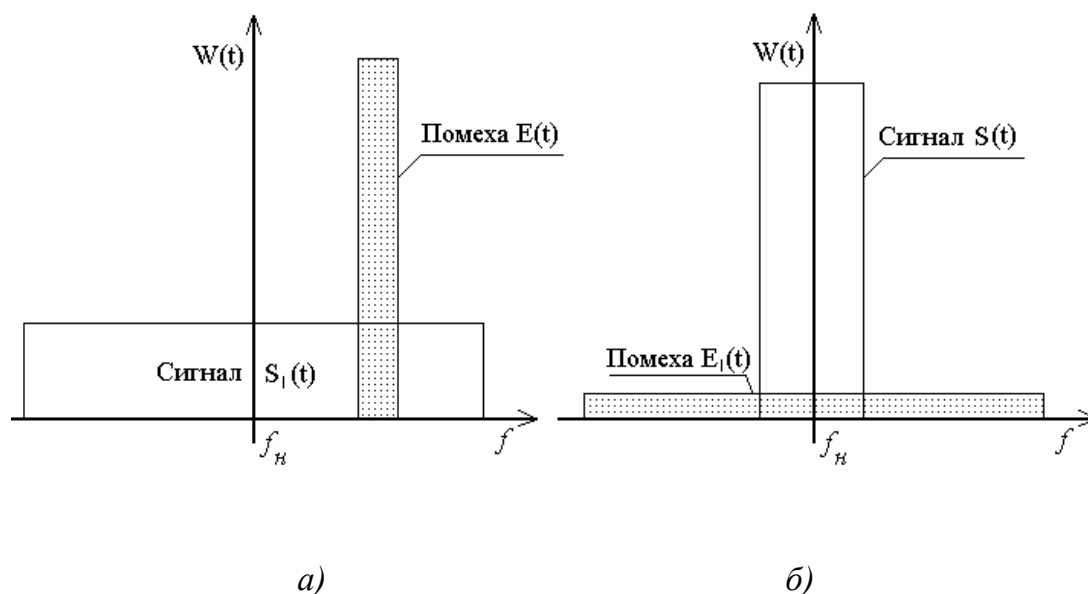


Рис. 5.80. Спектры сигналов, принимаемых системой с МНПСП:
а – вход приёмника; б – выход приёмника

Однако разные методы формирования расширенного спектра приводят на практике к разным результатам по помехозащищенности, поэтому сопоставление эффективности использования методов МНПСП и ППРЧ для передачи по телекоммуникационным каналам бинарной информации в условиях воздействия на системы шума и помех разнообразного происхождения представляется актуальным.

В работах, посвященных методам расширения спектра, доказано, что коэффициент расширения спектра сигнала k определяет меру увеличения отношения сигнала к помехе

$$k = P_s / P_I,$$

где P_s – ширина полосы частот расширенного спектра;

P_I – ширина спектра информационного сигнала.

При рассмотрении разных видов расширения спектра для одинаковых k эта мера полагается совпадающей, а в работе [27] прямо отмечено (в предположении, что шум имеет характер аддитивного белого гауссового), что при сжатии спектра на приёмной стороне при ППРЧ и при МНПСП реализуется одинаковый выигрыш по достоверности передачи информации.

На первый взгляд это так, однако можно привести ряд возраже-

ний и показать, что эффективность метода ППРЧ может быть выше. Рассмотрим это утверждение подробно и попробуем обосновать.

Во-первых, при ППРЧ приёмник имеет переключаемую полосу пропускания, обычно совпадающую по ширине с полосой информационного сигнала Π_I , а при МНПСП полоса пропускания приёмного устройства всегда шире и равна Π_S . Отметим, что выигрыш в помехозащищенности в k раз возможен только при высокой линейности приёмных трактов систем, которую при ППРЧ реализовать значительно проще, так как полоса пропускания у приёмников таких систем уже, чем при МНПСП практически в k раз.

Во-вторых, в случае использования методов расширения спектра в системах с множественным доступом значения взаимокорреляционных функций используемых сигналов стремятся минимизировать, но на практике они всегда отличны от нуля. Теоретически обеспечиваемое разработчиками оборудование сети связи – необходимое условие ортогональности сигналов ПСПИ i -й и k -й станций

$$\int_0^T S_i(t)S_k(t)dt = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq k, \\ 1 & \text{при } i = k \end{cases}$$

при асинхронной работе сети и из-за задержек по времени распространения сигналов точно не выполняется. Возможности систем с ППРЧ и МНПСП при этом различны. При МНПСП взаимная корреляция модулирующей ПСПИ с мешающими сигналами приводит к ухудшению достоверности приёма информации во время всего сеанса связи, что может приводить к множественным ошибкам при приёме информации, которые не удастся исправить корректирующими кодами.

При ППРЧ из-за взаимной корреляции страдают только отдельные позиции сигнала (скачки, совпадающие по спектру с другими станциями), и ошибки возможно исправлять либо применением кодов с исправлением ошибок, либо увеличением скорости переключения радиочастоты до значений, превышающих скорость передачи информации, и организацией приёма в этом случае, например методом голосования по большинству.

В-третьих, при присутствии в полосе Π_S узкополосных непрерывных помеховых сигналов с высокой энергетикой (например, излучений промышленных высокочастотных установок) возможно блокирование приёмного устройства мощным помеховым сигналом.

При блокировании приёмника с МНПСП усилительные каскады приёмного устройства будут находиться в режиме насыщения все время существования мощной помехи, что может привести к полному срыву передачи информации.

При ППРЧ приёмное устройство блокируется только на моменты времени совпадения спектров помехи и переключаемого спектра Π_{λ} . Полного срыва связи не происходит, а потери достоверности дискретны во времени, и их можно существенно уменьшить совместным использованием устройств перемежения информации и кодеков, исправляющих ошибки.

Изложенное позволяет сделать вывод о том, что по критерию достоверности передачи цифровой информации метод расширения спектра ППРЧ предпочтительнее МНПСП. Однако и метод ППРЧ не свободен от недостатков, к основному из которых следует отнести необходимость работы системы связи в пакетном режиме, так как скачки рабочей частоты системы связи требуют затрат времени на переключение синтезаторов и на поддержание дополнительной кадровой синхронизации. Другой недостаток ППРЧ заключается в том, что при таком способе расширения спектра уменьшение плотности спектра в используемой полосе частот реализуется только в среднем, что облегчает определение ключа ПСПИ и, как следствие, несанкционированный доступ к передаваемой информации.

Методы расширения спектра стали использовать для работы множества абонентов в одной и той же полосе частот. Если пользователи имеют различные по форме сигналы расширения спектра (декоррелированные реализации ПСПИ), то присутствие таких сигналов в спектре принимаемого абонентом сигнала эквивалентно некоторому увеличению уровня шума. Такой доступ к радиочастотному спектру стали называть множественным доступом с кодовым разделением каналов (CDMA – Code Division Multiple Access), и он нашел широкое применение в сотовых сетях мобильной связи.

Расширение спектра методом прямой последовательности. Типовая схема передатчика, формирующего сигнал с прямым расширением спектра, приведена на рис. 5.81. На вход схемы на промежуточной частоте подаётся промодулированный информационным сообщением по какому-либо правилу сигнал $S(t)$, который в смесителе перемножается с широкополосным сигналом, вырабатываемым генератором псевдослучайной последовательности импульсов. Результат

произведения с помощью второго смесителя и синтезатора частот переносится в рабочую область спектра системы с МНПСП (DSSS).

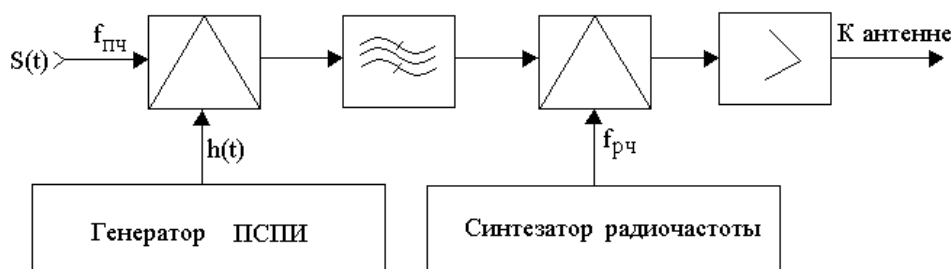


Рис. 5.81. Передатчик с прямым расширением спектра сигнала

Спектр $H(F)$ сигнала ПСПИ $h(t)$, как показано на рис. 5.82, многократно превосходит по ширине спектр $G(f)$ сигнала сообщения $S(t)$. После перемножения спектр полезного сообщения будет перенесён на весь участок спектра, занимаемого сигналом ПСПИ, как показано на рис. 5.82, д.

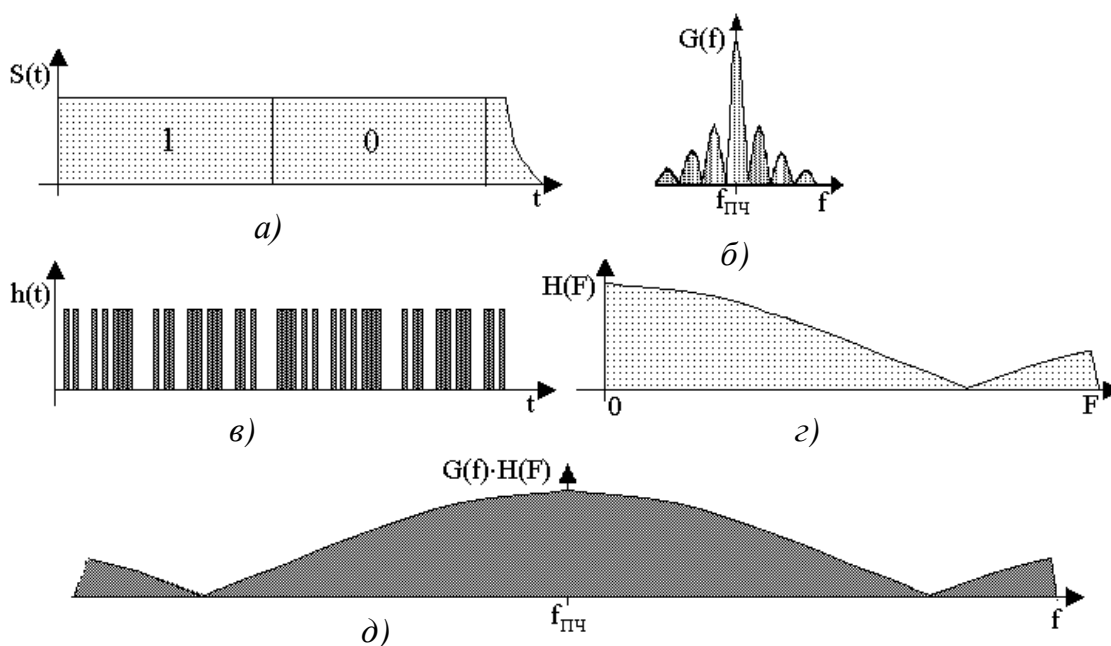


Рис. 5.82. Диаграммы процесса расширения спектра: а – передаваемое сообщение; б – спектр сообщения на промежуточной частоте; в – псевдослучайная последовательность импульсов; г – спектр сигнала ПСПИ; д – спектр сигнала после перемножения сигнала сообщения на импульсную последовательность, вырабатываемую генератором ПСПИ

Перенос этого спектра на несущую частоту в передатчике и обратно на промежуточную частоту в приёмнике не изменяет его свойств. Поэтому после умножения сигнала со спектром $G(f)H(F)$, показанном на рис. 5.82, δ , на сигнал ПСПИ $h(t)$ в приёмнике произойдёт сжатие спектра до исходного спектра сигнала $G(f)$, а из сигнала $S(t)$ после демодуляции уже можно будет выделить само информационное сообщение.

Для безошибочной работы системы с МНПСП необходима синхронизация генераторов ПСПИ приёмника и передатчика. Если сравнивать с системами без расширения спектра, то при МНПСП передаваемый сигнал более равномерно и менее плотно распределяется по спектру (при низкой энергетике даже теряясь в шумах). В зарубежной литературе такой режим называют режимом с низкой вероятностью детектирования – LPD – Low Probability of Detection. Поэтому отсутствие синхронной копии ПСПИ у приёмника снижает вероятность детектирования полезного сигнала, а значит снижается и вероятность несанкционированного доступа к передаваемой информации.

Для систем связи с CDMA в работе [27] в предположении равных мощностей K абонентских сигналов и без учета влияния теплового шума получено выражение для вероятности ошибки от наличия помех, создаваемых $K-1$ пользователями одному абоненту, в виде

$$p_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-x^2} dx \right],$$

где $u = \sqrt{\frac{2f_0}{(K-1)f_b}}$;

f_0 – частота следования символов ПСПИ;

f_b – скорость передачи информации.

При МНПСП для поддержания заданного значения вероятности ошибки при приёме сигналов из канала с K пользователями необходимо согласовывать частоту следования символов ПСПИ и скорость передачи информации.

Отметим также, что при CDMA есть проблемы, связанные с различием расстояний между пользователями спектра, и в сотовых

сетях связи близко расположенные абоненты могут создавать для базовых станций сильные по уровню сигналы, маскирующие сигналы удаленных пользователей. Поэтому системы сотовой связи с МНПСП дополнительно требуют устройств адаптивного управления мощностью для выравнивания уровней сигналов, принимаемых базовой станцией от подвижных абонентов своей соты.

Свойство метода МНПСП уменьшать плотность энергии сигнала за счёт распределения энергии по широкой полосе частот активно используется в спутниковых системах связи и радиоуправления, так как сигналы спутников вблизи поверхности Земли должны удовлетворять Регламенту радиосвязи [32] и международным стандартам по электромагнитной совместимости систем [33].

Расширение спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. Если использовать частотную манипуляцию кратности M (MFSK), то передачу $n = \log_2 M$ информационных бит можно заменить передачей одной из $\{M\}$ передаваемых частот, изменяя скачкообразно частоту генерируемого синтезатором сигнала, реализуя таким образом режим ППРЧ. При этом, как и при MFSK, для передачи n информационных бит требуется один тон несущей частоты. Только при MFSK он получается модуляцией несущей частоты, а при ППРЧ (FHSS) множество $\{M\}$ скачком изменяется на псевдослучайную величину, перемещаясь в пределах рабочей полосы частот ΔF , и частота несущей псевдослучайна.

Упрощенная схема модулятора сигнала с ППРЧ приведена на рис. 5.83.

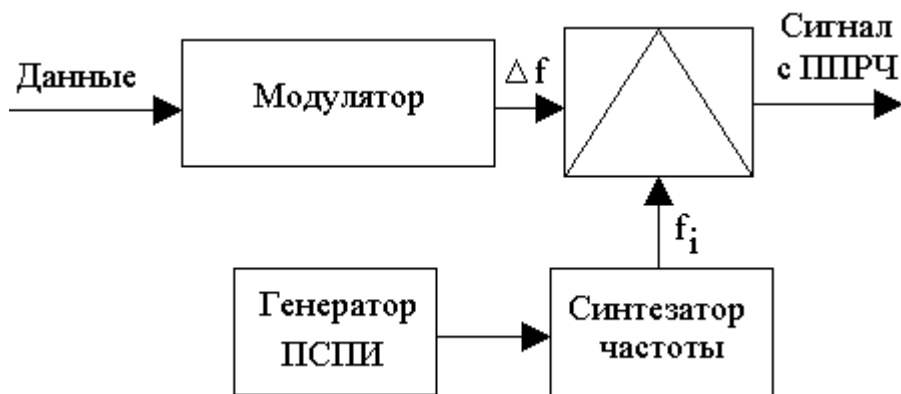


Рис. 5.83. Схема формирования сигналов с ППРЧ

Метод ППРЧ позволяет использовать для перестройки частоты полосы частот в несколько гигагерц и может значительно превосходить возможности метода МНПСП по коэффициенту расширения спектра. Соотношение между используемой полосой частот ΔF и шириной полосы частот сигнала $\Delta\Omega$, передаваемого за время одного скачка, определяет возможное количество скачков по частоте и потенциальные возможности метода. Однако для осуществления ППРЧ не обязательно используются все возможные значения частот из множества $\{F\}$.

Скорость перестройки определяется количеством скачков в единицу времени и по сравнению со скоростью передачи информации может быть медленной, средней и быстрой. При медленной перестройке частоты за интервал времени существования сигнала на одной несущей передаётся больше одного бита сообщения. При быстрой перестройке частоты один бит сообщения последовательно передается на нескольких частотах из множества $\{F\}$. Свойства систем с ППРЧ в зависимости от скорости перестройки различны.

При быстрой перестройке рабочей частоты фактически реализуется режим разнесенного приёма с частотным разнесением каналов. Поэтому, выбирая сигнал по правилам автовыбора, линейного или оптимального сложения [36], получим выигрыш при обработке принимаемого сигнала, величина которого зависит от количества используемых из множества $\{M\}$ частот и количества скачков за время одного информационного бита.

Особенность метода ППРЧ при более реализуемой аппаратурно медленной перестройке частоты – повышенная вероятность групповых ошибок при приёме информации. Это объясняется тем, что какие-то скачки рабочей частоты попадают на участки спектра с интенсивными помеховыми сигналами. При этом в приёмнике возникают многочисленные ошибки, сгруппированные во времени.

Поэтому во многих системах с медленной перестройкой рабочей частоты используются кодеки с исправлением ошибок. Кодов с исправлением ошибок много, и, как известно, один из наиболее эффек-

тивных в борьбе с групповыми ошибками – кодек, реализуемый на основе алгоритма Рида – Соломона.

Спектрально-эффективная цифровая модуляция. У базовых методов модуляции ширина основной части спектра двоичных сигналов составляет величину, примерно равную скорости передачи бит. Если полосу частот нужно экономить, то применяют полосно-эффективные методы модуляции.

Сокращение полосы при неизменной скорости передачи возможно за счет применения недвоичных сигналов. Типовыми являются недвоичные сигналы из отрезков гармонических радиосигналов с постоянными амплитудой, частотой и фазой.

В более сложной ситуации – это последовательность отрезков гармонических колебаний с определенным законом чередования параметров, например фазоманипулированные широкополосные сигналы ФМ ШПС. Чаще всего используют два варианта ансамблей сигналов:

- n -ичную ФМ,
- амплитудно-фазовую манипуляцию АФМ (рис. 5.84).

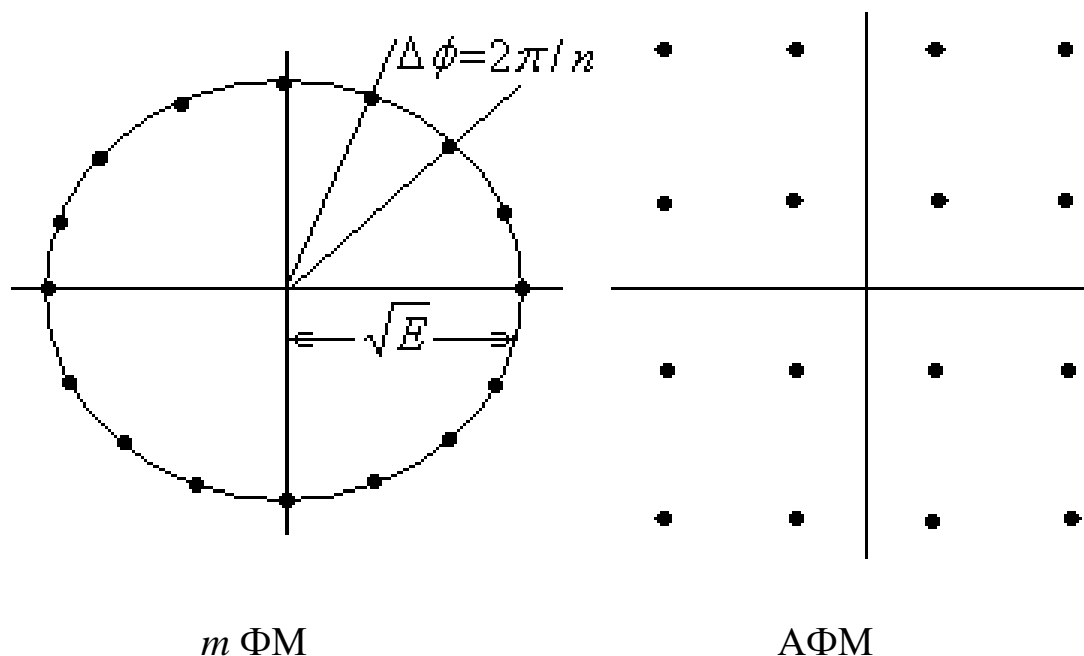


Рис. 5.84. Сигнальные созвездия

Для ФМ минимальное евклидово расстояние между сигналами

$$d_0(n) = 2\sqrt{E} \sin(\pi / n) = 2\sqrt{E_6 \log_2 n} \sin(\pi / n).$$

С ростом n быстро уменьшается d . Растет скорость передачи информации, но одновременно энергетическая эффективность и помехоустойчивость падают.

Для АФМ-16 минимальное евклидово расстояние

$$d_0 = \sqrt{\frac{2E}{5}} = \sqrt{\frac{8E_6}{5}},$$

где E – средняя мощность сигнала АФМ, $E_6 = E / k = 0,25E$ – средняя энергия, приходящаяся на один бит.

Глава 6. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ ПРОЕКТА

6.1. Расчет индуктивностей

При производстве радиотехнических устройств индуктивности чаще всего не являются комплектующими изделиями и изготавливаются самостоятельно. Поэтому рассмотрим простые инженерные методики расчета индуктивностей.

Тонкопленочные индуктивности часто используют в высокочастотных радиотехнических схемах в качестве индуктивностей цепей согласования и дросселей в цепях питания и смещения усилителей мощности.

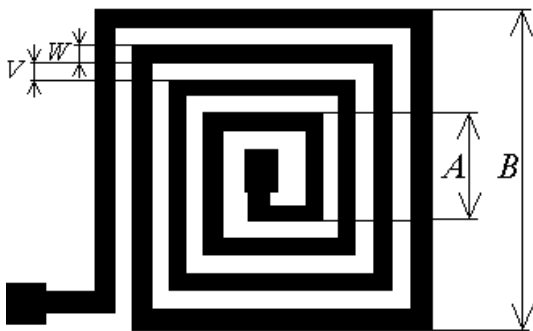


Рис. 6.1. Планарный дроссель

согласования и дросселей в цепях питания и смещения усилителей мощности. На внешних углах всех витков квадратной катушки (рис. 6.1) при использовании ее в качестве индуктивности, а не дросселя должны выполняться скосы, уменьшающие отражение высокочастотной волны от места,

где направление дорожки изменяется, как показано на рис. 6.2. Поэтому в качестве индуктивностей нередко применяют спиральные тонкопленочные катушки (рис. 6.3), не требующие такого согласования, хотя и более сложные для автоматизированных технологий, а квадратные катушки используют обычно в качестве дросселей.

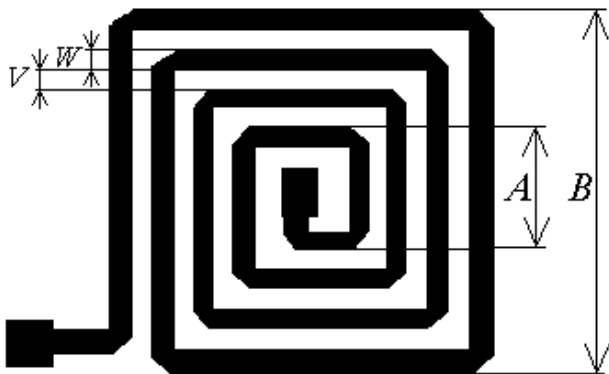


Рис. 6.2. Высокочастотный планарный дроссель

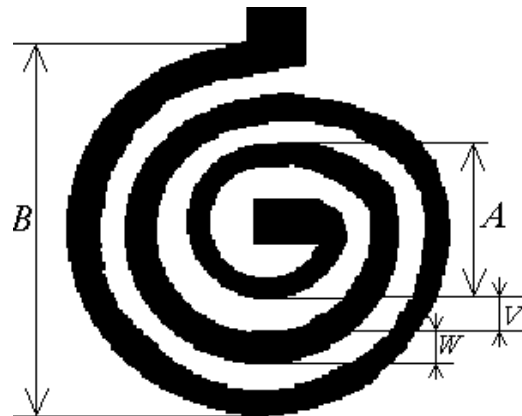


Рис. 6.3. Дроссель ВЧ кольцевой формы

Ширина дорожек W выбирается исходя из требуемой величины тока через индуктивность. При токе, превышающем 1 А на 0,5 мм

ширины дорожки, катушка будет греться и необходим отвод тепла с дорожки. Расстояние между соседними витками катушки V должно превышать ширину дорожек W .

Количество витков тонкопленочных квадратных катушек рассчитывается по формуле

$$N = \left[\frac{1,66L}{(A + e) \ln \left(\frac{4(A + e)}{e - A} \right)} \right]^{\frac{3}{5}},$$

где L – заданная индуктивность катушки в нГн, а размеры A и B задаются в миллиметрах.

Индуктивность тонкопленочного печатного проводника шириной w и длиной l показана на рис. 6.4.

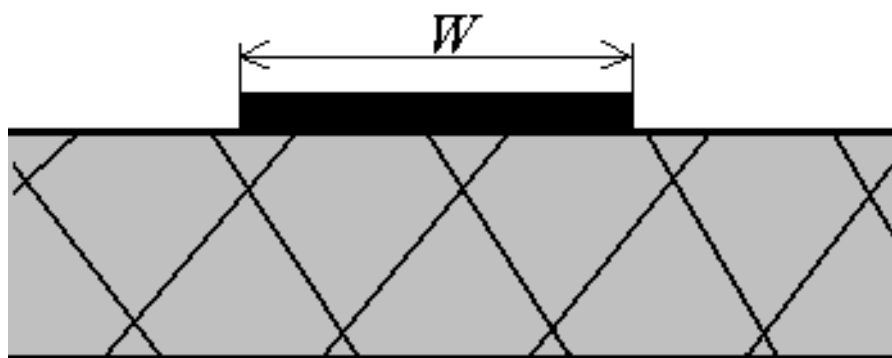


Рис. 6.4. Микрополосковая линия

Индуктивность печатного проводника определяется [16] по формуле

$$L = 2l \cdot 10^{-7} \left(\ln \frac{8l}{W} - 1 \right),$$

где линейные размеры задаются в метрах,

а индуктивность L получается в наногенри.

Расчет индуктивности круглого проводника. Индуктивность круглого проводника длиной l и диаметром d определяется формулой

$$L = 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 \right),$$

где линейные размеры – в сантиметрах, а индуктивность – в наногенри.

Однослойная катушка индуктивности. Расчет однослойной катушки индуктивности длиной l , диаметром D , шагом намотки g , изготовленной проводом с диаметром d , изображенной на рис. 6.5, производится по следующей методике [16]:

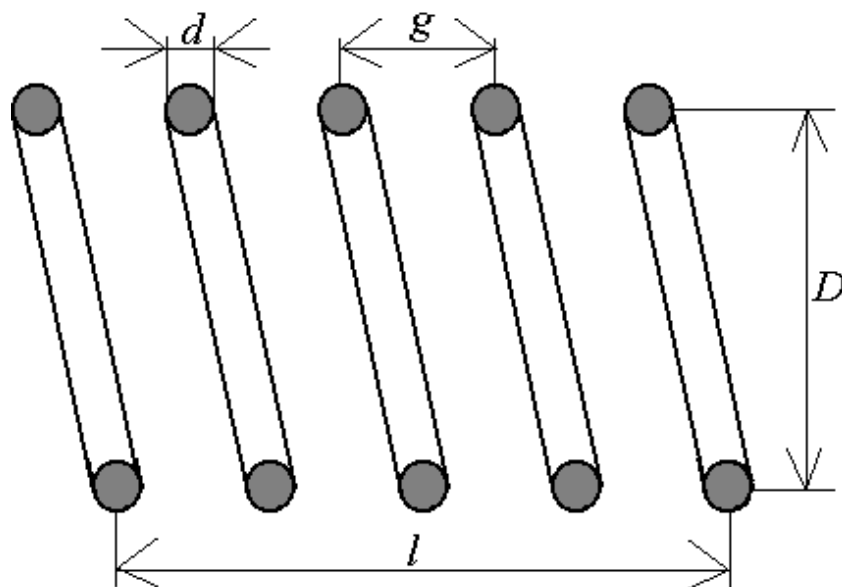


Рис. 6.5. Разрез катушки индуктивности

- Задаемся отношением диаметра катушки к ее длине $y = \frac{D}{l}$. Рекомендуется выбрать величину этого отношения в интервале от 1 до 3, так как наивысшая добротность катушки реализуется при $y = 2$.

- Выбираем шаг намотки g исходя из того, что при малом шаге ($g = 1$) велика междувитковая емкость и растут связанные с этим потери, а при большом шаге значительно увеличиваются габариты катушки. Рекомендуемое значение $g = 2$ (через виток), что облегчает и намотку катушки.

- Определяем вспомогательный коэффициент K по графику, изображенному на рис. 6.6.

- Находим необходимое количество витков катушки по формуле

$$N = \sqrt{\frac{L}{DK}},$$

где индуктивность в наногенри, а диаметр катушки в сантиметрах.

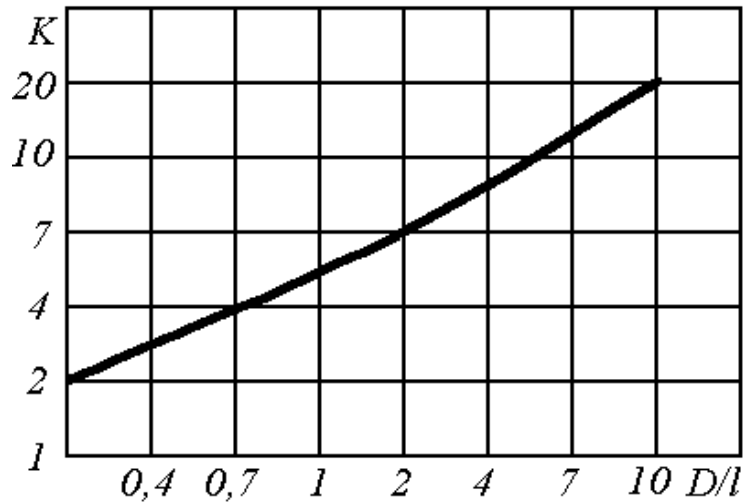


Рис. 6.6. Влияние отношения диаметра и длины катушки на коэффициент K

Расчет микрополосковой линии с металлической полоской толщиной много меньшей толщины диэлектрика h , как показано на рис. 6.7, производится по следующим формулам:

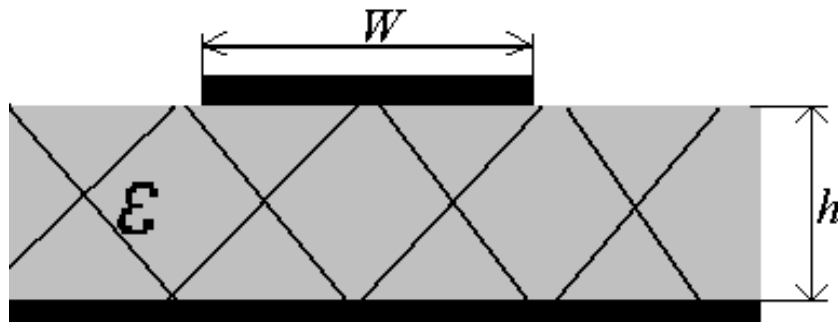


Рис. 6.7. Поперечное сечение микрополосковой линии

а) при $d > 2,1$
$$\frac{W}{h} = \frac{8}{e^d - 2e^{-d}};$$

б) при $d \leq 2,1$

$$\frac{W}{h} = \frac{2(d_1 - 1) - 2 \ln(2d_1 - 1)}{\pi} + \frac{(\varepsilon - 1)(\ln(d_1 - 1) + 0,293 - 0,517 / \varepsilon)}{\pi \varepsilon},$$

где Z_B – волновое сопротивление микрополосковой линии; ε – диэлектрическая проницаемость используемого диэлектрика;

$$d = \frac{Z_B \sqrt{\frac{\varepsilon + 1}{2}}}{60} + \left(0,226 + \frac{0,12}{\varepsilon}\right) \left(\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1}\right); \quad d_1 = 60\pi^2 (Z_B \sqrt{\varepsilon}).$$

На рис. 6.8 приведена зависимость погонной (на 1 см) индуктивности печатного проводника L от его ширины W . Необходимая индуктивность для расчета схемы $L_{сх}$ определяется как проводник данной $l = L_{сх}/L$ при W , выбираемой в зависимости от протекающего через $L_{сх}$ тока по правилу: на 1А тока не менее 0,5 мм W .



Рис. 6.8. Погонная индуктивность L на 1 см длины при разных W

6.2. Методика расчета мощного каскада усиления на биполярном транзисторе

При построении радиоаппаратуры мощные каскады усиления практически всегда требуют индивидуальной настройки цепей согласования. Поэтому основная цель расчета усилителя мощности – определение входного и выходного сопротивлений на выводах усилительного элемента и таких энергетических характеристик каскада, как потребляемая мощность питания; коэффициент полезного действия;

требуемая мощность входного сигнала; тепловая мощность, рассеиваемая транзистором.

Ряд транзисторов производится промышленностью со встроенными внутри корпуса цепями согласования, обеспечивающими в рекомендуемом частотном интервале для номинальной выходной мощности транзистора входное и выходное сопротивления на выводах усилительного элемента, близкие к 1 Ом, и расчет требуется только для определения энергетических параметров каскада.

Наиболее точная методика расчета каскадов усиления мощности предложена в работе [6]. Расчет по этой методике основан на анализе эквивалентных схем мощных СВЧ транзисторов, представленных на рис. 6.9.

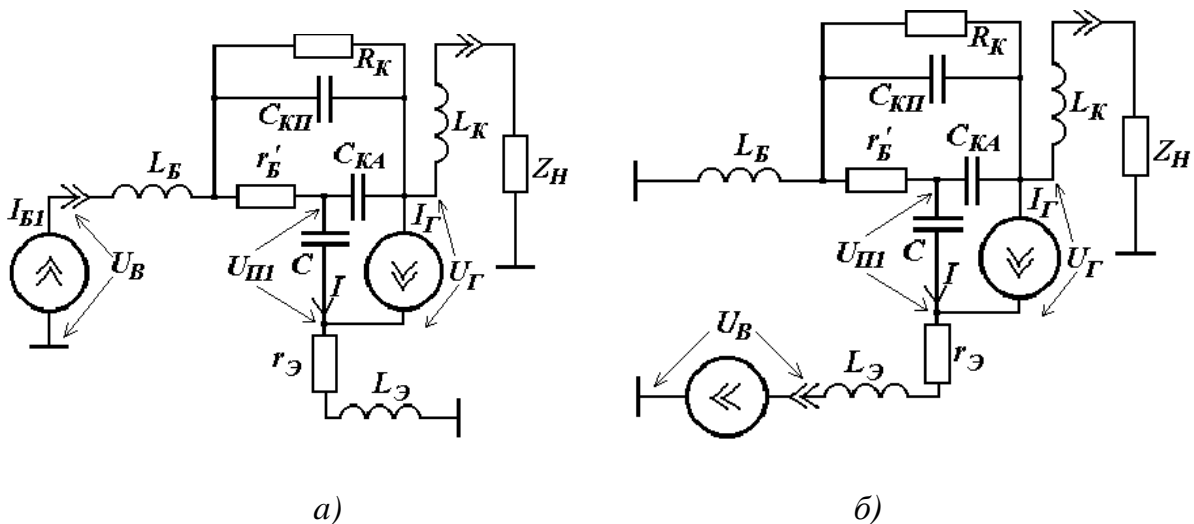


Рис. 6.9. Эквивалентные схемы усилителей СВЧ, построенных по схемам а – с общим эмиттером б – с общей базой

Исходными данными для расчета являются: рабочая частота f ; требуемая выходная мощность $P_{\text{вых}}$; напряжение коллекторного питания $E_{\text{к0}}$; температура среды t °С. По этим параметрам выбирают тип транзистора и схему его включения. Определяют паспортные данные транзистора: граничную частоту $f_{\text{гр}}$, сопротивление базы

$$r'_B = \frac{\tau_r}{C_{\text{КА}}},$$

где t_R – постоянная времени цепи коллектора, $C_{\text{к}} = C_{\text{КА}} + C_{\text{КП}} = 3C_{\text{КА}}$ – емкость коллектора; $C_{\text{Э}}$ – емкость эмиттера; $L_{\text{Э}}, L_{\text{Б}}, L_{\text{К}}$ – индуктивно-

сти выводов; $h_{21Э}$ – коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером.

Крутизна линии граничного режима $S_{ГР} \approx \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{E_{К0}}$, где выходная мощность и напряжение питания берутся для типового режима; сопротивления эмиттера $r_{Э} \approx 0,3r'_{Б}$ и коллектора $r'_{К0}$; тепловое сопротивление переход-корпус $R_{пк}$.

Методика расчета [6]:

1. Выбираем мощность эквивалентного генератора $P_{Г}$ из условия $P_{Г} = (0,8 - 1)P_{\text{ВЫХ}}$ для схемы с ОЭ и $P_{Г} = (1 - 1,2)P_{\text{ВЫХ}}$ для схем с ОБ.

2. Находим коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{ГР} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{16P_{Г}}{S_{ГР}E_{К0}^2}}.$$

3. Определяем амплитуду напряжения, амплитуду тока первой гармоники и сопротивление нагрузки эквивалентного генератора

$$U_{Г} = \xi_{ГР}E_{К0}, \quad I_{Г1} = \frac{2P_{Г}}{U_{Г}}, \quad R_{Г} = U_{Г}/I_{Г1}.$$

4. Проверяем выполнение неравенства $U_{К0} + U_{Г} < U_{КЭ \text{ МАКС ДОП}}$. В случае невыполнения корректируем $E_{К0}$.

5. Определяем крутизну по переходу

$$S_{П} = \frac{42,5I_{Г1}}{1 + 3,66 \cdot 10^{-3}t_{П}^{\circ}}$$

и сопротивление рекомбинации

$$r = \frac{h_{21Э}}{S_{П}}.$$

Температуру перехода для кремниевых транзисторов принимаем близкой к граничной 130 – 150 °С, для германиевых 75 °С.

6. Находим крутизну статической характеристики коллекторного тока

$$S = \frac{h_{21Э}}{r'_{Б} + r + r_{Э}(1 + h_{21Э})}.$$

7. Задаваясь величиной напряжения смещения U_{B0} , определим коэффициент разложения импульса выходного тока

$$\gamma_1 = \frac{0,65 + 0,3 \left(\frac{\pi f_{ГР} C_{Э}}{S} \right)}{0,67 + 2\pi f_{ГР} C_{Э} \left(\frac{1}{S} - \frac{(U_{B0} - U^1)}{I_{Г1}} \right)}.$$

8. По значениям коэффициентов разложения косинусоидально-го импульса определяем угол отсечки θ и проверяем выполнение условия

$$U_{ЭБ \text{ МАКС ДОП}} > 0,7 - \frac{I_{Г1} (1 + \cos \theta)}{2\pi f C_{Э}}.$$

9. Рассчитываем комплексные амплитуды токов и напряжений эквивалентной схемы транзистора:

$$\dot{I} = j \frac{f I_{Г1}}{f_{ГР} \gamma_1} e^{j0,4 \frac{f}{f_{ГР}}}; \quad \dot{I}_{Э} = \dot{I} + \dot{I}_{Г1}; \quad \dot{U}_{Э} = \dot{I}_{Э} (r_{Э} + j2\pi f L_{Э});$$

$$\dot{U}_{П1} = -j \left((1 - \gamma_1) / (2\pi f C_{Э}) \right) \dot{I}; \quad \dot{U}_{C_{КА}} = \dot{U}_{Г1} + \dot{U}_{П1};$$

$$\dot{I}_{C_{КА}} = j2\pi f C_{КА} \dot{U}_{C_{КА}}; \quad \dot{I}_{r'_B} = \dot{I} + \dot{I}_{C_{КА}};$$

$$\dot{U}_{r'_B} = r'_B \dot{I}_{r'_B}; \quad \dot{U}_{C_{КП}} = \dot{U}_{r'_B} + \dot{U}_{C_{КА}};$$

$$\dot{I}_{C_{КП}} = j2\pi f C_{КП} \dot{U}_{C_{КП}}; \quad r_K \approx \frac{1}{r'_{K0} (2\pi f C_K)^2}; \quad \dot{I}_{r_K} = \dot{U}_{C_{КП}} / r_K;$$

$$\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{r'_B} + \dot{I}_{C_{КП}} + \dot{I}_{r_K}; \quad \dot{U}_{L_B} = j2\pi f L_B \dot{I}_{B1};$$

$$\dot{U}_B = \dot{U}_{Э} + \dot{U}_{L_B} + \dot{U}_{r'_B} + \dot{U}_{П1}; \quad \dot{I}_{K1} = \dot{I}_{Г1} - \dot{I}_{C_{КА}} - \dot{I}_{C_{КП}} - \dot{I}_{r_K}.$$

10. Для схемы с ОЭ

$$\dot{U}_K = \dot{U}_Г - \dot{U}_{Э}; \quad \dot{Z}_{ВХ1ОЭ} = r_{ВХ1} + jx_{ВХ1} = \dot{U}_B / \dot{I}_{B1}.$$

11. Для схемы с ОБ

$$\dot{U}_K = \dot{U}_{C_{КП}} - \dot{U}_{L_B}; \quad \dot{Z}_{ВХ1ОБ} = r_{ВХ1} + jx_{ВХ1} = \dot{U}_B / \dot{I}_{Э1}.$$

12. Находим мощность сигнала, отдаваемую в нагрузку

$$P_{\text{ВЫХ}} = 0,5 \left(\operatorname{Re} \dot{U}_K \operatorname{Re} \dot{I}_{K_1} + \operatorname{Im} \dot{U}_K \operatorname{Im} \dot{I}_{K_1} \right).$$

Если выходная мощность нас удовлетворяет, то продолжаем расчет, если нет, то повторяем его, скорректировав R_{Γ} .

13. Определяем требуемую мощность возбуждения. При этом учтем, что для схемы с ОЭ $\dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_{\text{Б}_1}$, а для схемы с ОБ $\dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_{\text{Э}}$,

$$P_{\text{В}} = 0,5 \left(\operatorname{Re} \dot{U}_{\text{В}} \operatorname{Re} \dot{I}_{\text{ВХ}} + \operatorname{Im} \dot{U}_{\text{В}} \operatorname{Im} \dot{I}_{\text{ВХ}} \right).$$

14. Находим постоянную составляющую коллекторного тока

$$I_{\text{КО}} = \frac{I_{\Gamma_1}}{g_1(\theta)},$$

где $g_1(\theta)$ – коэффициент формы для угла отсечки θ .

15. Находим мощность, потребляемую от источника коллекторного питания $P_0 = I_{\text{КО}} E_{\text{КО}}$, и коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0 + P_{\text{В}}}.$$

16. Определяем коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{В}}}.$$

17. Определяем мощность, рассеиваемую на транзисторе

$$P_{\text{РАСС}} = P_0 + P_{\text{В}} - P_{\text{ВЫХ}}.$$

18. Проверяем выполнение неравенства

$$P_{\text{РАСС}} < P_{\text{МАКС ДОП}} = \frac{t_{\text{П}}^0 - t_{\text{К}}^0}{R_{\text{ПК}}}.$$

19. Находим нагрузку на внешних выводах

$$\dot{Z}_{\text{Н}} = r_{\text{Н}} + jx_{\text{Н}} = \dot{U}_{\text{К}} / \dot{I}_{\text{К}_1} - j2\pi fL_{\text{К}}.$$

6.3. Методика расчета квадратурных полосковых мостов с лицевой связью

Расчет полосковых мостов с лицевой связью выполняют по инженерным методикам [16, 18], которые допускают определенные приближения при вычислении сложных многомерных интегралов. Погрешность от приближений невелика, что и определило применимость методик для практических приложений.

Методика расчета полосковых мостов с лицевой связью (см. рис. 4.14) основана на том, что при известных входном и выходном сопротивлениях моста Z , диэлектрической проницаемости материала ε_1 , диэлектрической проницаемости материала прокладки ε_2 , длине волны в свободном пространстве λ и задаваемых коэффициенте передачи по напряжению K моста в одно из плеч, толщине моста b определяются ширина дорожки в зоне лицевой связи W , толщина прокладки диэлектрика между дорожками S , длина дорожек в зоне взаимодействия L и ширина дорожек вне зоны взаимодействия W_1 .

Основная сложность при создании таких мостов состоит в том, что выполнить прокладку между связанными линиями требуемой толщины S из такого же диэлектрика, что и сами линии, технологически трудно. Поэтому предложим метод избавления от этого недостатка, заключающийся в том, что диэлектрик между дорожками разных линий реализуем нужным по толщине набором из пленок фторопласта, выпускаемых промышленностью в широком ассортименте по толщине.

При таком подходе расчетные значения необходимо скорректировать на величину эмпирического коэффициента ν , характеризующего отношение диэлектрических проницаемостей материала самих линий и используемого для прокладки фторопласта.

Расчетные соотношения [18] при этом следующие:

$$L = \frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon_1}}; \quad K = 10^{10}; \quad \nu \cong \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}; \quad H = \frac{zb\sqrt{\varepsilon_1(1-k)/(1+k)}}{94\pi} \operatorname{arth}(m);$$

$$W = \frac{2b}{\pi} \left[\operatorname{arth} \left(\sqrt{m \left(m - \frac{H}{b} \right) / \left(1 - \frac{mH}{b} \right)} \right) - \frac{H}{b} \operatorname{arth} \left(\sqrt{\left(m - \frac{H}{b} \right) / \left(m \left(1 - \frac{mH}{b} \right) \right)} \right) \right];$$

$$S = \nu H,$$

где G – коэффициент передачи моста в одно из плеч по мощности, дБ;

$$n_1 = \frac{60\pi}{z \sqrt{\frac{\varepsilon_1(1+\kappa)}{1-\kappa}}}$$

Коэффициент m определяется в зависимости от величины n_1 одним из следующих выражений:

при $0 < n_1 < 1$

$$m = \sqrt{1 - \frac{\left[\left(e^{\frac{\pi}{n_1}} - 2 \right) \right]^4}{\left[\left(e^{\frac{\pi}{n_1}} + 2 \right) \right]^4}} ;$$

при $1 < n_1 < \infty$

$$m = \frac{\left[\left(e^{\pi n_1} - 2 \right) \right]^2}{\left[\left(e^{\pi n_1} + 2 \right) \right]^2} .$$

Дорожки реализуются по общим правилам изготовления микрополосковых линий [18], а ширина дорожек вне зоны лицевой связи определяется по формулам для W и m с учетом того, что в выражениях для n_1 должно быть

$$n_1 = z\sqrt{\varepsilon_1}/30\pi,$$

тогда
$$W_1 = \frac{2b}{\pi} \ln \left[\frac{1}{m} + \sqrt{\left(\frac{1}{m} \right)^2 - 1} \right].$$

Моделирование приведенных выше выражений на ЭВМ позволило построить номограмму (рис. 6.10) для расчета квадратурных микрополосковых мостов для случая изготовления прокладки S из того же диэлектрика, что и линии с волновым сопротивлением 50 Ом.

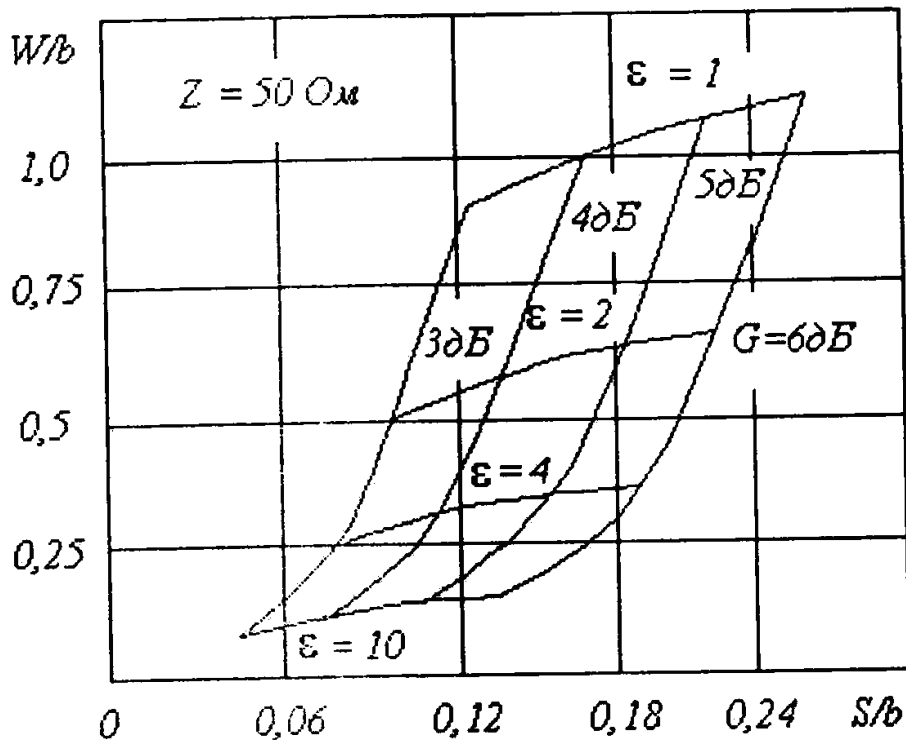


Рис. 6.10. Номограмма для расчета квадратурных мостов с лицевой связью

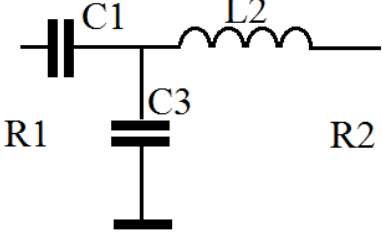
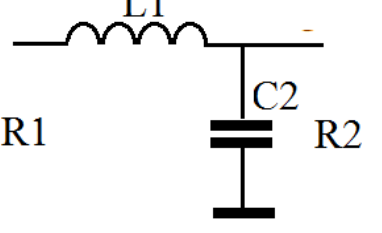
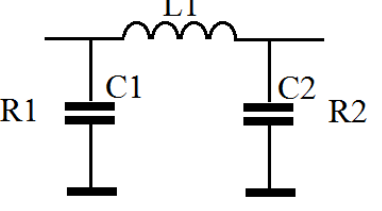
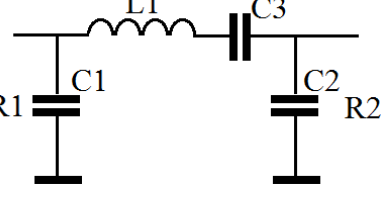
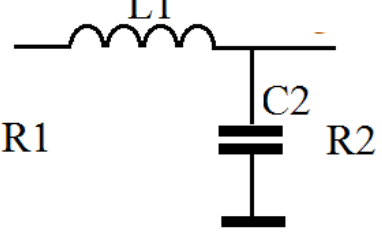
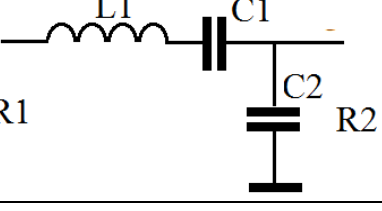
При изготовлении мостов из стандартного фольгированного материала (ФАФ-4, ФЛАН, Поликор, ФФ, Roger и др.) толщиной $C = (b - S)/2$ (см. рис. 4.14) размеры W и S можно определить из следующих выражений:

$$W = (2c + S) \left(\frac{W}{b} \right); \quad S = \left(\frac{S}{b} \right) b.$$

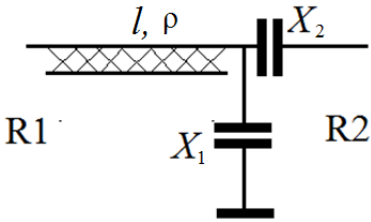
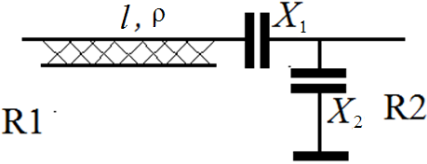
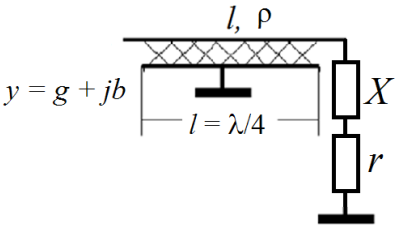
где значения S/b и W/b (при входных и выходных сопротивлениях моста, равных 50 Ом) определяются по номограмме (см. рис. 6.10) [10].

6.4. Расчет звеньев цепей согласования и фильтров

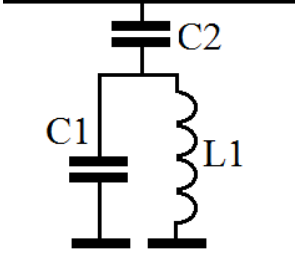
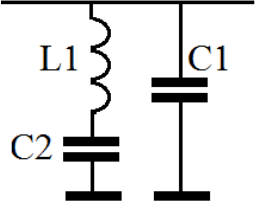
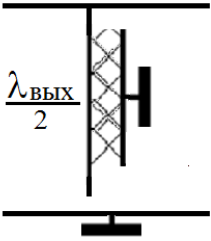
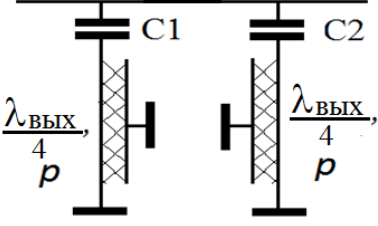
Расчет звеньев ЦС выполняется по методикам, изложенным в работах [6, 37] по приведенным ниже формулам.

Тип цепи	Расчетные формулы
	$R_1 > R_2$. Задаемся $Q > \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}$ $X_3 = -\frac{R_2(1+Q^2)}{Q + X_1/R_1}$, $X_1 = -R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1+Q^2) - 1}$, $X_2 = QR_2$
	$R_2 > R_1$. $X_1 = \sqrt{R_1(R_2 - R_1)}$ $X_2 = -R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}}$
	Задаемся $Q > \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}$, $X_1 = -\frac{R_1}{Q}$, $X_2 = -\frac{R_2}{\sqrt{(R_2/R_1)(1+Q^2) - 1}}$, $L_1 = \frac{R_1 \left(Q - \frac{R_2}{X_2} \right)}{2\pi f(1+Q^2)}$
	$X_3 = \omega L_3 + X_{C3}$; $X_{C3} = -1/\omega C_3$
	$R_2 > R_1$. $X_1 = \sqrt{R_1(R_2 - R_1)}$, $X_2 = -R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}}$
	$R_2 > R_1$. $X_1 = \omega L_1 + X_{C1}$; $X_{C1} = -\frac{1}{\omega C_1}$

Расчет микрополосковых цепей согласования

	<p>Находим $g = \frac{R_2}{R_2^2 + X_2^2}$,</p> <p>При $R_1 > R_2$ выбираем $X_2^2 < R_2(R_1 - R_2)$.</p> <p>При $R_2 > R_1$ выбираем $X_2^2 > R_2^2 R_1(R_2 - R_1)$.</p> <p>При любом X_1</p> $b = -\frac{1}{X_1} - \frac{X_2}{R_2^2 + X_2^2}, \quad \rho = \frac{1}{\sqrt{\frac{g}{R_1} - \frac{b^2}{1 - R_1 g}}},$ $l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg\left(\frac{1 - R_1 g}{b\rho}\right)$ <p>Если при расчете ρ будет мнимым, то увеличиваем X_1</p>
	<p>Находим $g = \frac{R_2}{R_2^2 + X_2^2}$, $X = X_1 + \frac{X_2 R_2^2}{R_2^2 + X_2^2}$,</p> $\rho = \sqrt{g R_1 - \frac{R_1 X^2}{R_1 - g}}, \quad l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg\left(\rho \frac{R_1 - g}{R_1 X}\right).$ <ul style="list-style-type: none"> • Если при расчете ρ будет мнимым, то уменьшаем X_1 • В схемах с микрополосками конденсаторы, соединенные с корпусом, обычно подстраиваемые. • При коэффициенте трансформации, близким к единице, приведенные выше микрополосковые цепи неприменимы
<p>Четвертьволновой микрополосок</p> 	<p>Микрополосок длиной $l = \lambda/4$ трансформирует сопротивление $Z = r + jx$ в проводимость $y = g + jb$,</p> <p>где $g = r / \rho^2$, $b = X / \rho^2$</p>

Расчет фильтров-пробок на гармонику n

	$C_1 = \frac{5}{(nwR_1)}, \quad C_2 = (n^2 - 1)C_1,$ $L_1 = \frac{1}{(nw)^2 C_1}, \quad w = 2\pi f$
	$C_1 = \frac{5}{(nwR_1)}, \quad C_2 = (n^2 - 1)C_1,$ $L_1 = \frac{1}{w^2 C_2}, \quad w = 2\pi f$
	$n = 2$
	$n = 3$

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему в радиопередающих устройствах каскад усиления мощности называют генератором с внешним возбуждением (ГВВ), а не усилителем?
2. Чем управляется биполярный транзистор?
3. Чем управляется полевой транзистор?
4. К чему относятся и как расшифровываются аббревиатуры МДП и МОП?
5. Какие режимы работы каскадов усиления мощности известны?
6. Какой режим работы ГВВ энергетически наиболее выгоден?
7. В перенапряженном режиме работы ГВВ – генератор тока или напряжения?
8. В недонапряженном режиме работы ГВВ – генератор тока или напряжения?
9. Схема ГВВ с общей базой или схема с общим эмиттером имеет больший коэффициент усиления?
10. Зачем в каскадах усиления мощности требуются цепи согласования на входе и на выходе транзистора?
11. Какие известны типы узкополосных цепей согласования?
12. Какие полезные функции, кроме трансформации сопротивлений, выполняют цепи согласования?
13. Как определить коэффициент фильтрации?
14. Какие цепи согласования применяют в широкополосных каскадах?
15. Почему фильтры на полиномиальных цепях называют лестничными?
16. Что определяют уравнения Фано?
17. Как определяется коэффициент трансформации сопротивлений в трансформаторах с магнитными связями?
18. Какие длинные линии применяют в трансформаторах типа длинных линий (ТДЛ)?
19. Можно ли на ТДЛ получить дробные коэффициенты трансформации сопротивлений?
20. Почему широко распространенный автогенератор назвали трехточечным?
21. Какие балансы необходимо соблюсти при работе трехточечного автогенератора?
22. Что такое стабильность частоты?

23. Какова стабильность частоты трехточечного автогенератора?
24. Как трехточечный автогенератор превратить в перестраиваемый?
25. Чем отличаются автогенераторы, называемые емкостной и индуктивной трехточками?
26. Почему трехточечный автогенератор нежелательно нагружать на контурные фильтрующие системы?
27. Что такое прямой и обратный пьезоэффекты?
28. Какие методы термостабилизации Вам известны?
29. Можно ли возбуждать кварцевый резонатор на гармониках основной частоты?
30. Что такое осцилляторная схема кварцевого автогенератора?
31. Что такое фильтровая схема кварцевого автогенератора?
32. Можно ли с помощью кварцевого генератора обеспечить высокую стабильность частоты у нестабильных мощных устройств, работающих в сверхвысокочастотном и миллиметровом диапазонах частот?
33. В чем принцип работы автогенераторов на лавинно-пролетных диодах?
34. До каких частот возможна работа генераторов на лавинно-пролетных диодах?
35. Какой автогенератор имеет большую максимальную мощность: на лавинно-пролетном диоде или на диоде Ганна?
36. Какие вакуумные электронно-волновые источники излучения можете перечислить?
37. Чем отличается возбудитель частоты от синтезатора частоты?
38. Как работает интерполяционная схема возбудителя частоты?
39. Какие способы построения синтезаторов частоты известны?
40. Что такое шаг сетки частот синтезатора?
41. Как определяется минимально возможный шаг сетки частот синтезатора?
42. Как в синтезаторе частоты можно вычесть ошибку?
43. В чем принцип косвенного метода формирования сетки частот?
44. Зачем нужны схемы сложения мощностей?
45. Какие схемы сложения мощностей известны?
46. Почему параллельное объединение более трех транзисторов не выгодно?
47. В чем недостатки двухтактной схемы сложения мощностей?

48. В чем недостатки схемы сложения мощностей в общем контуре?
49. Как получается сложение мощностей в пространстве?
50. Почему синфазные мосты сложения мощностей имеют ограничение по мощности?
51. Какие цепи согласования можно использовать при построении мостовых схем?
52. Являются ли мостовые схемы дуальными?
53. Почему квадратурные мосты не имеют ограничения по мощности?
54. Какой выбрать величину балластного сопротивления в мостовых схемах?
55. Почему у микрополосковых мостов с лицевой связью потери меньше, чем у мостов, построенных на сосредоточенных элементах?
56. В каких целях в радиопередающих устройствах используют мосты с боковой связью?
57. Какие методы аналоговой модуляции известны?
58. Какие достоинства амплитудной модуляции (АМ) известны?
59. В чем основной недостаток амплитудной модуляции?
60. Почему при амплитудной модуляции модулируемые каскады должны иметь четырехкратный запас по мощности?
61. В чем достоинства и недостатки амплитудной модуляции смещением?
62. Чему равна ширина спектра при амплитудной модуляции?
63. Что такое глубина модуляции при АМ?
64. В чем достоинства и недостатки анодной (коллекторной) модуляции?
65. Что такое комбинированная АМ?
66. В чем особенности усиления АМ сигналов?
67. Почему балансная модуляция не используется для передачи информации?
68. В чем достоинства и недостатки однополосной модуляции?
69. Почему при фильтровом способе организации однополосной модуляции приходится выполнять дополнительный перенос частоты в требуемый диапазон?
70. В чем основной недостаток фазокомпенсационного способа формирования сигналов с однополосной модуляцией?
71. Что такое девиация частоты?
72. Как определяется индекс частотной модуляции?

73. Какие способы организации частотной модуляции известны?
74. Как связана частота и фаза гармонического колебания?
75. Как меняется спектр частотно модулированного сигнала с ростом индекса модуляции?
76. Почему при формировании частотной модуляции косвенным способом затем требуется умножать сформированный частотно модулированный сигнал?
77. Какой вид аналоговой модуляции обладает повышенной помехоустойчивостью?
78. Что дает дискретизация сигнала?
79. В чем суть теоремы Котельникова-Найквиста?
80. Какие виды манипуляции сигналов используют на практике?
81. Что такое шаг квантования сигналов?
82. Чему равна максимальная погрешность от квантования сигналов?
83. Что такое шум квантования?
84. Как определяется среднеквадратичная ошибка квантования?
85. Что такое импульсно-кодовая манипуляция (ИКМ)?
86. Зачем нужна перекодировка ИКМ в другие коды, например в код АМІ или HDB-3?
87. В чем основная идея дельта модуляции?
88. За счет чего можно увеличить скорость передачи информации при частотной и фазовой манипуляции сигнала?
89. В чем суть частотной манипуляции с минимальным сдвигом?
90. Что такое потенциальная помехоустойчивость?
91. В каких каналах фазовая манипуляция обеспечивает потенциальную помехоустойчивость?
92. Что такое «обратная работа» при фазовой манипуляции?
93. В чем принцип относительной фазовой манипуляции?
94. Что такое сигнальное созвездие цифровых сигналов?
95. Что такое глазковая диаграмма?
96. Что такое предел Шеннона и почему разработчики систем передачи информации к нему стремятся?
97. Что такое помехоустойчивое кодирование сигнала?
98. Что такое сигнально-кодовые конструкции и как их формируют?
99. Какие методы модуляции с расширением спектра известны?
100. В чем достоинства методов расширения спектра?

101. С какими помехами успешно борется метод модуляции несущей псевдослучайной последовательностью (МНПСП) или метод прямой последовательности?

102. Как определить выигрыш в помехоустойчивости при применении расширения спектра?

103. В чем достоинства модуляции при быстрой и медленной программной перестройке частоты?

104. В чем недостатки модуляции с программной перестройкой частоты?

105. Что такое модулирующая псевдослучайная последовательность?

106. Что такое спектрально-эффективная цифровая манипуляция?

107. В чем достоинства и недостатки спектрально-эффективной цифровой манипуляции?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие написано по материалам читаемых авторами курсов лекций во Владимирском государственном университете имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.

В соответствии с учебным планом изучение курса «Методы и устройства формирования сигналов» сопровождается разработкой курсового проекта, поэтому авторы надеются, что рассмотренный в пособии материал поможет студентам радиотехнических специальностей достаточно полно изучить методы и устройства формирования сигналов, понять особенности формирования и обработки сигналов и определить наиболее эффективные пути построения радиопередающего оборудования, а значит успешно выполнить курсовой проект.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Каганов, В. И.* Транзисторные радиопередатчики / В. И. Каганов. – М. : Энергия, 1976. – 448 с.
2. Радиопередающие устройства / под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. – М. : Радио и связь, 1982. – 408 с.
3. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., доп. – М. : Радио и связь, 1996. – 560 с.
4. Проектирование радиопередающих устройств / под ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 1993. – 512 с. – ISBN 5-256-01025-5.
5. Радиопередающие устройства / под ред. О. А. Челнокова. – М. : Радио и связь, 1982. – 256 с.
6. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ / под ред. Г. М. Уткина. – М. : Сов. радио, 1979. – 320 с.
7. *Петухов, В. М.* Зарубежные транзисторы и их аналоги / В. М. Петухов. – М. : РадиоСофт, 1998. – 832 с.
8. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – 2-е изд., доп. – М. : Радио и связь, 1994. – 640 с.
9. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности / под ред. А. В. Голомедова. – М. : Радио и связь, 1994. – 384 с.
10. Каталог АО «Воронежского завода полупроводниковых приборов – Сборка» [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.vzpp-s.ru/production/catalog.pdf> (дата обращения: 14.01.2019).
11. Справочная информация по продукции фирмы Integra Technologies [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.etsc.ru/products/integra> (дата обращения: 14.01.2019).
12. Электрические кабели, провода и шнуры : справочник / под ред. Н. И. Белоруссова. – 5 изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 536 с.
13. Коаксиальные кабели [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.radioscanner.ru/info/article83/> (дата обращения: 14.02.2019).
14. *Джуринский, К. Б.* Радиочастотные соединители [Электронный ресурс] / К. Б. Джуринский. – URL: http://www.radiant.su/files/downloads/djurinskiy_book.pdf (дата обращения: 11.03.2019).
15. *Джуринский, К. Б.* Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ / К. Б. Джуринский. – М. : Техносфера, 2006. – 216 с. – ISBN 5-94836-095-4.

16. *Андреев, Г. А.* Схемотехника устройств формирования сигналов / Г. А. Андреев, А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов ; Владим. гос. ун-т. – Владимир, 2001. – 168 с. – ISBN 5-89368-223-8.

17. *Фуско, В.* СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование : пер. с англ. / В. Фуско. – М. : Радио и связь, 1990. – 288 с. – ISBN 5-256-00663-0.

18. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В. И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982. – 328 с.

19. *Samoylov, A. G.* High-Power High-Frequency Transistor Generators / A. G. Samoylov, S. A. Samoylov, P. A. Polushin // ИЕТ. – 1996. – V. 39. – № 6. – Pp. 821 – 825.

20. *Ханзел, Г.* Справочник по расчету фильтров / Г. Ханзел. – М. : Сов. радио, 1974. – 288 с.

21. *Альтшуллер, Г. Б.* Кварцевые генераторы / Г. Б. Альтшуллер, Н. Н. Елфимов, В. Г. Шакулин. – М. : Радио и связь, 1984. – 232 с.

22. *Манасевич, В.* Синтезаторы частоты / В. Манасевич. – М. : Связь, 1979. – 384 с.

23. *Рыжков, А. В.* Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А. В. Рыжков, В. Н. Попов. – М. : Радио и связь, 1991. – 264 с.

24. *Хауэр, Ф. Л.* Силовые полупроводниковые приборы : обзор / Ф. Л. Хауэр // ТИИЭР. – 1988. – Т. 76. – № 4. – С. 36 – 46.

25. *Макмиллан, Р. У.* Источники излучения ближнего миллиметрового диапазона / Р. У. Макмиллан // ТИИЭР. – 1985. – Т. 73. – № 1. – С. 96 – 119.

26. *Полушин, П. А.* Импульсные виды модуляции : учеб. пособие / П. А. Полушин, А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов. – Владимир : Ред. издат. комплекс Владим. гос. ун-та, 2005. – 92 с. – ISBN 5-89368-618-7.

27. *Скляр, Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с. – ISBN 5-8459-0497-8.

28. *Феер, К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. / К. Феер. – М. : Радио и связь, 2000. – 520 с. – ISBN 5-256-01444-7.

29. *Прокис, Д. Ж.* Цифровая связь : пер. с англ. / Д. Ж. Прокис ; под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 798 с.

30. Цифровая сельская связь / под ред. М. Д. Венедиктова. – М. : Радио и связь, 1994. – 248 с.

31. *Варакин, Л. Е.* Теория систем сигналов / Л. Е. Варакин. – М. : Сов. радио, 1978. – 304 с.
32. Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. – М. : Гейзер, 2004.
33. ГОСТ 23872-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Номенклатура параметров и классификация технических характеристик. – М. : Изд-во стандартов, 1979.
34. *Блейхут, Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.
35. *Уидроу, Б.* Адаптивная обработка сигналов : пер. с англ. / Б. Уидроу, С. Стирнз. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с.
36. *Самойлов, А. Г.* Оценка устройств комбинирования разнесенных сигналов / А. Г. Самойлов, П. А. Полушин, С. П. Тараканков // Электросвязь. – 1980. – № 2. – С. 7 – 10.
37. *Самойлов, А. Г.* Устройства генерирования и формирования сигналов : учеб. пособие / А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2018. – 240 с. – ISBN 978-5-9984-0855-7.

ПРИЛОЖЕНИЯ

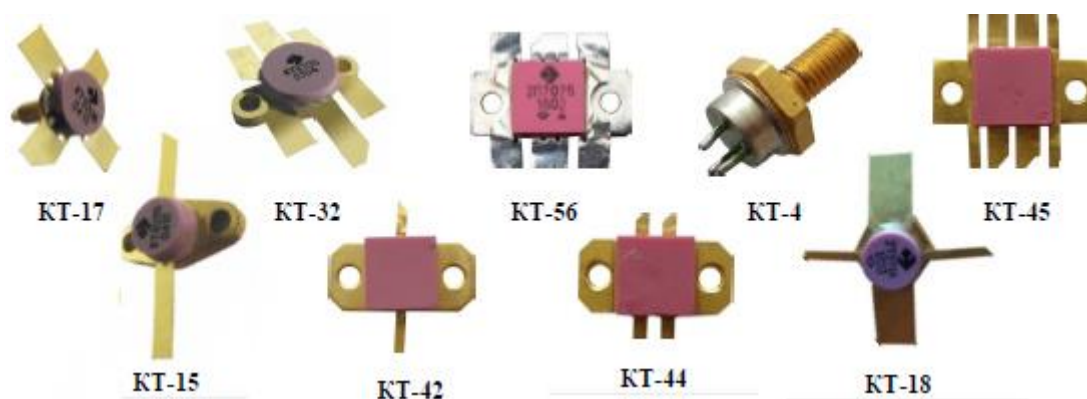
Приложение 1. Отечественные биполярные транзисторы

Отечественные ВЧ транзисторы малой мощности

Наименование	Структура	P_{max} , Вт	I_{max} , мА	U_{max} , В	$I_{кбо}$, мкА	$h_{21э}$	$f_{гран}$, МГц	Корпус
КТ3102АЖ	N-P-N	0.25	200	20-50	<0.05	100/250-400/1000	150	КТ1-7
КТ3102АМ-КМ	N-P-N	0.25	200	20-50	<0.05	100/250-400/1000	150	КТ-26
КТ3107	P-N-P	0.3	100	20-45	<0.1	70/140-380/800	250	КТ-26
КТ3108	P-N-P	0.3	200	45-60	<0.2	50/150-100/300	250	КТ1-7
КТ3117А,Б	N-P-N	0.3	400	50	<10	40/200	300	КТ1-7
КТ3117А1	N-P-N	0.3	400	50	<10	40/200	300	КТ-26
КТ3129	P-N-P	0.15	100	20-40	<1.0	30/120-200/500	200	КТ-46
КТ3130	N-P-N	0.1	100	15-40	<0.1	100/250-400/1000	150	КТ-46
КТ315	N-P-N	0.15	100	25-60	0.5	50/350	200	КТ-13
КТ3151А9,Д9	N-P-N	0.2	100	80	<1.0	>20	100	КТ-46
КТ3153А9	N-P-N	0.3	400	50	<0.05	100/300	250	КТ-46
КТ3157А	P-N-P	0.2	30	250	<0.1	>50	60	КТ-26
КТ3172А9	N-P-N	0.2	200	20	<0.4	40/150	500	КТ-46
КТ339АМ	N-P-N	0.26	25	25	<1.0	>25	550	КТ-26
КТ342АМ, БМ, ВМ	N-P-N	0.25	50	30	<30	100/250	250	КТ-26
КТ361	P-N-P	0.15	100	10-45	<1	100/350	150	КТ-13

Отечественные СВЧ транзисторы малой мощности

Наименование	Структура	P_{max} , Вт	I_{max} , мА	U_{max} , В	$I_{кбо}$, мкА	$h_{21э}$	$f_{гран}$, МГц	Корпус
КТ3101А-2	N-P-N	0.1	20	15	<0.5	35/300	2250	Н/С-1
КТ3101АМ	N-P-N	0.1	20	15	<0.5	35/300	1000	КТ-14
КТ3115А-2 (Б,Д)	N-P-N	0.07	8.5	7-10	<0.5	15/80	5800	КТ-22
КТ3120А	N-P-N	0.1	20	15	<5	>40	1800	КТ-14
КТ3126А,Б	P-N-P	0.15	30	30	0.5	60/180	500	КТ-26
КТ3128А1	P-N-P	0.3	30	35	0.1	35/150	800	КТ-26
КТ3168А9	N-P-N	0.18	28	15	<0.5	60/180	<3000	КТ-46
КТ326А,Б	P-N-P	0.2	50	15	0.5	20/70-45/160	250	КТ-1-7
КТ326АМ, БМ	P-N-P	0.2	50	15	0.5	20/70-45/160	250	КТ-26
КТ368А,Б	N-P-N	0.225	30	15	0.5	50/300	900	КТ-1-12
КТ368АМ, БВ	N-P-N	0.225	30	15	0.5	50/450	900	КТ-26
КТ368А9, Б9	N-P-N	0.1	30	15	0.5	50/300	900	КТ-46
КТ339АМ	N-P-N	0.15	30	15	0.5	40/170	1800	КТ-26



Отечественные ВЧ транзисторы средней мощности

Наименование	Структура	P_{max} Вт	I_{max} , А	U_{max} , В	$I_{кбо}$, мкА	$h_{21э}$	$f_{гран}$, МГц	Корпус
КТ626А-Д	P-N-P	9	1.5	20-80	1	15/60- 40/250	45	КТ-27-2
КТ646А,Б	N-P-N	3.5	1	40-50	10	40/200- 150/300	250	КТ-27-2
КТ683А-Е	N-P-N	8	1	60-150		40/120- 160/480	50	КТ-27-2
КТ6127А-К	P-N-P	0.8	2	10-200	<20	>30	150	КТ-26
КТ630А-Е	N-P-N	0.8	1	60-150	<1	40/120- 160/480	50	КТ-2-7
КТ639А-И	P-N-P	1	1.5	30-80	<0.1	40/100- 180/400	80	КТ-27-2
КТ644А-Г	P-N-P	1	0.6	40-60	<0.1	40/120- 100/300	200	КТ-27-2
КТ645А	N-P-N	0.5	0.3	50	<10	20/200	200	КТ-26
КТ660А,Б	N-P-N	0.5	0.8	30-45	<1	110/220- 200/450	200	КТ-26
КТ664А9	P-N-P	1	1	100	<10	40/250	50	КТ-47
КТ665А9	N-P-N	1	1	100	<10	40/250	50	КТ-47
КТ680А	N-P-N	0.35	0.6	25	<10	85/300	120	КТ-26
КТ681А	P-N-P	0.35	0.6	25	<10	85/300	120	КТ-26
КТ698	N-P-N	0.6	2	12-90	<20	20/118- 50/649	100	КТ-26

Отечественные мощные ВЧ транзисторы

Наименование	Структура	P _{max} Вт	I _{max} А	U _{max} В	f _{гран} , МГц	Кус., дБ	К _{кбо} , мкА	Корпус
КТ9115А	P-N-P	1.2	0.1	300	>90		<0.05	КТ27-2
КТ9180А-В	N-P-N	12.5	3	40-80	>100			КТ27-2
КТ9181А-В	P-N-P	12.5	3	40-80	>100			КТ27-2
КТ920А	N-P-N	5	0.5	36	30/200	4	2	КТ-17
КТ920Б	N-P-N	10	1	36	30/200		4	КТ-17
КТ920В	N-P-N	25	3	36	30/200		7.5	КТ-17
КТ920Г	N-P-N	25	3	36	30/200	3.5	7.5	КТ-17
КТ922А	N-P-N	8	0.8	65	50/175	3	5	КТ-17
КТ922Б	N-P-N	20	1.5	65	50/175	3	0	КТ-17
КТ922В	N-P-N	40	3	65	50/175		40	КТ-17
КТ922Г	N-P-N	20	1.5	65	50/175		20	КТ-17
КТ929А	N-P-N	6	0.8	30	>50	8	5	КТ-17
КТ940А-В, А1	N-P-N	10	0.1	160-300	>90		0.5	КТ27-2,-26
КТ961А-В	N-P-N	12.5	1.5	60-100	>50		10	КТ27-2
КТ969А	N-P-N	6	0.1	250	>60		0.05	КТ27-2
КТ972А,Б	N-P-N	8	4	45-60	>200		1	КТ27-2
КТ973А,Б	P-N-P	8	4	45-60	>200		1	КТ27-2



Отечественные мощные СВЧ транзисторы

Наименование	Структура	P _{max} Вт	I _{max} А	U _{max} В	f/f _{гран} , МГц	Кус. дБ	I _{кбо} , мкА	Корпус
КТ913А	N-P-N	4.7	0.5	55	900/1500	2	10	КТ-16-2
КТ913Б	N-P-N	8	1	55	900/1500	2	50	КТ-16-2
КТ913В	N-P-N	12	1	55	900/1500	2	50	КТ-16-2
КТ916А	N-P-N	30	2	55	200/1800	2.5	25	КТ-16-2
КТ925А	N-P-N	5.5	0.5	36	500/1250	12	7	КТ-17
КТ925Б	N-P-N	11	1	36	375/1100	7	12	КТ-17
КТ925В	N-P-N	25	3.3	36	300/550	5.3	30	КТ-17
КТ925Г	N-P-N	25	3.3	36	300/550	5.3	30	КТ-17
КТ934А	N-P-N	7.5	0.5	60	400/-		5	КТ-17
КТ934Б	N-P-N	15	1	60	400/-		10	КТ-17
КТ934В	N-P-N	30	2	60	400/-		20	КТ-17
КТ939А	N-P-N	4	0.4	30	>100/-		1	КТ-16-2
КТ939Б	N-P-N	4	0.4	30	>100		2	КТ-16-2
КТ960А	N-P-N	40	7	36	400/-	4		КТ-32
КТ962А	N-P-N	10	1,5	50	400-1000	6		КТ-17-2
КТ962Б	N-P-N	20	2,5	50	400-1000	5,5		КТ-17-2
КТ962В	N-P-N	40	4	50	400-1000	5		КТ-17-2
2Т9105АС	N-P-N	100		50	500/-	5		КТ-45
2Т9125АС	N-P-N	50		50	500/-	6		КТ-45
2Т976А	N-P-N	60	6	50	400-1000	3		КТ-17
2Т911А	N-P-N	1		36	400-1800	3		КТ-18
2Т9132АС	N-P-N	140		60	650/-	5,5		КТ-44

Приложение 2. Отечественные полевые транзисторы

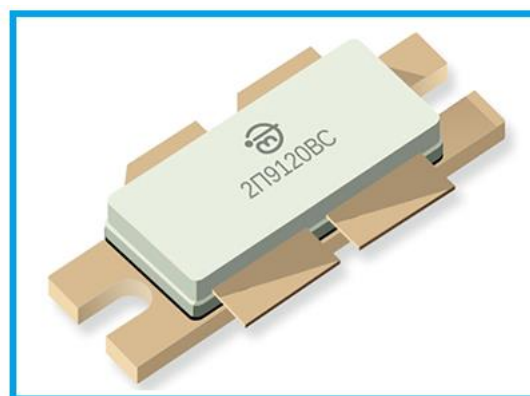
Транзисторы для каскадов усиления мощности (непрерывный режим)

Тип	Рвых, Вт	Кус, раз	Упит	КПД, %	Тип корпуса
Рабочие частоты до 230 МГц					
2П979А	60	25	28	50	КТ-56
2П979Б	150	20	28	50	КТ-56
2П979В	300	30	50	50	КТ-82
Рабочие частоты до 500 МГц					
2П978А	5	20	28	50	КТ-83
2П978Б	10	20	28	50	КТ-81
2П978В	20	15	28	50	КТ-81
2П978Г	40	15	28	50	КТ-81
2П978Д	80	12	28	50	КТ-44
2П977А	150	10	28	50	КТ-82
Рабочие частоты до 400 МГц					
2П982 А	30	19 дБ	40	60	КТ-25
2П982 Б	55	18 дБ	40	60	КТ-25
2П982 В	100	16 дБ	40	60	КТ-55
2П982 Г,Д	200	15 дБ	40	55	КТ-78

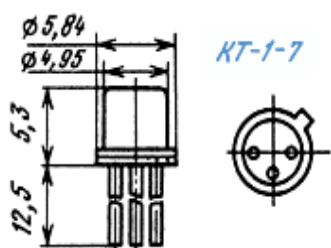


Транзисторы для каскадов усиления мощности
(импульсный режим, $T=100$ мкс, $Q=10$)

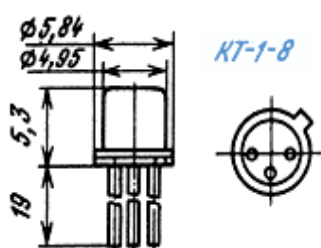
Тип	Рвых, Вт	Кус, дБ	Упит	КПД, %	Тип корпуса
Рабочие частоты до 2000 МГц					
2П983 Д	3,7	9,5	40	45	КТ-25
2П983 Г	18	8,5	40	45	КТ-25
2П983 А	35	8,5	40	37	КТ-25
2П983 В	65	8,4	40	37	КТ-55
2П983 Б	105	8,2	40	32	КТ-78
Самый мощный отечественный транзистор (на 2019 г.) (f до 500 МГц, $U_{си}$ макс = 100 В, $P_{и}$ макс=1937 Вт, $I_{с}$ макс =41А)					
2П9120ВС	1200	16	50	45	КТ-103А-2



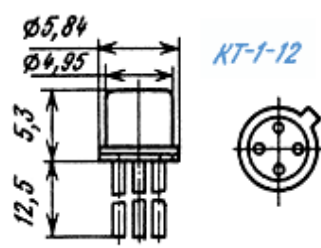
Типы корпусов транзисторов отечественного производства



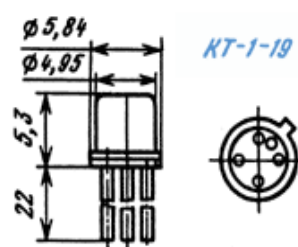
КТ-1-7,



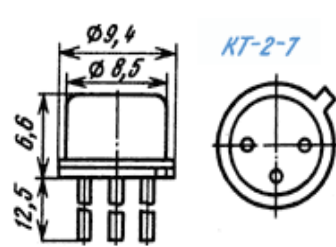
КТ-1-8,



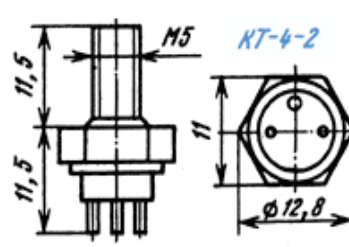
КТ-1-12.



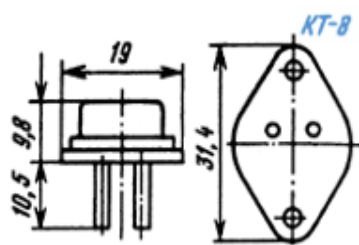
КТ-1-19,



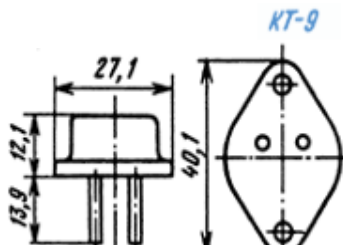
КТ-2-7,



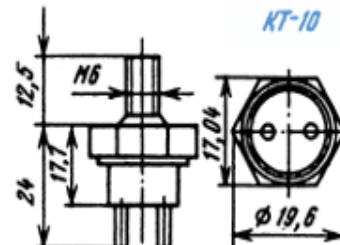
КТ-4-2.



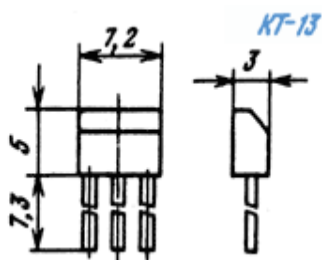
КТ-8,



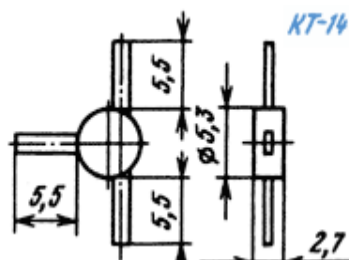
КТ-9,



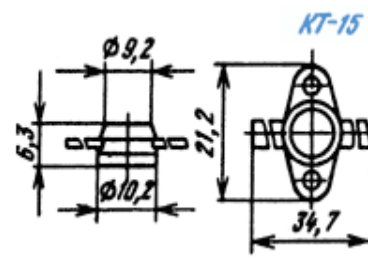
КТ-10.



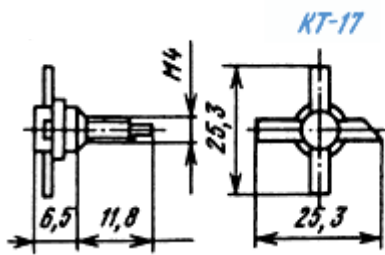
КТ-13,



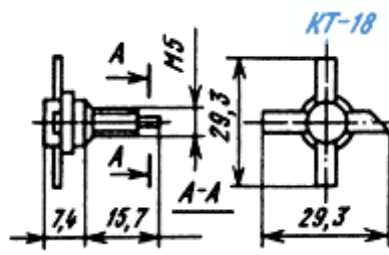
КТ-14,



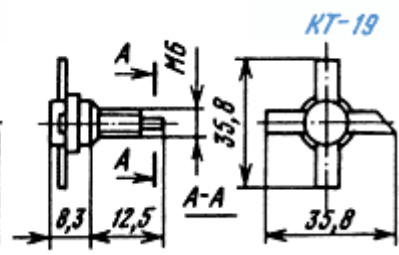
КТ-15.



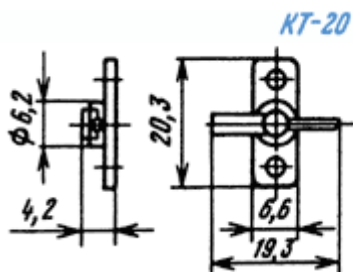
KT-17,



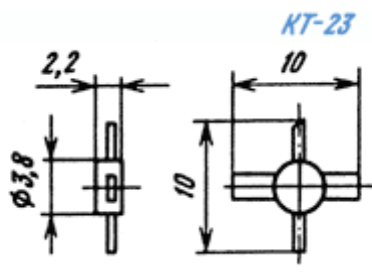
KT-18,



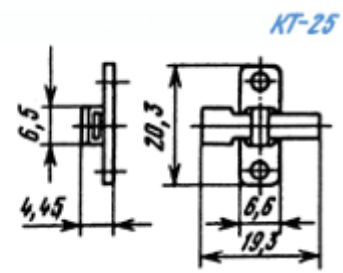
KT-19.



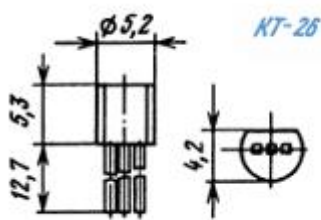
KT-20,



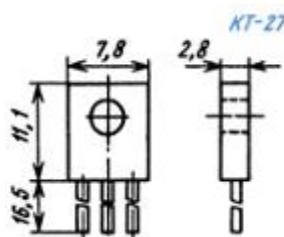
KT-23,



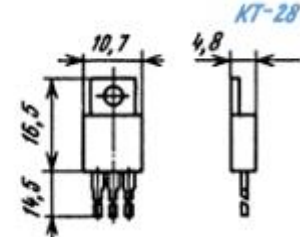
KT-25.



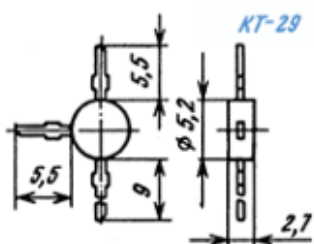
KT-26,



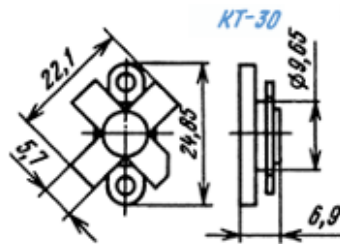
KT-27,



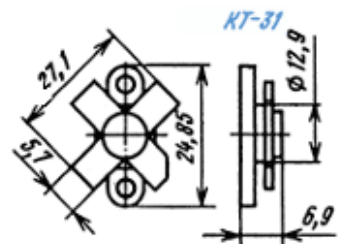
KT-28.



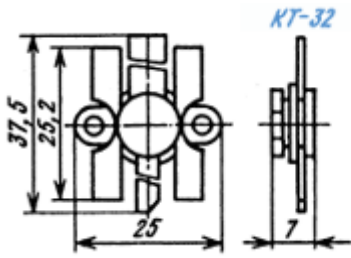
KT-29,



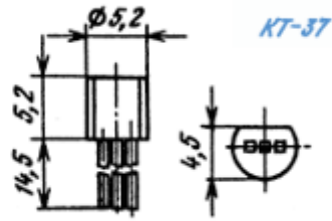
KT-30,



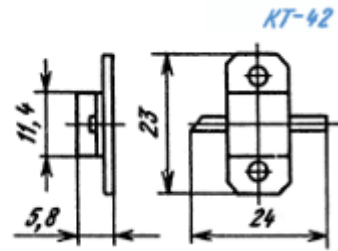
KT-31.



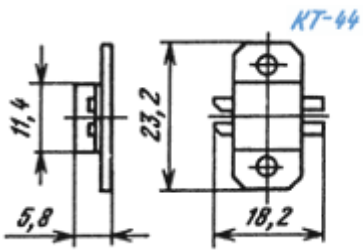
KT-32,



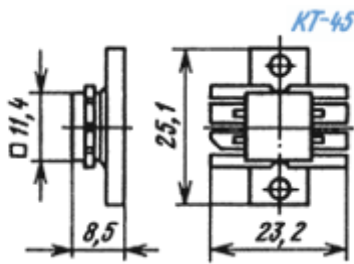
KT-37,



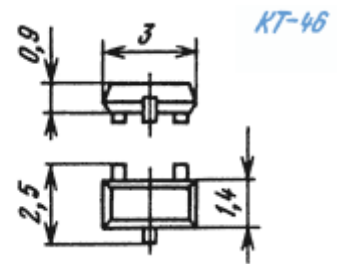
KT-42.



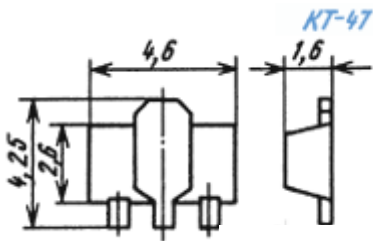
KT-44,



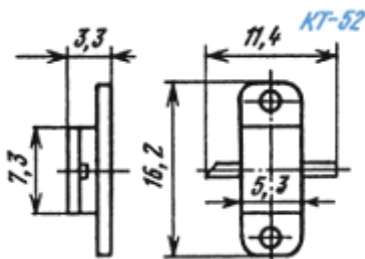
KT-45,



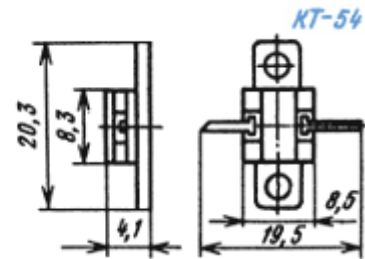
KT-46.



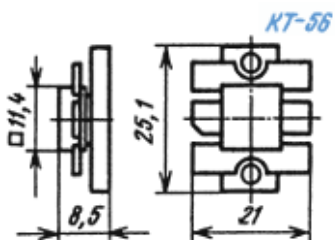
KT-47,



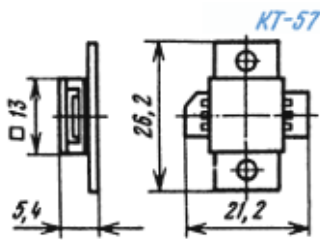
KT-52,



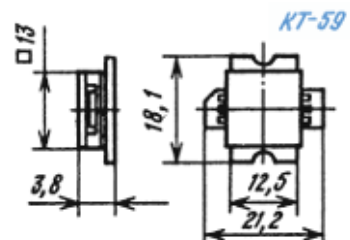
KT-54.



KT-56,

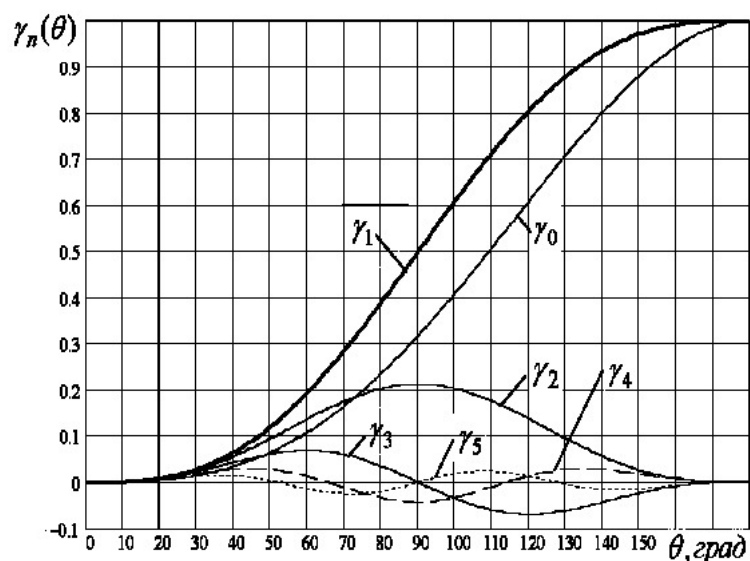


KT-57,



KT-59.

Приложение 3. Функции Берга $\gamma_n(\theta) = (1 - \cos\theta)\alpha_n$



Коэффициенты разложения косинусоидального импульса

угол θ°	$\cos\theta$	$\gamma_0(\theta)$	$\gamma_1(\theta)$	$\alpha_0(\theta)$	$\alpha_1(\theta)$	$\alpha_2(\theta)$
10°	0,985	0,001	0,001	0,036	0,073	0,73
20	0,940	0,005	0,009	0,074	0,146	0,132
30	0,866	0,015	0,029	0,111	0,215	0,172
40	0,766	0,034	0,056	0,147	0,280	0,241
50	0,643	0,065	0,121	0,183	0,339	0,267
60	0,500	0,109	0,196	0,218	0,391	0,276
70	0,342	0,166	0,288	0,253	0,436	0,267
80	0,174	0,236	0,390	0,286	0,472	0,245
90	0,000	0,319	0,500	0,319	0,500	0,212
100	0,174	0,411	0,611	0,350	0,520	0,172
110	0,342	0,509	0,713	0,379	0,531	0,131
120	0,500	0,609	0,805	0,406	0,536	0,092
130	0,643	0,708	0,878	0,431	0,534	0,058
140	0,766	0,801	0,934	0,453	0,528	0,032
150	0,866	0,881	0,970	0,472	0,520	0,014
160	0,940	0,944	0,989	0,487	0,510	0,004
170	0,985	0,985	0,997	0,496	0,502	0,001
180°	1,000	1,000	1,000	0,500	0,500	0,000

Учебное издание

САМОЙЛОВ Александр Георгиевич
САМОЙЛОВ Сергей Александрович

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Учебное пособие к курсовому проектированию

Редактор Е. В. Невская

Технический редактор Т. В. Евстюничева

Корректор Н. В. Пустовойтова

Компьютерная верстка Л. В. Макаровой

Выпускающий редактор А. А. Амирсейидова

Дизайн обложки А. Г. Самойлов

Подписано в печать 12.12.19.

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 11,63. Тираж 50 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.