

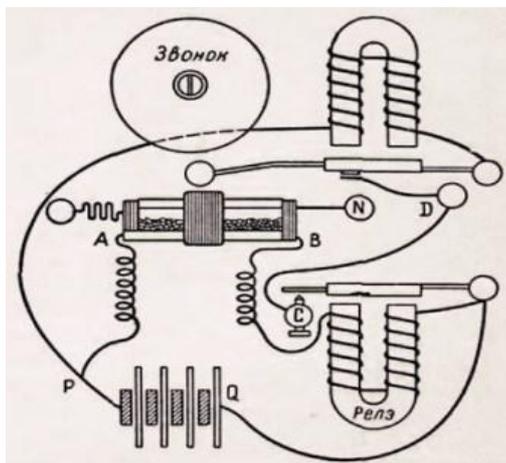
Министерство образования и науки Российской Федерации

ФГБОУ ВПО

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Конспект лекций



Великий Новгород

2013

Министерство образования и науки Российской Федерации
ФГБОУ ВПО
Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Конспект лекций

Великий Новгород

2013

ББК 32.848.3я73

УДК 621.396.61 (075.8)

Рецензент

Доктор технических наук, профессор **Л. А. Рассветалов**

Устройства генерирования и формирования сигналов. Конспект лекций. / Сост. Ф. В. Голик, НовГУ им. Ярослава Мудрого. – Великий Новгород, 2013. – 233 с., ил.

Конспект лекций представляет собой обзор основных тем учебной дисциплины «Устройства генерирования и формирования сигналов».

Содержание лекций отвечает образовательным стандартам и предназначено для подготовки бакалавров по направлению 210400.62 – «Радиотехника» по профилю «Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов».

ББК 32.848.3я73

УДК 621.396.61 (075.8)

© ФГБОУ ВПО НовГУ им. Ярослава Мудрого, 2013

© Голик Ф. В., 2013

ВВЕДЕНИЕ

В дисциплине "Устройства генерирования и формирования сигналов" рассматриваются вопросы теории и техники устройств генерирования, формирования и передачи сигналов.

Изучаются общие принципы построения радиопередатчиков, схемы, электрические режимы каскадов передатчиков на радиолампах и транзисторах, методы их расчетов и способы повышения эффективности.

Излагаются принципы построения радиопередатчиков с амплитудной, угловой, однополосной и импульсной модуляцией. Приводятся примеры структурных схем вещательных и телевизионных.

Дисциплина базируется на знаниях, полученных студентами в результате изучения дисциплины «Математика», «Физика», «Радиоматериалы и радиокомпоненты», «Пакеты математического моделирования», «Электроника», «Основы теории цепей», «Радиотехнические цепи и сигналы», «Электродинамика и распространение радиоволн», «Схемотехника аналоговых электронных устройств»

Настоящий конспект лекций представляет собой краткий обзор вопросов курса «Устройства генерирования и формирования сигналов» в объеме 42 аудиторных часов, предусмотренных учебным планом на лекции.

ЛЕКЦИЯ 1. ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

1.1. МЕСТО И ФУНКЦИИ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Радиопередающими устройствами называются радиотехнические аппараты, служащие для генерирования, усиления по мощности и модуляции высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний, подводимых к антенне и излучаемых в пространство.

Три функции - генерация, усиление и модуляция - объединяются общим понятием: формирование сигнала, под которым понимают колебание, несущее информацию. Такой электромагнитный сигнал, излученный в пространство, называется радиосигналом.

Радиопередатчики служат для передачи информации в рамках определенной радиоэлектронной системы. К их числу относятся системы:

звукового и телевизионного радиовещания;

радиосвязи с помощью наземных средств, в частности сотовая радиосвязь;

глобальные космические радиосвязи;

радионавигации;

радиоуправления и радиотелеметрического контроля разнообразными объектами;

радиолокационные, дальнего и ближнего радиуса действия.

В зависимости от назначения радиоэлектронной системы применяют тот или иной тип радиопередатчика:

ламповый или полупроводниковый,

ВЧ или СВЧ диапазона,

небольшой или повышенной мощности,

работающий в непрерывном или импульсном режиме.

Целью курса является изучение основ теории работы радиопередающих устройств; анализ физических процессов, связанных с генерированием, усилением и модуляцией ВЧ и СВЧ колебаний; изучение принципов расчета и проектирования современных радиопередающих устройств; рассмотрение вопросов применения радиопередатчиков в различных радиоэлектронных системах; изучение методов измерения параметров и характеристик радиопередающих устройств; рассмотрение способов регулировки и испытаний радиопередатчиков.

1.2. ИСТОКИ РАЗВИТИЯ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

У истоков радио стоят два великих человека - английский ученый Джеймс Клерк Максвелл и немецкий ученый Генрих Рудольф Герц.

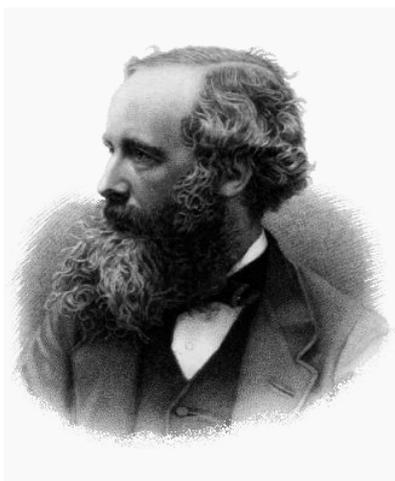


Рис. 1.1 Джеймс Клерк Максвелл.

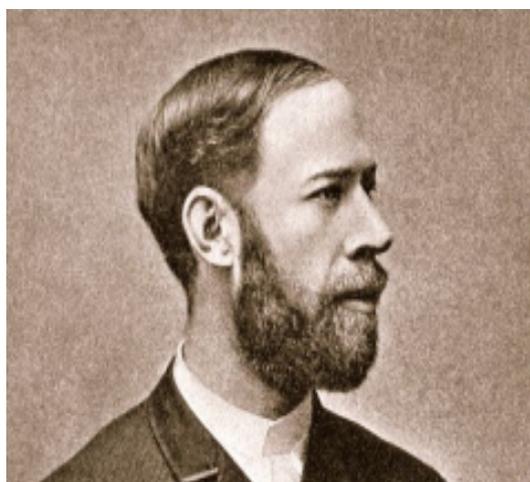


Рис. 1.2 Генрих Рудольф Герц

Джеймс Клерк Максвелл в 24 года становится профессором, а в 29 лет – академиком. Он создал теорию электромагнитных (ЭМ) волн. В 1873 г. опубликовал работу «Трактат по электричеству и магнетизму». Как следствие, из составленных им уравнений следовал вывод о возможности распространения электромагнитных волн в свободном пространстве со скоростью света. Он был глубоко убежден в реальности существования ЭМ волн, но не дожидаясь их экспериментального обнаружения. Спустя 15 лет немецкий ученый Генрих Герц экспериментальным путем доказал справедливость теории Максвелла. Сущность опытов Герца состояла в следующем. К двум латунным стержням с малым зазором между ними подключалась индукционная катушка, создающая высокое напряжение (рис. 1.3).

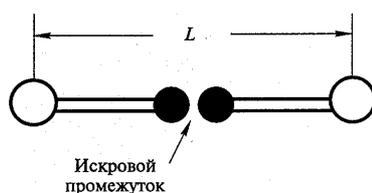


Рис. 1.3. Осциллятор Герца

Когда это напряжение превышало напряжение пробоя, в зазоре проскакивала искра и происходило возбуждение электромагнитных колебаний с длиной волны λ , равной примерно $2L$. Излученные колебания регистрировались на расстоянии в несколько десятков метров, что неопровержимо доказывало распространение электромагнитных волн. Герцем была получена минимальная длина волны $\lambda = 60$ см, или частотой $f = 500$ МГц, при $L = 26$ см.

Принципиальная схема аппарата Герца приведена на рис. 1.4.

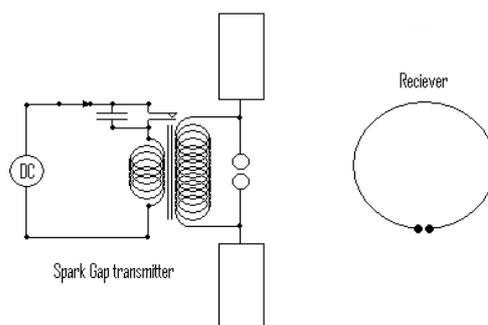


Рис. 1.4 Аппарат Герца

Осциллятор Герца есть открытый колебательный контур, в котором при возбуждении его искровым способом возникают затухающие колебания, излучаемые в пространство. Осциллятор Герца является прототипом современного полуволнового вибратора, используемого в качестве простейшей антенны. От опытов Герца, опубликовавшего результаты своих экспериментальных исследований, отталкивались как русский ученый Александр Степанович Попов (1859 - 1906) и так и итальянский изобретатель Гульельмо Маркони (1874 - 1937).



Рис. 1.5. Александр Степанович Попов.



Рис. 1.6. Гульельмо Маркони

Впервые 7 мая 1895 г. А.С. Попов продемонстрировал на заседании физического отделения Русского физико-химического общества свой чувствительный радиоприемник, названный в начале грозоотметчиком, принимавший колебания, излучаемые видоизмененным осциллятором Герца.

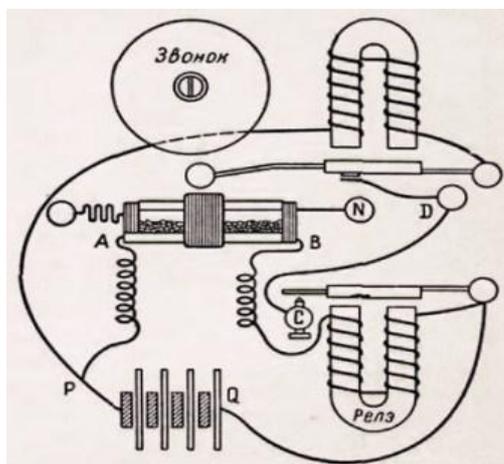


Рис. 1.7 Схема грозоотметчика Попова



Рис. 1.8 Грозоотметчик Попова

Этот день в нашей стране отмечается как День радио. Отчет о знаменательном заседании с описанием доклада и эксперимента Попова был опубликован в журнале общества в августе 1895 г. и январе 1896 г. На заседании того же общества 24 марта 1896 г. А.С. Попов помимо радиоприемника продемонстрировал и созданный им искровой радиопередатчик, передав из одного здания в другое азбукой Морзе первую в мире радиотелеграмму. Текст ее был краток: «ГЕНРИХ ГЕРЦ».

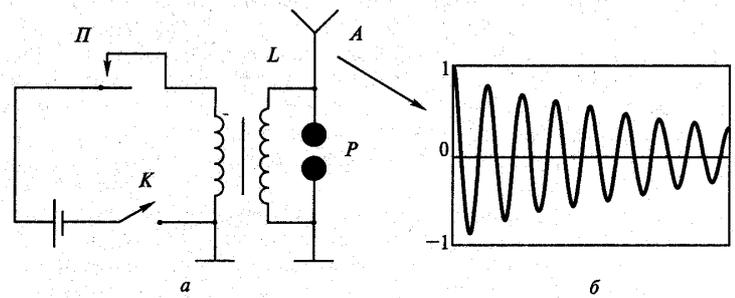


Рис. 1.9 Радиопередатчик Попова

Схема радиопередатчика, приведенная на рис. 1.9, а, включает следующие основные элементы: антенный контур, состоящий из антенны (А) и вторичной обмотки индукционной катушки (L), искровой разрядник (Р), прерыватель (П), ключ (К) и источник постоянного тока. Форма колебаний, излучаемых радиопередатчиком, показана на рис. 1.9, б. Чтобы понять, как происходила генерация высокочастотных колебаний в таком радиопередатчике, рассмотрим его упрощенный вариант, включающий в себя колебательный контур, источник питания и две контактные группы (рис. 1.9, а). Когда контакт 1 замкнут, контакт 2 разомкнут, и наоборот. При замыкании контактов 1 конденсатор емкостью С заряжается до напряжения источника постоянного тока Е.

При размыкание контактов 1 и замыкании 2 в контуре возникает затухающий колебательный процесс, описываемый выражением

$$u(t) = E \cdot e^{-\alpha t} \cos(\omega t) \quad (1.1)$$

где $\omega = 1/\sqrt{LC}$ - частота колебаний; α - коэффициент затухания.

График функции (1.1) приведен на рис. 1.9, б.

В радиопередатчике Попова (см. рис. 1.9, а) роль контактных групп выполнял прерыватель П, создающий при нажатом ключе К импульсы в первичной обмотке индукционной катушки. Высокое напряжение, возникающее при этом во вторичной обмотке, периодически приводило к электрическому пробое разрядника Р, и в антенном контуре возникали затухающие колебания. Таким образом, при нажатом ключе происходило

излучение «пачки» высокочастотных импульсов, каждый из которых имел вид, показанный на рис. 1.9, б.

В 1897 г. при испытаниях на кораблях дальность связи с помощью аппаратов Попова достигла 5 км, а к 1900 г. она возросла до 47 км.

Практически одновременно с А. С. Поповым свой приемопередатчик разработал Г. Маркони.

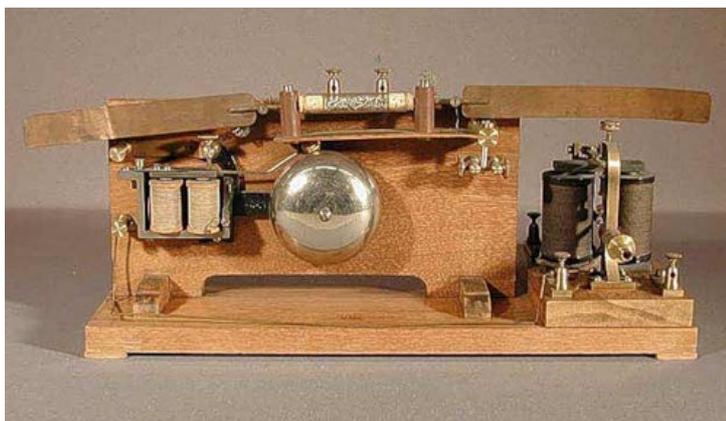


Рис. 1.10 Приемопередатчик Маркони

В 1896 г. Г. Маркони из Италии переселился в Великобританию, где его изобретением заинтересовались Почтовое ведомство и Адмиралтейство. В 1896 г. Маркони подал заявку на изобретение, связанное с передачей импульсов, а в июле 1897 г. получил на него первый английский патент. В том же году он создал крупное акционерное общество «Маркони и К». Маркони в Великобритании зарекомендовал себя не только великим изобретателем, но и крупным предпринимателем, сумевшим быстро и эффективно внедрить в промышленное производство изобретенные им радиотелеграфные аппараты, приносявшие созданной им компании большую прибыль. В 1901 г. с помощью аппаратов Маркони была установлена радиосвязь через Атлантический океан с Америкой, а в 1918 г. - с Австралией. В 1909 г. за изобретение радио Маркони была присуждена Нобелевская премия по физике. За три года до этого события скончался А.С. Попов. Поскольку Нобелевская премия присуждается только при жизни, то кандидатура А.С. Попова не рассматривалась. Внимательно изучая различные источники, можно сделать вывод о том, что первым публично

продемонстрировал и сделал сообщение о своем изобретении радио А.С. Попов. А вот в деле патентования и продвижения в промышленное производство созданных им радиотелеграфных аппаратов преуспел Маркони.

1.3. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ РАЗВИТИЯ ТЕХНИКИ И ТЕОРИИ РПДУ

Условно можно выделить четыре этапа развития РПДУ. Этим этапам соответствует применение в РПДУ новых электронных приборов и освоение все более высоких по частоте диапазонов.

Первый этап (1896 - 1920) включает в себя создание искровых радиопередатчиков, использующих машинные генераторы высокой частоты. Мощность последних достигала нескольких киловатт, а частота - 20 кГц. Помимо А.С. Попова среди русских ученых, внесших наиболее весомый вклад в развитие этого направления, следует назвать В.П. Вологодина и М.В. Шулейкина.

Второй этап (с 1920 г. по настоящее время) связан с изобретением электровакуумных приборов - триода, тетрода и пентода. В России первый электровакуумный прибор, пригодный для генерации и усиления ВЧ колебаний, был разработан в Нижнем Новгороде под руководством М.А. Бонч-Бруевича. Ламповые радиопередатчики, мощность которых непрерывно наращивалась, достигнув нескольких сотен киловатт, полностью вытеснили искровые. Так, в Москве под руководством А.Л. Минца в 1929 г. была построена радиовещательная станция в диапазоне длинных волн мощностью 100 кВт, в 1933 г. - 500 кВт, в 1943 г. - 1200 кВт. В этот же период важный вклад в развитие теории радиопередающих устройств внес А.И. Берг, издавший книгу «Теория и расчет ламповых генераторов» (1932). В настоящее время электровакуумные приборы применяются в основном только в радиовещательных радиопередатчиках мощностью более нескольких киловатт.

Третий этап (с 1938 г. по настоящее время) связан с телевидением и радиолокацией, развитие которых требовало освоения все более высоких частот. Появилась необходимость в разработке принципиально новых приборов, работающих в СВЧ диапазоне. Разработаны приборы -

магнетроны, клистроны, лампы бегущей волны, в которых электронный поток взаимодействует с электромагнитной системой распределенного типа. Мощность этих приборов достигает нескольких киловатт в непрерывном режиме и мегаватт - в импульсном. Среди российских ученых стояли создатели новых типов СВЧ электронных приборов: Н.Ф. Алексеев, Д.Е. Маляров, В.Ф. Коваленко и др. В настоящее время СВЧ электровакуумные приборы применяются в основном только в СВЧ радиопередатчиках повышенной мощности.

Четвертый этап (с 1960 г. по настоящее время) связан с созданием мощных ВЧ и СВЧ транзисторов. Первый транзистор, за который американским ученым Шокли, Бардину и Брайтену в 1956 г. присудили Нобелевскую премию по физике, был сделан в 1950 г. Однако первые транзисторы имели ограничения, как по частоте, так и по мощности. Только с созданием многоэмиттерных полупроводниковых структур оба ограничения были преодолены и появилась возможность изготавливать мощные ВЧ и СВЧ транзисторы, а на их основе и полупроводниковые радиопередатчики мощностью в несколько десятков и даже сотен ватт, в том числе и в СВЧ диапазоне. В настоящее время полупроводниковые (точнее, транзисторные) радиопередатчики занимают доминирующее положение. Они имеют преимущества по сравнению с ламповыми по таким параметрам, как долговечность, надежность, пониженное напряжение питания, масса, габаритные размеры, технологичность изготовления.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В чем заключались опыты Г. Герца?
2. Как был устроен первый радиопередатчик А.С. Попова?
3. Назовите четыре этапа в развитии радиопередатчиков.
4. Какие радиопередатчики применяются в настоящее время?
5. В чем состоят преимущества транзисторных радиопередатчиков перед ламповыми?

ЛЕКЦИЯ 2. КЛАССИФИКАЦИЯ, КАСКАДЫ, СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ПАРАМЕТРЫ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

2.1 Классификация РПДУ

РПДУ классифицируют по назначению, объекту использования, диапазону частот, мощности и виду излучения.

Назначение РПДУ определяется радиотехнической системой, в которой оно используется, и связано с видом передаваемой информации. Различают: радиосвязные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радиотелеметрические, радионавигационные и другие.

Объект использования определяется местом установки РПДУ: наземные стационарные, самолетные, спутниковые, корабельные, носимые, мобильные, т.е. устанавливаемые на автомобилях, железнодорожном транспорте и иных наземных передвижных объектах.

По *диапазону частот* РПДУ разделяют на: сверхдлинноволновые, длинноволновые, средневолновые, коротковолновые, ультракоротковолновые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые. Передатчики пяти первых диапазонов объединяются общим названием - высокочастотные, трех последних - сверхвысокочастотные. Границей между РПДУ ВЧ и СВЧ диапазонов является частота 300 МГц. При частоте менее 300 МГц передатчик относится к ВЧ диапазону, выше - к СВЧ диапазону.

По *мощности* ВЧ сигнала, подводимого к антенне, РПДУ различают: малой - до 10 Вт, средней - 10 ... 500 Вт, большой- 500 Вт... 10 кВт, сверхбольшой - выше 10 кВт.

По *виду излучения* передатчики разделяют на работающие в непрерывном и импульсном режимах.

Для характеристики типа радиопередатчика следует указать, к какому виду он относится в каждом из пяти названных классификационных признаков.

Таблица 2.1

Классификация диапазонов частот и их применение

Наименование диапазона	Длина волны	Частота	Назначение системы и радиопередатчика
Мириаметровые (сверхдлинные волны)	100... 10 км	3 ... 30 кГц	Дальняя радионавигация
Километровые (длинные волны)	100...1 км	30...300 кГц	Радиовещание
Гектометровые (средние волны)	1000...100 м	0,3...3 МГц	Радиовещание
Декаметровые (короткие волны)	100...10 м	3...30 МГц	Радиовещание Мобильная радиосвязь Любительская радиосвязь (диапазон 27 МГц)
Метровые (ультракороткие волны)	10...1 м	30...30 МГц	УКВ ЧМ вещание Телевизионное вещание Мобильная радиосвязь Самолетная радиосвязь
Дециметровые (L, S диапазоны)	1...0,1 м	0,3...3 ГГц	Телевизионное вещание Космическая радиосвязь и радионавигация Сотовая радиосвязь Радиолокация
Сантиметровые (C, X, K диапазоны)	10...1 см	3...30 ГГц	Космическая радиосвязь Радиолокация Радионавигация Радиоастрономия
Миллиметровые	10...1 мм	30...300 ГГц	Космическая радиосвязь

		ГГц	Радиолокация Радиоастрономия
--	--	-----	------------------------------

2.2. КАСКАДЫ И БЛОКИ РПДУ

Радиопередатчик представляет собой сборку из отдельных каскадов и блоков.

Каскады:

- автогенератор, или генератор с самовозбуждением, - источник ВЧ или СВЧ колебаний;
- генератор с внешним или независимым возбуждением - усилитель ВЧ или СВЧ сигнала по мощности.
- умножитель частоты, служащий для умножения частоты колебаний;
- преобразователь частоты, предназначенный для смещения частоты колебаний на требуемую величину;
- делитель частоты, служащий для деления частоты колебаний;
- частотный модулятор, осуществляющий частотную модуляцию;
- фазовый модулятор, осуществляющий фазовую модуляцию;
- фильтры, служащие для пропускания сигнала только в определенной полосе частот;
- сумматор (делитель) мощностей сигналов, в котором происходит суммирование мощностей однотипных сигналов или деление сигнала по мощности в требуемое число раз;
- мостовое устройство - разновидность сумматора при сложении мощностей двух сигналов или делении в два раза мощности сигнала;
- направленный ответвитель, служащий для отбора части мощности сигнала из основного канала его распространения;
- согласующее устройство, предназначенное для согласования выходного сопротивления радиопередатчика с входным сопротивлением антенны;
- аттенюатор, служащий для регулирования мощности сигнала;

- фазовращатель, необходимый для управления фазой сигнала;
- ферритовые однонаправленные устройства (циркуляторы и вентили), служащие для пропускания сигнала только в одном направлении;
- балластные сопротивления, в которых происходит рассеивание мощности.

Блоки, составляемые из каскадов:

- блок усиления ВЧ или СВЧ сигнала по мощности, выполняемый из последовательно включенных генераторов с внешним возбуждением;
- блок умножителей частоты, применяемый в случае большого коэффициента умножения;
- синтезатор частот, предназначенный для образования дискретного множества частот;
- возбудитель, включающий в свой состав синтезатор частот и частотный или фазовый модулятор;
- амплитудный модулятор, служащий для осуществления амплитудной модуляции;
- импульсный модулятор, предназначенный для осуществления импульсной модуляции;
- антенно-фидерное устройство, соединяющее выход радиопередатчика с антенной и включающее фильтр, направленный ответвитель, ферритовое однонаправленное и согласующее устройства;
- блоки автоматического регулирования, служащие для стабилизации или управления параметрами радиопередатчика.

2.3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РПДУ

Обобщенная структурная схема РПДУ представлена на рис. 2.1. **Возбудитель** служит для формирования сетки рабочих частот. При небольшом числе рабочих частот возбудитель строится по принципу «кварц - волна», что означает: каждой из частот соответствует свой кварцевый

резонатор, подключаемый к схеме автогенератора с помощью электронного коммутатора.

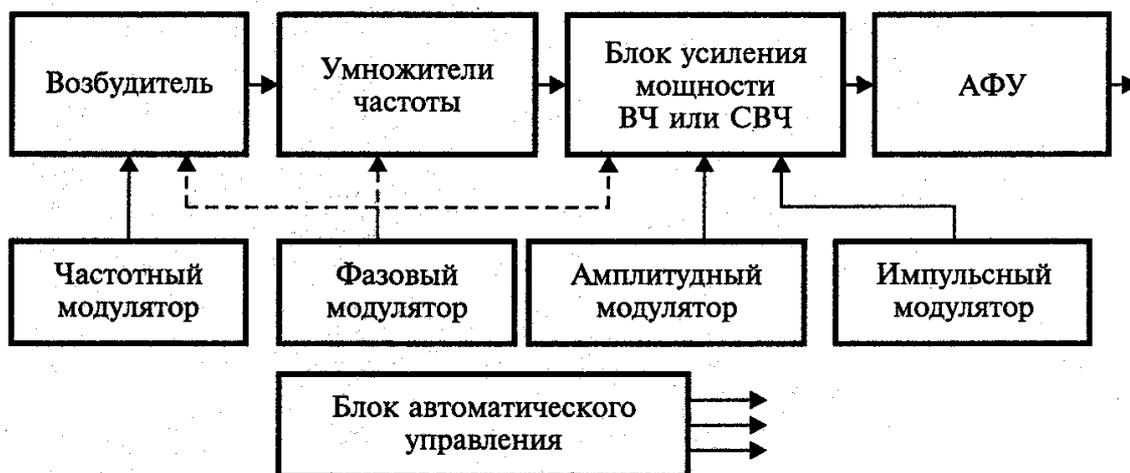


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема РПДУ

При большом числе частот возбудитель представляет собой цифровой синтезатор частот.

Частота кварцевых автогенераторов обычно не превышает 100 МГц. Поэтому при рабочей частоте передатчика больше этого значения в устройство включаются *умножители частоты*, повышающие частоту сигнала в необходимое число раз.

Получение требуемой выходной мощности радиопередатчика осуществляется с помощью *блока усиления мощности* ВЧ или СВЧ генераторов с внешним возбуждением. При выходной мощности передатчика, превышающей мощность одного прибора, в выходном каскаде происходит *суммирование мощностей* генераторов. Между выходным каскадом радиопередатчика и антенной включается *антенно-фидерное устройство* (АФУ). В состав АФУ входят: фильтр для подавления побочных излучений радиопередатчика, датчики падающей и отраженной волны и согласующее устройство.

Частотная модуляция осуществляется в возбудителе радиопередатчика, *фазовая* - в возбудителе или умножителях частоты и усилителях, *амплитудная и импульсная* - в ВЧ усилителях.

Блок автоматического управления обеспечивает стабилизацию параметров радиопередатчика (мощности и температурного режима), защиту при нарушении нормальных условий эксплуатации (например, при обрыве антенны) и управление (включение-выключение, перестройка по частоте).

На рис. 2.2 приведены типовые схемы передатчиков.

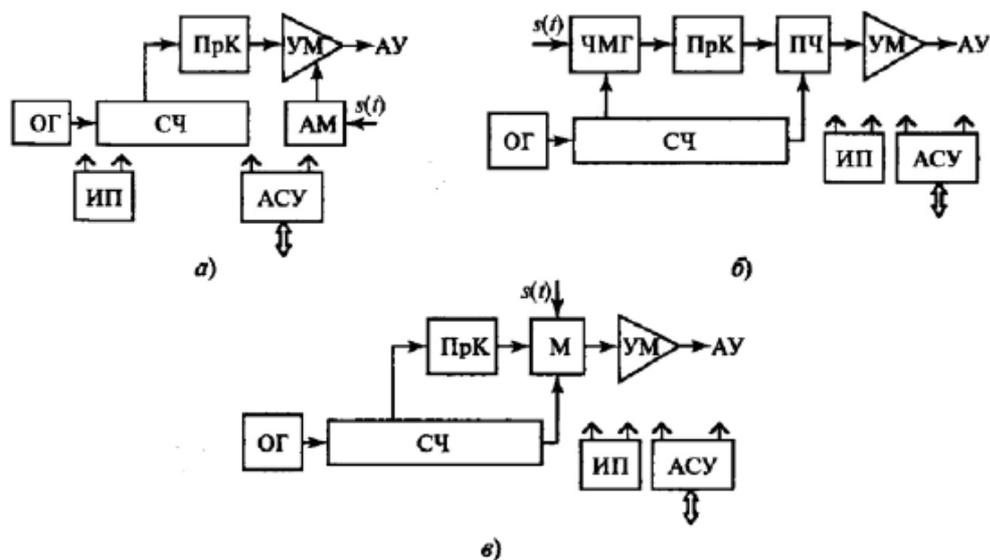


Рис. 2.2 Типовые структурные схемы передатчиков с амплитудной (а), частотной (б) и фазовой (в) модуляцией: ОГ – опорный генератор; СЧ – синтезатор частот; ПрК – промежуточные каскады; УМ – усилитель мощности; АМ – амплитудный модулятор; М – фазовый модулятор; ПЧ – преобразователь частоты; ИП – источник питания; АСУ – автоматическая система управления; АУ – антенное устройство; ЧМГ – частотно-модулируемый генератор

2.4. ПАРАМЕТРЫ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

К основным параметрам радиопередатчика, характеризующим его технические показатели, относятся:

- **диапазон частот** несущих колебаний $f_1 \dots f_N$;
- число частот N внутри этого диапазона;
- шаг сетки рабочих частот $\Delta f_{ш}$ в заданном диапазоне, определяемый

по формуле

$$\Delta f_{ин} = (f_N - f_1)/(N - 1), N \geq 2, \quad (2.1)$$

- **нестабильность частоты** несущих колебаний. Различают абсолютную и относительную нестабильность частоты, долговременную и кратковременную.

- **выходная мощность** несущих колебаний P_A - активная мощность, поступающая из радиопередатчика в антенну;

суммарная **мощность, потребляемая** радиопередатчиком от источника или блока питания по всем цепям, $P_{0\text{общ}}$

коэффициент полезного действия, или промышленный КПД, определяемый как отношение выходной мощности радиопередатчика к потребляемой: $\eta = P_A/P_{0\text{общ}}$.

Кроме того, к параметрам передатчиков относятся **вид модуляции** и определяющие его показатели. При амплитудной модуляции таким параметром является коэффициент модуляции $m \leq 1$, при частотной - девиация частоты $\Delta f_{\text{дев}}$, при фазовой - девиация фазы $\Delta \varphi_{\text{дев}}$ при импульсной - длительность импульса τ и период их повторения T .

Параметры передаваемого сообщения. Таким сообщением может быть речевая, факсимильная, телевизионная, телеметрическая и другая информация. Сообщение может передаваться в форме **аналогового** или **цифрового** сигнала. При аналоговом сообщении основным характеризующим его параметром является **полоса частот спектра сигнала**, при цифровом — **число бит в секунду**.

Параметры, характеризующие допустимые **искажения** передаваемого сообщения. В результате процесса модуляции, исходное сообщение, претерпевает искажения. В зависимости от типа передаваемого сообщения устанавливается вид и норма на эти искажения.

При передаче сообщения в виде синусоидального сигнала таким параметром является **коэффициент нелинейных искажений**, определяющий появление в исходном сигнале высших гармоник. При

передаче импульсных сигналов искажения можно характеризовать по изменению *формы сигнала* и допустимой *длительности фронта*.

Побочные излучения радиопередатчика. В идеальном случае радиопередатчик должен излучать только сигнал на частоте несущей, и его спектр должен укладываться в выделенную полосу частот (рис. 2.3, а). Однако из-за нелинейного характера процессов, протекающих в каскадах радиопередатчика, в спектре излучаемого им сигнала появляются побочные составляющие (рис. 2.3, б). Побочные излучения, лежащие за пределами, но вблизи выделенной полосы частот, называются *внеполосными*. Кроме них радиопередатчик может излучать *гармоники* - сигналы с частотой $2f_0$, $3f_0$ и т. д., а также *субгармоники* - сигналы с более низкой частотой f_0/n . Кроме того, возможно излучение так называемых «*паразитных*» колебаний, причиной возникновения которых является самовозбуждение в усилительных каскадах радиопередатчика.

Полностью исключить побочные излучения нельзя, особенно в мощных радиопередатчиках, поэтому устанавливается норма на их значение или в абсолютных единицах (т.е. указывается, что мощность такого то побочного излучения не должна превышать N МВт), или в относительных единицах к мощности основного, полезного излучения. Обычно эта норма составляет не менее -60 дБ, т.е. по мощности побочное колебание должно быть меньше мощности основного не менее чем в 10^6 раз.

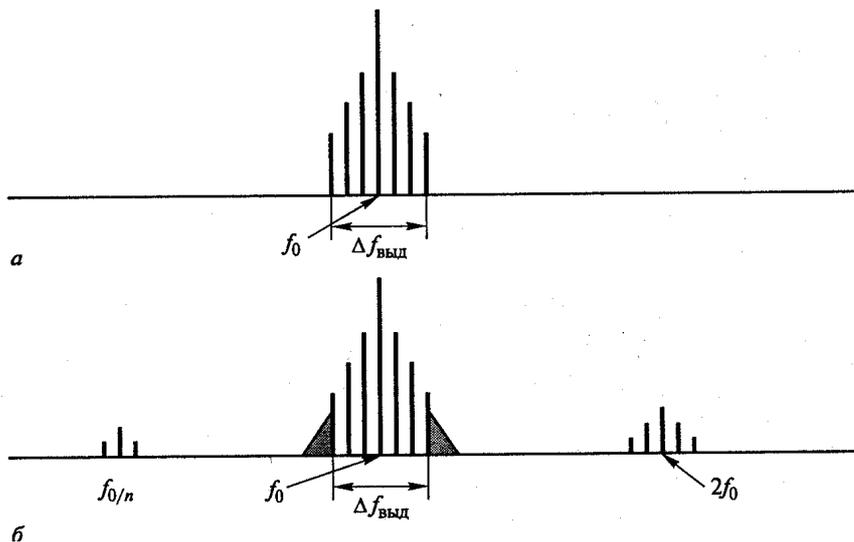


Рис. 2.3. Амплитудный спектр излучаемого радиопередатчиком сигнала
 f_0 - несущая частота; $\Delta f_{\text{выд}}$ - выделенная полоса частот для данного канала;
 $f_{0/n}$ - субгармоники; $2f_0$ - вторая гармоника частоты несущей

Кроме перечисленных параметров и нормативных показателей важными являются показатели, связанные с **управлением радиопередатчика**: время установления в нем нормального режима работы после включения, время перехода с одной частоты несущей на другую, режим полной или частичной мощности излучения и другие требования. Нормы на **надежность** и **долговечность**, **массу** и **габаритные размеры** радиопередатчика устанавливаются в соответствии с общими нормами для радиотехнической аппаратуры. В радиопередатчиках повышенной мощности устанавливаются специальные нормы, диктуемые техникой безопасности.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В чем состоит назначение радиопередатчика?
2. Назовите радиотехнические системы, в которых применяются радиопередатчики.
3. На какие диапазоны делятся волны в радиотехнике?
4. Где проходит граница между высокими и сверхвысокими частотами?
5. Как радиопередатчики подразделяются по мощности?
6. На каких объектах используются радиопередатчики?
7. Назовите каскады, из которых состоит радиопередатчик.
8. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика с амплитудной модуляцией.
9. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика с частотной модуляцией.
10. Нарисуйте структурную схему радиопередатчика с импульсной модуляцией.
11. Зачем необходимо антенно-фидерное устройство?
12. Перечислите основные параметры радиопередатчика.

13. Что означает выделенная полоса частот? Можно ли выходить за ее пределы?

14. Какие побочные колебания может излучать радиопередатчик?

ЛЕКЦИЯ 3. ПРИНЦИПЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ И УСИЛЕНИЯ ВЧ И СВЧ КОЛЕБАНИЙ

3.1. ФИЗИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМ РАБОТЫ ВЧ И СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

Генераторы ВЧ и СВЧ предназначены для преобразования энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ или СВЧ колебаний. Генераторы подразделяются на два типа:

- автогенераторы (АГ), работающие в режиме самовозбуждения или автоколебаний, частота которых определяется параметрами самого устройства;

- генераторы с внешним возбуждением (ГВВ), работающие в режиме усиления входного сигнала по мощности или умножения его частоты (рис. 3.1).

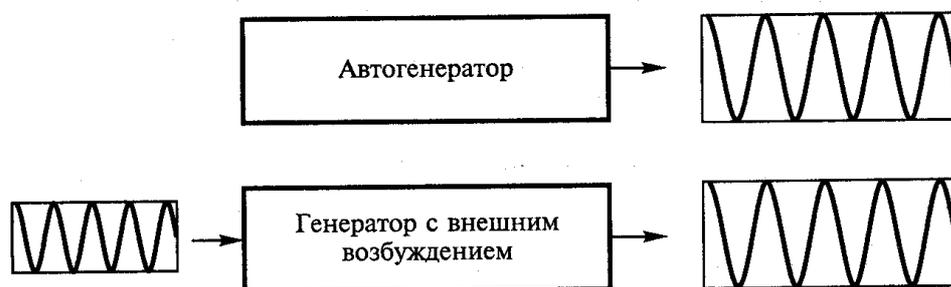


Рис. 3.1. Символическое представление типов генераторов

Независимо от типов генераторов в них используются одни и те же типы электронных приборов. Физические принципы их работы можно рассматривать в рамках общей теории.

В предыдущих лекциях мы говорили, что в радиопередающих устройствах используются электровакуумные, полупроводниковые приборы и СВЧ устройства. В основе работы всех типов электронных приборов лежит общий физический принцип: взаимодействие потока движущихся носителей заряда с электромагнитным полем. Различие состоит в разном характере

этого взаимодействия и в способах управления потоком носителей заряда.

Основные электронные приборы, используемые в генераторах:

электровакуумные приборы (триоды, тетроды и др.);

полупроводниковые приборы (транзисторы биполярные и полевые, диоды (туннельные, диоды Ганна и лавинно-пролетные));

клистроны;

лампы бегущей волны;

приборы магнетронного типа.

Работу различных типов электронных приборов объединяет физический принцип взаимодействия потока носителей заряда с электромагнитным полем.

3.2. ГЕНЕРАТОР НА ЭЛЕКТРОВАКУУМНОМ ПРИБОРЕ

Принцип устройства генератора с триодом приведен на рис. 3.2. Поток носителей зарядов (электронов) движется в приборе от катода к аноду, проходя сквозь управляющую сетку.

Управление этим потоком - электростатическое, с помощью сигнала, приложенного к сетке. Ток прибора возбуждает электромагнитное поле в колебательном контуре, включенном в анодную цепь триода. В генераторе следует выполнить соотношение $\Delta = \omega T_{np} < 1$, где ω - частота сигнала, T_{np} - время пролета электронов.

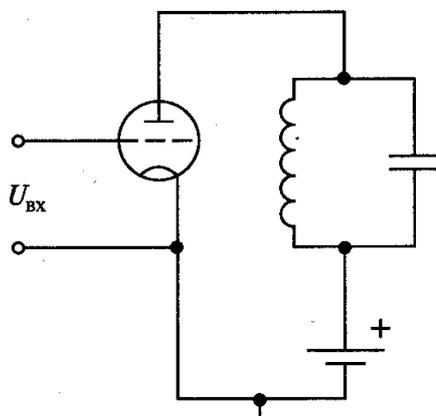


Рис. 3.2. Схема генератора на электровакуумном

3.3. ГЕНЕРАТОР НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

В биполярном транзисторе, состоящем из двух р-п-переходов, происходит перенос, как основных носителей заряда, так и неосновных. Управление током прибора осуществляется за счет заряда неосновных носителей заряда (в транзисторе типа п-р-п ими являются электроны), накапливаемых в области базы. С помощью входного сигнала, приложенного между базой и эмиттером, происходит управление этим процессом. Затем под действием постоянного напряжения носители из области базы переносятся к коллектору, возбуждая электромагнитное поле в колебательном контуре, включенном в коллекторную цепь транзистора. В транзисторном генераторе следует выполнить соотношение: $\Delta = \omega T_{np} < 1$, где ω - частота сигнала T_{np} - время переноса носителей заряда из области базы к коллектору.

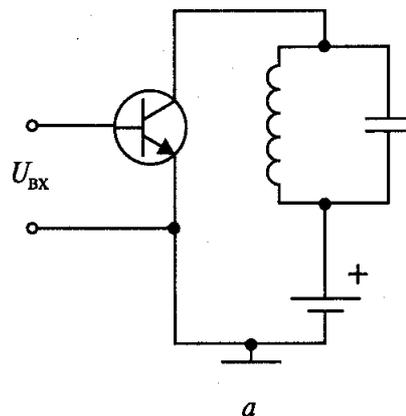


Рис. 3.3. Схема генератора на биполярном транзисторе

3.4. ГЕНЕРАТОР НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

В полевом транзисторе происходит перенос только основных носителей заряда (обычно ими являются электроны) - от истока к стоку. Управление током в приборе осуществляется за счет воздействия электрического поля на поток основных носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале.. Как и в предыдущем случае, в генераторе с

полевым транзистором следует выполнить условие: $\Delta = \omega T_{np} < 1$, где ω - частота сигнала; T_{np} - время переноса носителей заряда от истока к стоку.

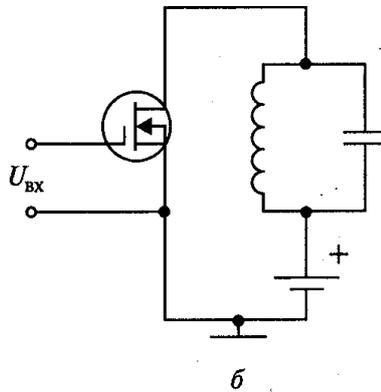


Рис. 3.4. Схема генератора на полевом транзисторе

3.5. ГЕНЕРАТОР НА ДИОДЕ

Среди полупроводниковых диодов, используемых в схемах ВЧ и СВЧ генераторов можно выделить: туннельный диод; диод Ганна и лавинно-пролетный диод. Эквивалентные модели этих приборов можно представить в виде нелинейной реактивной и отрицательной активной проводимости. Благодаря последней, при подключении такого прибора к резонатору, возможна генерация или усиление СВЧ колебаний с частотой, определяемой из соотношения $\Delta = \omega T_{np} = \pi$, где T_{np} - время пролета носителей заряда - электронов или дырок - в пролетной части полупроводниковой структуры.

3.6. КЛИСТРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

Клистрон используется в СВЧ диапазоне в качестве усилителя мощности и автогенератора (отражательный клистрон). В усилительном клистроне имеется два резонатора - входной, к которому подводится сигнал возбуждения, и выходной, с которого снимается сигнал, усиленный по мощности. Носители заряда - электроны - движутся в приборе от катода к коллектору, к которому приложено постоянное напряжение. Проходя сквозь зазор входного резонатора, поток электронов модулируется по скорости.

Затем в пространстве дрейфа прибора, расположенном между резонаторами, происходит преобразование одного вида модуляции потока по скорости в другой - по плотности. Усиленный по мощности поток электронов, проходя сквозь зазор выходного резонатора, возбуждает в нем электромагнитное поле. В клистронном генераторе взаимодействие потока с полем, происходящее в зазоре резонатора, носит кратковременный характер, но время пролета носителей от катода к коллектору T_{np} , относительно велико. Поэтому значение параметра $\Delta = \omega T_{np} \gg 1$.

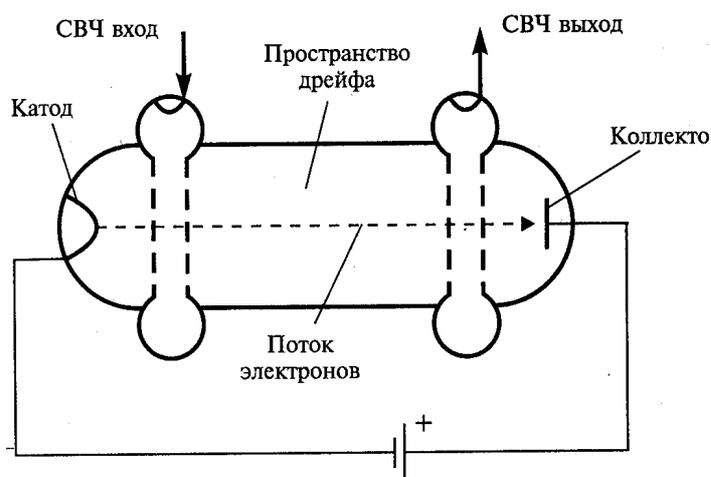


Рис. 3.5. Клистронный усилитель мощности

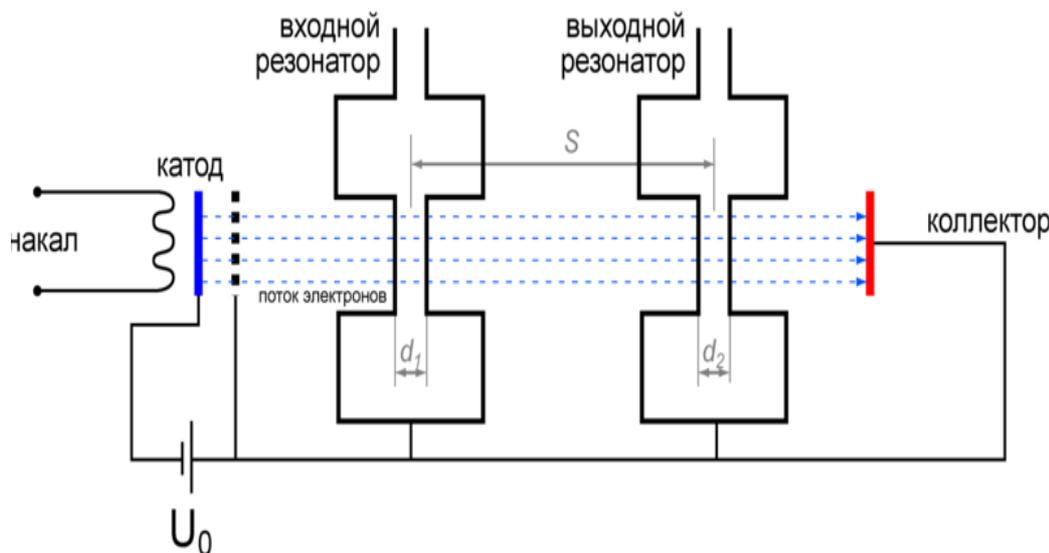


Рис. 3.6 Устройство пролетного клистрона

Помимо двухрезонаторного выпускаются многорезонаторные клистронные генераторы, имеющие большой коэффициент усиления по мощности.

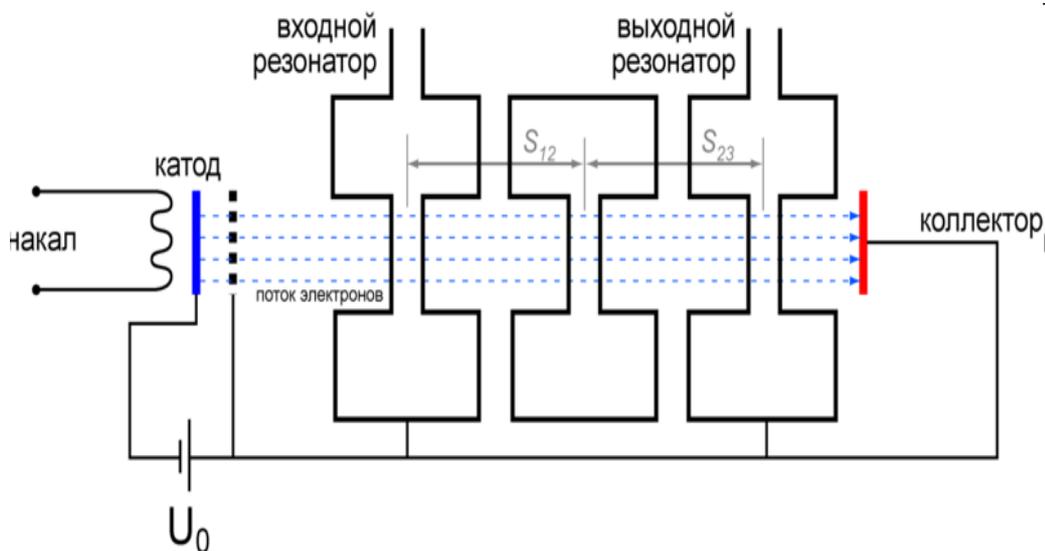


Рис. 3.7 Устройство многорезонаторного пролетного клистрона



Рис. 3.8 Клистрон в Космическом исследовательском центре в Канберре

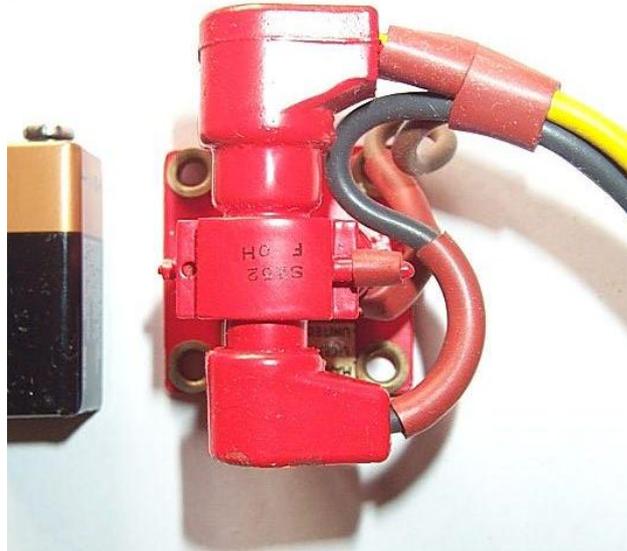


Рис. 3.9 Клистрон малой мощности

3.7. ГЕНЕРАТОР НА ЛАМПЕ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

В лампе бегущей волны (ЛБВ) электромагнитная волна со скоростью света движется вокруг специальной спирали - замедляющей структуры, возбуждаемой СВЧ сигналом. Внутри спирали от катода к коллектору движется поток носителей заряда - электронов - со скоростью $U_э$. Фазовая скорость $U_ф$ электромагнитной волны, вектор которой направлен вдоль спирали, на порядок меньше скорости света.

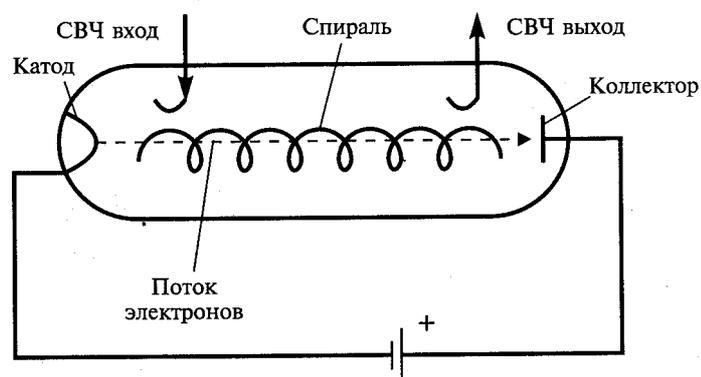


Рис. 3.6. Генератор на лампе бегущей волны

При этом добиваются примерного равенства $U_э = U_ф$, благодаря чему происходит взаимодействие потока электронов с электромагнитной волной,

движущейся в прямом направлении, которая увеличивает свою энергию по мере распространения. Увеличенный по мощности СВЧ сигнал снимается с противоположного от входа конца спирали.

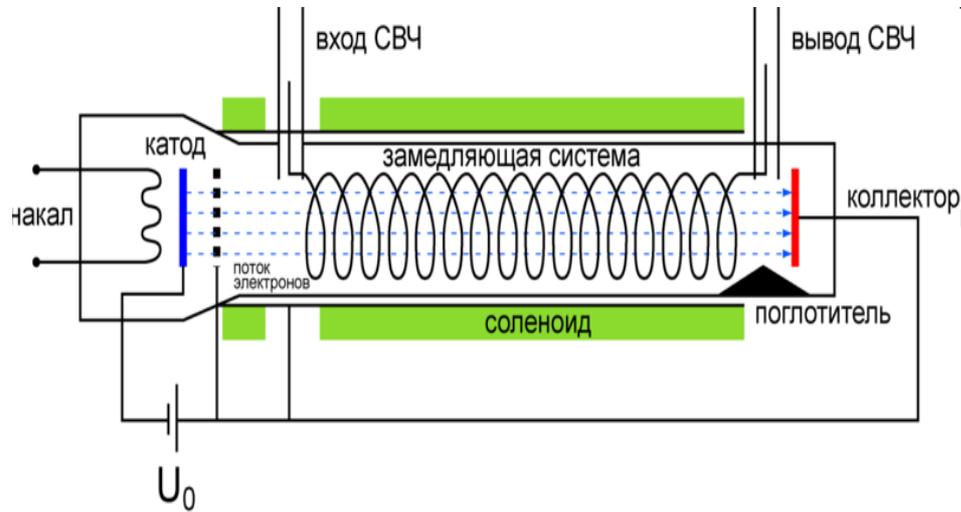


Рис. 3.7 Устройство ЛБВ типа О Для устранения самовозбуждения вводится поглотитель

Существует несколько разновидностей ЛБВ, в том числе и такие, в которых взаимодействие потока электронов происходит не с прямой, а с обратной электромагнитной волной. Подобные приборы называются лампами с обратной волной (ЛОВ). В ЛБВ и ЛОВ имеет место длительное, непрерывное взаимодействие потока с полем и относительно большое время пролета носителей T_{np} от катода к коллектору. Поэтому у этих приборов, как

и у клистрона, значение параметра $\Delta = \omega T_{np} \gg 1$.

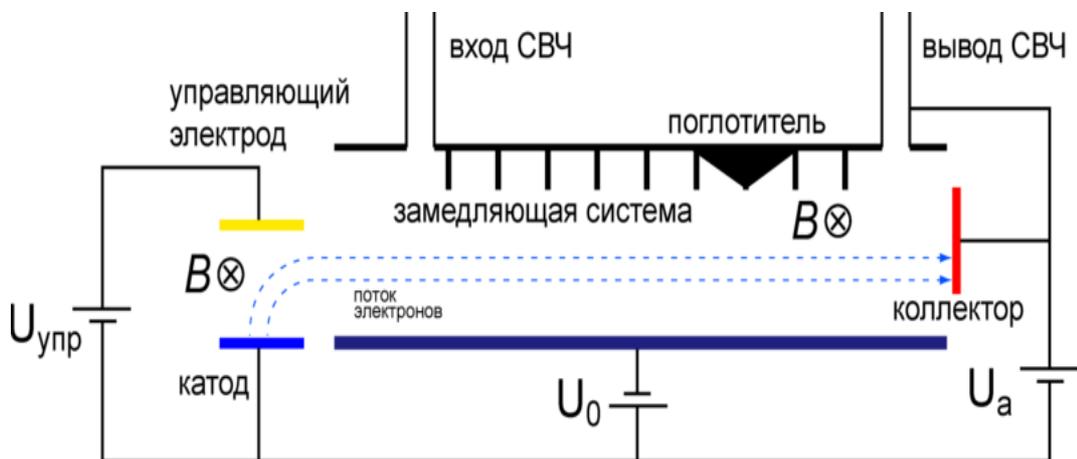


Рис. 3.8 Схема ЛБВ типа М с инжектированным потоком

3.8. ВРЕМЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

В основе работы всех типов электронных приборов лежит общий физический принцип: взаимодействие потока движущихся носителей заряда с электромагнитным полем. Как и раньше, обозначим время этого взаимодействия через T_{np} . Так, в биполярном транзисторе под T_{np} следует понимать время переноса неосновных носителей заряда от эмиттера к коллектору, в полевом транзисторе - время переноса основных носителей заряда от истока к стоку, в электровакуумных лампах - время движения электронов от катода к аноду, в СВЧ лампах бегущей волны - время движения электронов вдоль спирали от катода к коллектору и т.д.

В зависимости от обобщенного параметра $\Delta = \omega T_{np}$, где ω - частота сигнала, электронные генераторные приборы можно разделить на три основные группы: 1) $\Delta < 1$; 2) $\Delta = \pi$; 3) $\Delta \gg 1$.

ВЧ генераторные приборы - электровакуумные приборы и транзисторы - относятся к первой группе; СВЧ полупроводниковые генераторные диоды - лавинно-пролетные и Ганна - ко второй, СВЧ электровакуумные приборы - к третьей. В приборах первой группы при нарушении соотношения $\Delta < 1$, т.е. при частоте $\omega > (1/T_{np})$, резко уменьшается их выходная мощность, коэффициент усиления и КПД. Этот недостаток преодолен в приборах третьей группы. Благодаря увеличению T_{np} , т.е. длительному взаимодействию потока с полем, мощность СВЧ электровакуумных приборов существенно превышает мощность СВЧ полупроводниковых генераторов.

На этом принципе построен магнетронный генератор. Процессы, происходящие в приборе, обусловлены взаимодействием потока электронов с магнитным полем.

Магнетрон это двухэлектродная электронная лампа, которая генерирует СВЧ-излучение за счет движения электронов под действием взаимно перпендикулярных электрического и магнитного полей.

Применяется в качестве генераторной лампы радио- и радиолокационных передатчиков СВЧ-диапазона.

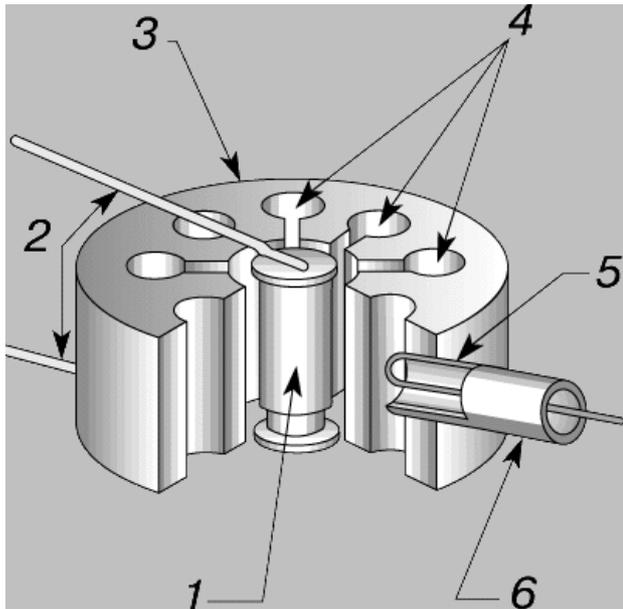


Рис. 3.9 Конструкция магнетрона: 1 – катод; 2 – токоподводы нагревателя; 3 – анодный блок; 4 – объемные резонаторы; 5 – выходная петля связи; 6 – коаксиальный кабель.

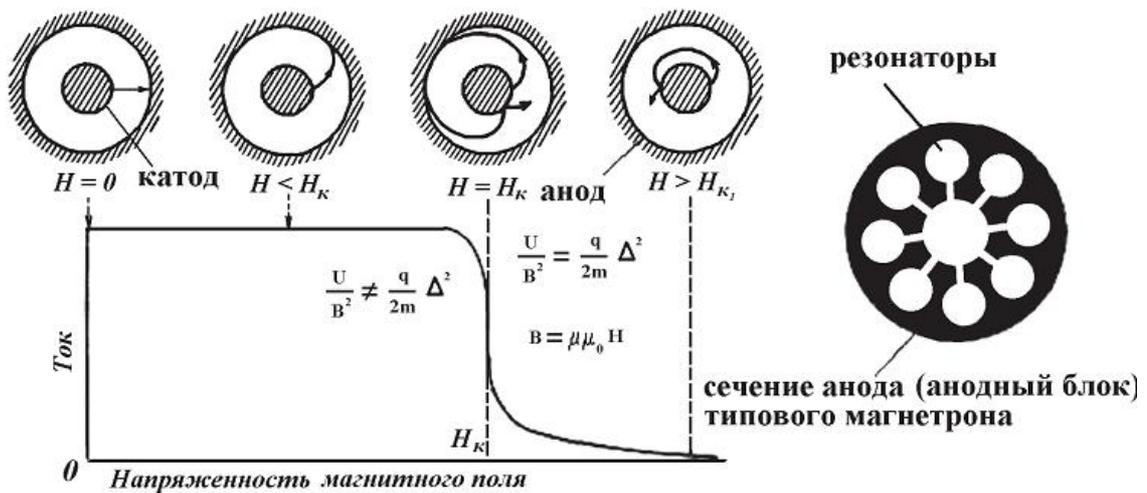


Рис.3.10 Движение электронов в промежутке катод - анод под действием электрического и магнитного полей

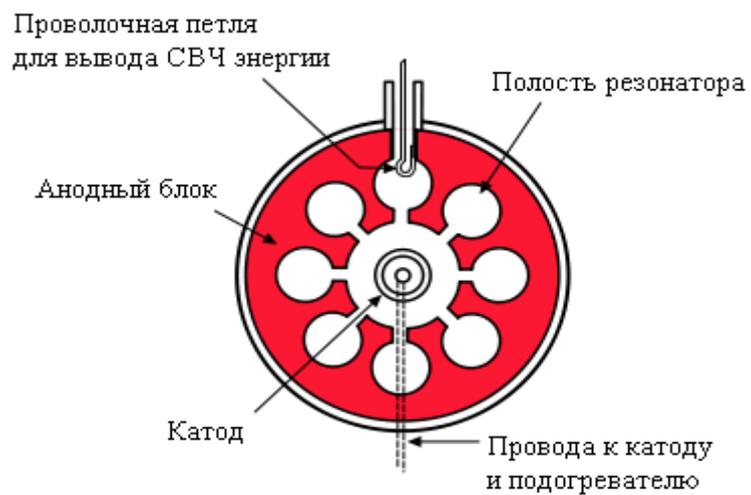


Рис. 3.11 Сечение магнетрона

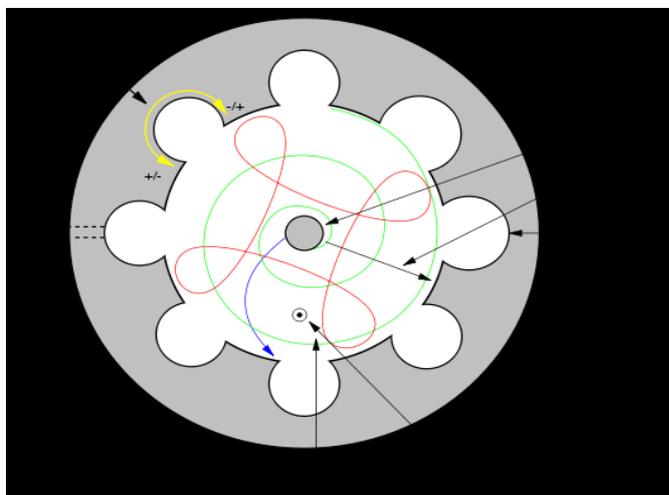


Рис. 3.12 Траектории движения электронов в магнетроне



Рис. 3.13 Магнетрон СВЧ печи

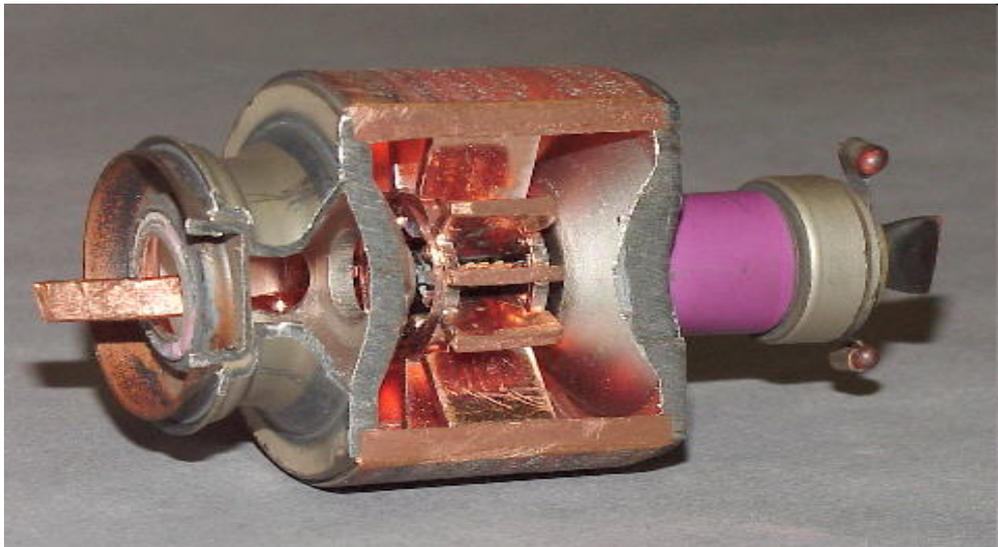


Рис. 3.14 Разрез магнетрона малой мощности

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В чем состоит назначение генератора высокочастотных колебаний?
2. Чем отличается генератор с внешним возбуждением от автогенератора?
3. В чем состоит принцип работы генератора с биполярным и полевым транзистором?
4. В чем состоит принцип работы триодного генератора?
5. В чем состоит принцип работы клистронного генератора?
5. В чем состоит принцип работы генератора на лампе бегущей волны?

ЛЕКЦИЯ 4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ВЧ ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

4.1. ОБОБЩЕННАЯ СХЕМА ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И ЕЕ АНАЛИЗ

Генераторы с внешним возбуждением (ГВВ) могут быть представлены эквивалентной (обобщенной) структурной схемой. Она состоит из трех, каскадно-включенных, четырехполюсников (ЧП) - входной и выходной согласующих электрических цепей и электронного прибора - транзистора или лампы. (рис. 4.1 а)

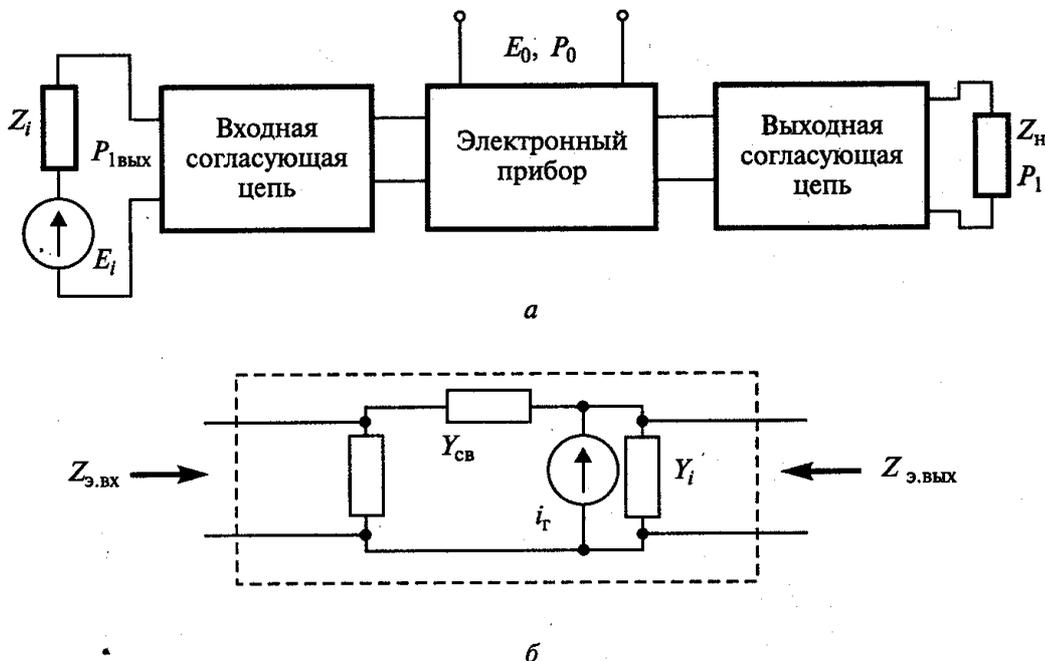


Рис. 4.1. Обобщенная схема ВЧ генератора с внешним возбуждением

Электрические цепи предназначены для согласования входного и выходного сопротивлений электронного прибора соответственно с источником возбуждения и нагрузкой. Кроме того, электрические цепи обеспечивают фильтрацию высших гармоник входных и выходных сигналов.

Электронный прибор может быть представлен в виде генератора тока i_{Γ} , имеющего внутреннюю проводимость Y_i , входного $Z_{э.вх}$ и выходного

$Z_{э.вых}$ сопротивлений (рис. 4.1,б). Все эти элементы являются нелинейными и частотно-зависимыми.

Цель анализа работы ВЧ генератора при подаче на его вход одночастотного сигнала $u_{вх}(t) = U_{вх} \sin \omega t$ состоит:

- в определении его *энергетических параметров* - выходной колебательной мощности ВЧ сигнала, поступающего в нагрузку, P_1 ; мощности потребления по постоянному току от источника питания P_0 ; коэффициента полезного действия (КПД) $\eta = P_1/P_0$, коэффициента усиления по мощности $K_P = P_1/P_{1вх}$, где $P_{1вх}$ - мощность входного источника сигнала;

- определение условий *оптимального режима* работы ВЧ генератора согласно заданному критерию. Такими критериями могут являться: максимум колебательной мощности в нагрузке P_1 максимальный КПД η , максимальный коэффициент усиления по мощности K_P , минимум искажений, вносимых усилителем в сигнал, максимальная ширина полосы пропускания;

- в расчете и построении различных *характеристик* генератора: динамической, нагрузочной, амплитудной, фазоамплитудной, амплитудно-частотной, фазочастотной в одночастотном режиме работы.

Дополнительный анализ работы ВЧ генератора может проводиться при усилении модулированных и сложных ВЧ сигналов, например многочастотных. Перечисленные параметры и характеристики ВЧ генератора можно найти с помощью метода гармонической линеаризации (рис. 4.2).

Электронный прибор и ВЧ генератор в целом являются нелинейными устройствами. В частности, при подаче на вход такого прибора синусоидального напряжения (рис. 4.2,а) сигнал на его выходе искажается (рис. 4.2,б). Согласно разложению функции в ряд Фурье (4.5) сигнал,

приведенный на рис. 4.2,б, можно представить в виде суммы постоянной составляющей и нескольких гармоник (рис. 4.2,в). Из этой «смеси» с помощью фильтра можно выделить только первую гармонику сигнала. Именно такую функцию и выполняет выходная согласующая цепь в схеме ВЧ генератора (см. рис. 4.1,а). Поэтому напряжение на нагрузке генератора снова приобретает синусоидальную форму (рис. 4.2,г).

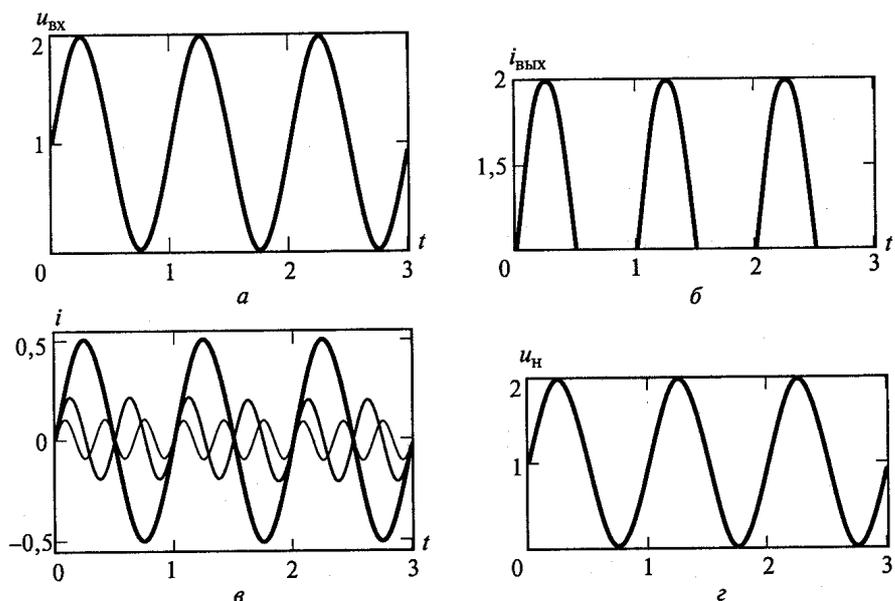


Рис. 4.2. Иллюстрация метода гармонической линеаризации

Именно в фильтрации несинусоидального сигнала, выделении из него первой гармоники сигнала и преобразовании его вновь в синусоидальный сигнал и состоит метод гармонической линеаризации, лежащий в основе анализа ВЧ генератора. Сам анализ включает в себя:

- определение с помощью вольтамперной характеристики (ВАХ) электронного прибора формы тока на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;

- разложение в ряд Фурье полученной несинусоидальной зависимости для тока $i_{Г}$ эквивалентного генератора электронного прибора (см. рис. 4.1,б);

- определение напряжения на выходе электронного прибора;
- определение выходной мощности первой гармоники P_1 поступающей в нагрузку;
- определение потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора;
- анализ входной цепи ВЧ генератора, определение мощности входного сигнала $P_{1вх}$, и коэффициента усиления генератора по мощности K_P ,
- выбор схемы и расчет выходной и входной согласующих электрических цепей ВЧ генератора (см. рис. 4.1,а).

4.2. БАЛАНС МОЩНОСТЕЙ В ВЧ ГЕНЕРАТОРЕ

В ВЧ генераторе происходят процессы преобразования энергии разных источников. Поэтому важно составить баланс мощностей для выходной и входной цепей устройства.

В выходной цепи происходит преобразование энергии источника постоянного тока мощностью P_0 в энергию высокочастотных колебаний мощностью P_1 . Поэтому для нее баланс мощностей имеет вид

$$P_0 = P_1 + P_P, \quad (4.1)$$

где P_P - мощность, рассеиваемая в виде тепла в электронном приборе (в лампе - на аноде, в биполярном транзисторе - на коллекторе, в полевом - на стоке).

Мощность рассеивания можно определить как разность $P_P = P_0 - P_1$ или с помощью определенного интеграла:

$$P_P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t)u(\omega t)d\omega t, \quad (4.2)$$

где $i(\omega t)$, $u(\omega t)$ - ток и напряжение на выходе электронного прибора.

Во входной цепи первичным источником является высокочастотный генератор с ЭДС E_i (см. рис. 4.1,а), отдающий ВЧ генератору мощность $P_{1вх}$. Поэтому во входной цепи баланс мощностей имеет вид

$$P_{1вх} = P_{0вх} + P_{P.вх}, \quad (4.3)$$

где $P_{0вх}$ - мощность, передаваемая источнику постоянного тока во входной цепи, если таковой имеется;

$P_{P.вх}$ - мощность, рассеиваемая в виде тепла в электронном приборе (в лампе - на управляющей сетке, в биполярном транзисторе - в базе, в полевом - на затворе).

Суммарная тепловая мощность, рассеиваемая в электронном приборе, согласно (4.1) и (4.3) запишется в виде $P_T = P_P + P_{P.вх}$. Значение P_T не должно превышать максимально допустимую мощность рассеивания электронного прибора, указываемую в его паспорте.

4.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЧ ГЕНЕРАТОРА И МАКСИМАЛЬНО ОТДАВАЕМАЯ ИМ МОЩНОСТЬ

Любой генератор отдает максимальную мощность в нагрузку при выполнении определенного условия. Из курса электротехники известно, что генератор с ЭДС $e(t) = E_i \sin \omega t$ и внутренним сопротивлением R_i ; при E_i и $R_i = const$ отдает в нагрузку максимальную мощность, равную $P_{Г.ном} = E_i^2 / 8R_i$, при $R_i = R_n$ (рис. 4.3). Мощность $P_{Г.ном}$ называется номинальной мощностью генератора.

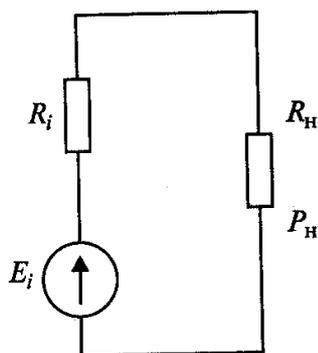


Рис. 4.3. Эквивалентная схема генератора с нагрузкой

В ВЧ генераторах оба параметра (E_i и R_i), зависящие от многих факторов, не являются постоянными величинами, и поэтому здесь условие получения максимальной мощности, передаваемой генератором в нагрузку, усложняется и вытекает из понятия «динамическая характеристика генератора по первой гармонике сигнала». Пусть в результате эксперимента или расчета найдены зависимости для функций напряжения $u(\omega t)$ и тока $i(\omega t)$, на выходе электронного прибора. Пример графиков таких функций приведен на рис. 4.4,а,б.

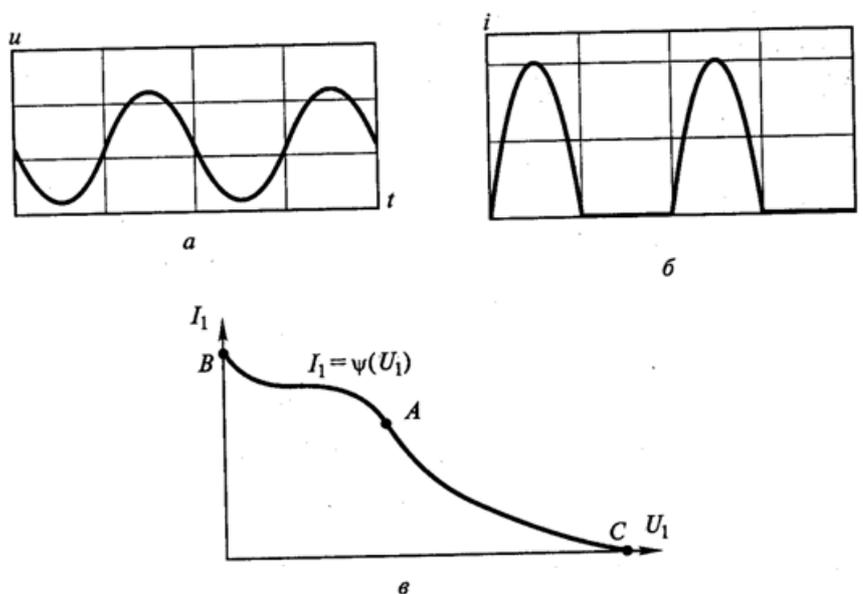


Рис. 4.4. Динамическая характеристика ВЧ генератора для мгновенных значений тока и напряжения

Разложив в ряд Фурье функции $u(\omega t)$ и $i(\omega t)$, определим первые гармоники тока I_1 и напряжения U_1 . Зависимость $I_1 = \psi(U_1)$ называется динамической характеристикой по первой гармонике сигнала. Пример такой характеристики приведен на рис. 4.5,г. С ее помощью определим условия передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку.

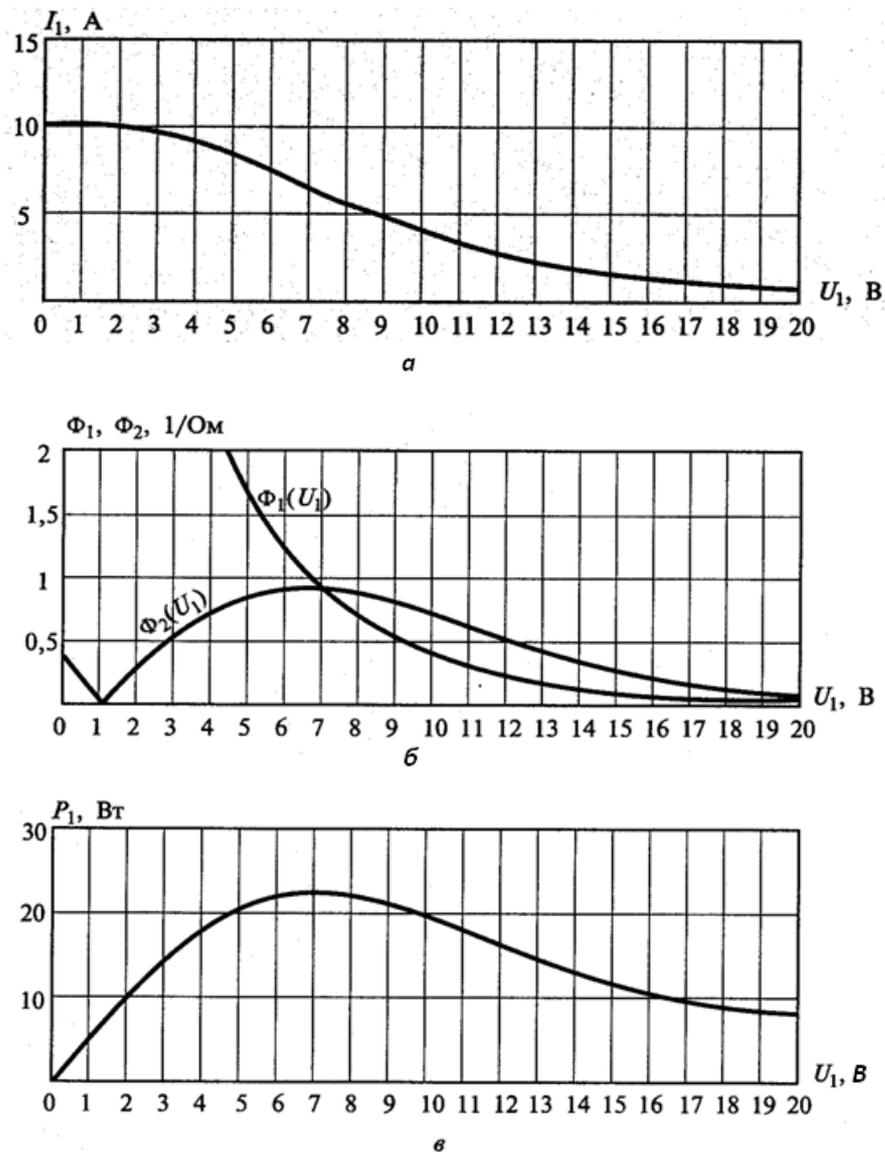


Рис. 4.5. Иллюстрация обоснования условия получения максимальной мощности, отдаваемой генератором по первой гармонике сигнала

Функция $I_1 = \psi(U_1)$ является нелинейной, зависящей от частоты и мощности входного сигнала и напряжения питания. Зафиксируем эти параметры и запишем для мощности, передаваемой генератором в нагрузку:

$$P_{н1} = 0,5I_1(U_1) \cdot U_1 \cos \varphi_{н1}, \quad (4.4)$$

где $I_1(U_1)$ - динамическая характеристика ВЧ генератора по первой гармонике сигнала (см. рис. 4.5, г); $\varphi_{н1}$ - фазовый угол между векторами I_1 и U_1 .

Для определения экстремума функции (4.4) найдем частную производную и приравняем ее к нулю:

$$\frac{\partial P_{н1}}{\partial U_1} = \frac{1}{2} \frac{\partial I_1}{\partial U_1} U_1 \cos \varphi_{н1} + \frac{1}{2} I_1 \cos \varphi_{н1} = 0, \quad (4.5)$$

Из (4.5) при $\varphi_{н1} = const$ получим

$$\frac{I_1}{U_1} = - \frac{\partial I_1}{\partial U_1}. \quad (4.6)$$

На графике функции $I_1 = \Phi(U_1)$ (см. рис. 4.5, г) условию (4.6) передачи максимальной мощности от генератора в нагрузку соответствует точка А, режиму короткого замыкания - точка В, холостого хода - точка С. Раскроем физическое содержание выражения (4.6).

Под отношением

$$\frac{\partial I_1}{\partial U_1} = |Y_{1диф1}|$$

следует понимать модуль внутренней дифференциальной проводимости по первой гармонике сигнала эквивалентного генератора. Ее равенство проводимости нагрузки и есть условие передачи максимальной мощности (4.6), которое можно представить в виде

$$|Y_{н1}| = |Y_{1диф1}|,$$

где $Y_{н1}$ - проводимость нагрузки, подключенной к выходу электронного прибора, на частоте первой гармоники сигнала.

Точку А на динамической характеристике (см. рис. 4.4, в) можно найти графическим путем как точку пересечения двух графиков согласно (4.6). Для этого необходимо в нескольких точках динамической характеристики определить значения ее координат I_1 и U_1 и производную dI_1/dU_1 как тангенс угла касательной в этой точке. Далее согласно (4.6) построим два графика для функций:

$$\frac{I_1}{U_1} = \Phi_1(U_1).$$

$$\left| \frac{dI_1}{dU_1} \right| = \Phi_2(U_1)$$

Точка пересечения данных графиков определяет условия получения максимальной мощности P_1 отдаваемой ВЧ генератором в нагрузку. Чтобы убедиться в этом, следует построить график зависимости $P_1(U_1)$. Пример таких построений приведен на рис. 4.5. На рисунке показаны зависимости $I_1(U_1)$ (см. рис. 4.5,а), $\Phi_1(U_1)$ и $\Phi_2(U_1)$ (см. рис. 4.5,б), $P_1(U_1)$ (см. рис. 4.5,в).

4.4. НАГРУЗОЧНЫЕ, АМПЛИТУДНЫЕ И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЧ ГЕНЕРАТОРА

Помимо динамической характеристики работа ВЧ генератора определяется еще тремя видами характеристик: *нагрузочной, амплитудной и частотной*.

Нагрузочные характеристики ВЧ генератора - это зависимости его выходных электрических параметров: колебательной мощности P_1 потребляемой P_0 и мощности рассеивания в электронном приборе P_p амплитуд первых гармоник тока I_1 и напряжения U_1 постоянной

составляющей тока I_1 и КПД η от сопротивления нагрузки генератора R_1 .

С помощью нагрузочных характеристик можно выбрать оптимальный режим работы генератора по различным критериям (например, получению максимального КПД) и определить влияние изменения нагрузки (например, влияние входного сопротивления антенны) на выходные параметры ВЧ генератора.

Примеры нагрузочных характеристик приведены на рис. 4.6.

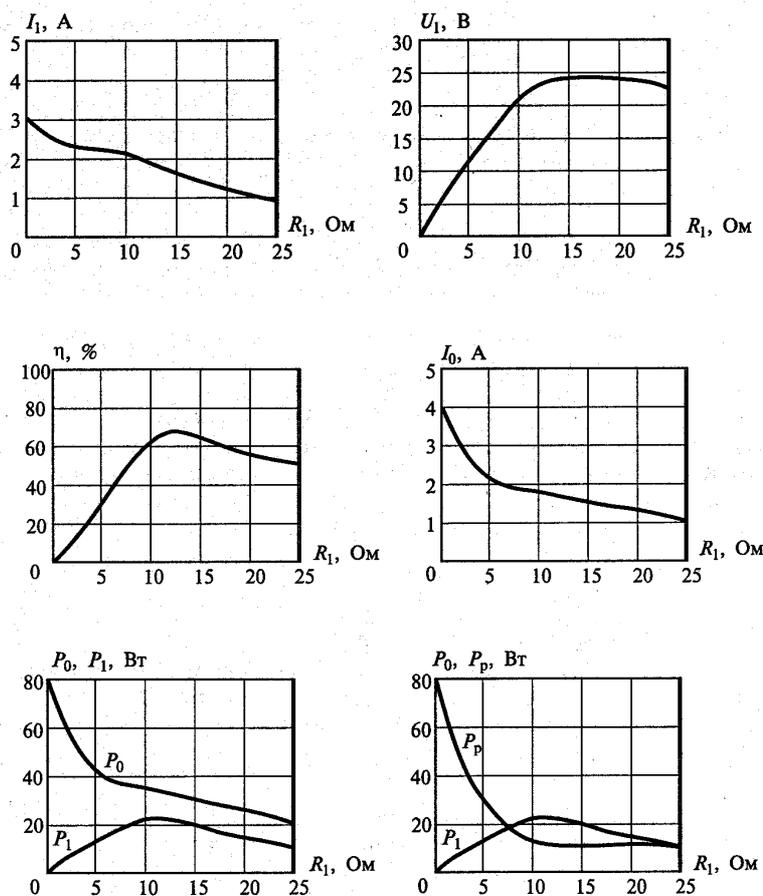


Рис. 4.6. Нагрузочные характеристики ВЧ генератора

Амплитудные и частотные характеристики ВЧ генератора. При

подаче на вход ВЧ генератора синусоидального сигнала

$$u_{вх}(t) = U_{вх} \sin(\omega t + \varphi_{вх}),$$

сигнал на его выходе или нагрузке имеет

вид
$$u_{вых}(t) = U_{вых} \sin(\omega t + \varphi_{вых}),$$
 т.е. отличается от входного

амплитудой сигнала и фазой. Амплитудные характеристики есть зависимости

амплитуды и фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала:

$$U_{\text{вых}} = \psi(U_{\text{вх}}); \Delta\varphi_{\text{вых}} = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}} = \Phi(U_{\text{вх}}).$$

Пример таких характеристик приведен на рис. 4.7.

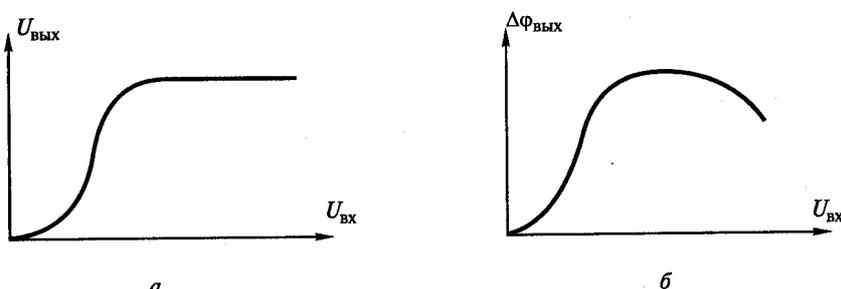


Рис. 4.7. Примеры графиков амплитудных характеристик ВЧ генератора

С помощью амплитудных характеристик, определяемых в одночастотном режиме работы, можно, например, рассчитать выходной комбинационный спектр при многочастотном входном сигнале.

Частотные характеристики - это зависимости номинального коэффициента усиления по мощности ВЧ генератора $K_{P\text{ном}}$ и фазы выходного сигнала от частоты входного сигнала:

$$K_{P\text{ном}} = \psi(f); \Delta\varphi_{\text{вых}} = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}} = \Phi(f).$$

Они определяют частотные свойства ВЧ генератора. Пример амплитудно-частотной характеристики приведен на рис. 4.8.

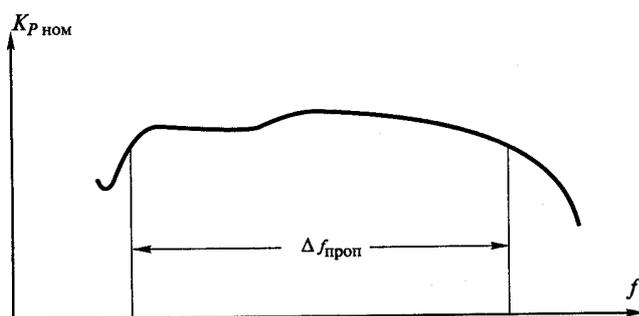


Рис. 4.8. Примерный вид АЧХ ГВВ

4.5. СОГЛАСОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРА С ИСТОЧНИКОМ ВОЗБУЖДЕНИЯ И НАГРУЗКОЙ И НОМИНАЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПО МОЩНОСТИ ВЧ ГЕНЕРАТОРА

Структурная схема ВЧ усилителя состоит из трех каскадно соединенных четырехполюсников (рис. 4.1, а). Входной и выходной четырехполюсники пассивные. Четырехполюсник, имитирующий работу усилительного элемента – активный.

Для получения максимальной мощности в нагрузке нужно обеспечить согласование четырехполюсников. Параметром, количественно оценивающим эффективность согласования, является номинальный коэффициент передачи или усиления четырехполюсника по мощности, равный отношению активной мощности, переданной в нагрузку P_n к номинальной мощности высокочастотного источника возбуждения:

$$K_{P.ном} = P_n / P_{Г.ном} , \quad (4.7)$$

где $P_{Г.ном} = E_i^2 / 8 \operatorname{Re}(Z_i)$ - номинальная мощность источника возбуждения с амплитудой E_i и внутренним комплексным сопротивлением Z_i , где $\operatorname{Re}(Z_i) = R_i$ - действительная, активная часть этого сопротивления.

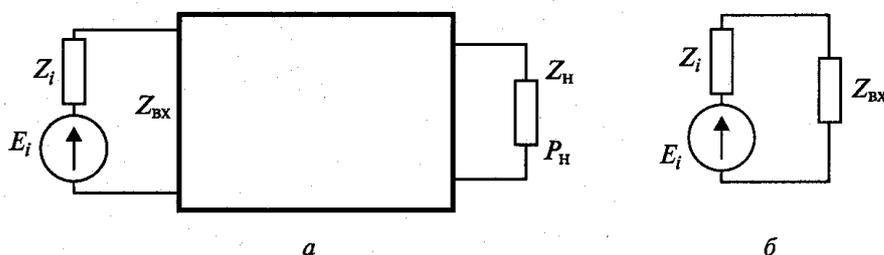


Рис. 4.9. Передача мощности сигнала через четырехполюсник

В активном четырехполюснике, т.е. содержащем электронный прибор усилительного типа, можно получить значение $K_{P.ном} > 1$. В реактивном (пассивном) четырехполюснике, т.е. содержащем только реактивные

элементы - конденсаторы и индуктивности - значение $K_{P_{НОМ}} < 1$, поскольку такой ЧП не может усиливать сигнал по мощности. В пассивном четырехполюснике в случае $K_{P_{НОМ}} = 1$ имеет место оптимальное согласование источника возбуждения с нагрузкой, при котором номинальная мощность полностью, без потерь поступает в нагрузку.

В случае прямого присоединения нагрузки к генератору для коэффициента передачи по мощности с учетом (4.7) получим

$$K_{P_{НОМ}} = \frac{P_n}{P_{Г.НОМ}} = \frac{4 \operatorname{Re}(Z_i) \cdot \operatorname{Re}(Z_n)}{|Z_i + Z_n|^2}. \quad (4.8)$$

Максимальное значение $K_{P_{НОМ}} = 1$ имеет место при выполнении условия

$$\dot{Z}_i = \dot{Z}_n^*, \quad (4.9)$$

т.е. когда сопротивления являются комплексно сопряженными (их действительные части равны, а реактивные части равны по модулю и противоположны по знаку).

В ВЧ генераторе (рис. 4.1,а) два четырехполюсника (входная и выходная согласующие цепи) являются реактивными (пассивными), а средний (с электронным прибором) - активным. Для всего соединения в целом – трех каскадно включенных ЧП - номинальный коэффициент усиления генератора можно представить в виде произведения трех множителей:

$$K_{У.НОМ} = K_{Ц.вх} \cdot K_{ЭР} \cdot K_{Ц.вых} \quad (4.10)$$

где $K_{Ц.вх} \leq 1$ - коэффициент передачи по мощности входной согласующей цепи; $K_{ЭР}$ - собственный коэффициент усиления электронного прибора (лампы или транзистора); $K_{Ц.вых} \leq 1$ - коэффициент

передачи по мощности выходной согласующей цепи. Согласно (4.10) для получения максимально возможного коэффициента усиления ВЧ генератора с внешним возбуждением недостаточно иметь высокое значение данного параметра у самого электронного прибора. Кроме того, необходимо оптимально согласовать входное сопротивление этого прибора с внутренним сопротивлением источника возбуждения, а выходное - с сопротивлением нагрузки.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Составьте обобщенную структурную схему генератора с внешним возбуждением.
2. Перечислите основные этапы анализа работы генератора с внешним возбуждением.
3. В чем заключается метод гармонической линеаризации?
4. Составьте уравнение баланса мощностей в генераторе.
5. Нарисуйте динамические характеристики генератора.
6. Нарисуйте нагрузочные характеристики генератора.
7. Нарисуйте амплитудно-частотные характеристики генератора.
8. Нарисуйте фазочастотные характеристики генератора.
9. Что такое номинальная мощность генератора?

ЛЕКЦИЯ 5. ЛАМПОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

5.1. ТИПОВАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ЛАМПОВОГО ГВВ

Типовая схема лампового ГВВ (рис. 5.1) содержит: электровакуумный прибор - тетрод; выходную электрическую цепь - параллельный колебательный контур; входную электрическую цепь - высокочастотный трансформатор; цепи питания анода, управляющей и экранной сеток.

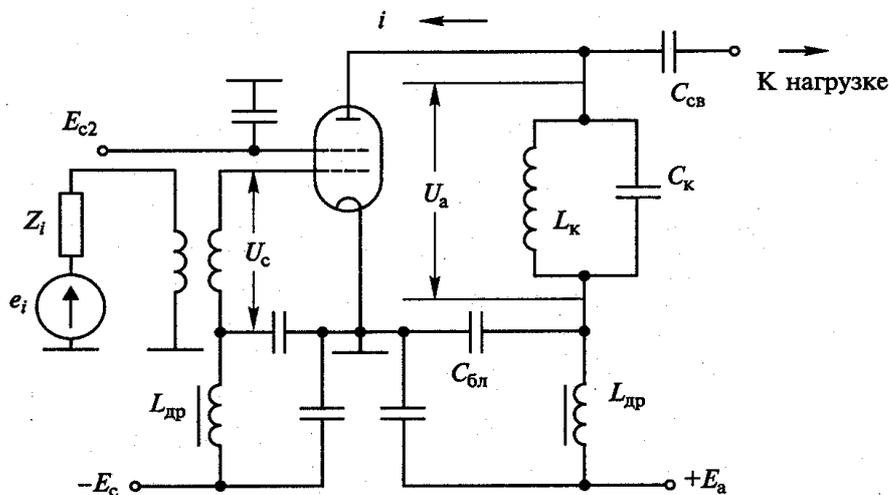


Рис. 5.1. Типовая схема лампового ГВВ

$$\text{АЧХ контура, в анодной цепи, имеет вид } \frac{U(x)}{U_{рез}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 x^2}}, \quad (5.1)$$

где $U_{рез}$ - напряжение при резонансной частоте $f_{рез}$, Q - добротность контура; $x = (f - f_{рез})/f_{рез}$ - относительная расстройка,

$$f_{рез} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k C_k}}, \quad (5.2)$$

где L_k, C_k - индуктивность и емкость контура.

Кроме согласования с нагрузкой параллельный контур выполняет функцию фильтра, так как при $Q \gg 1$ при небольшом отклонении частоты сигнала f от резонансной частоты $f_{рез}$ напряжение на нем резко падает. При этом падение напряжение на контуре, создаваемое токами высших

гармоник оказывается пренебрежимо малым по сравнению с напряжением первой гармоники. Напряжение на выходе генератора является синусоидальным.

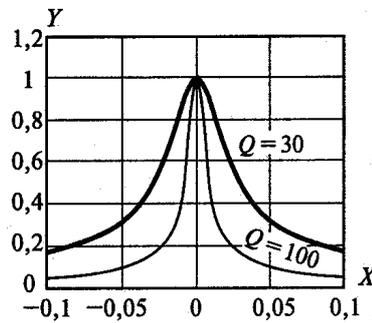


Рис. 5.2. АЧХ параллельного колебательного контура

Напряжение на входе лампы складывается из ВЧ сигнала источника возбуждения u_c и постоянного напряжения смещения E_c :

$$e_c = E_c + u_c = E_c + U_{cm} \cos \omega t, \quad (5.3)$$

где U_{cm} - амплитуда ВЧ сигнала.

Напряжение на выходе лампы, снимаемое с электродов анод-катод, складывается из постоянного напряжения E_a , и высокочастотного напряжения u_a на анодном контуре, резонансная частота которого $f_{рез} = f$ - равна частоте входного сигнала. Поскольку лампа поворачивает фазу сигнала на 180° , то перед u_a следует поставить знак «—»:

$$e_a = E_a - u_a = E_a - U_{am} \cos \omega t, \quad (5.4)$$

где U_{am} - амплитуда ВЧ сигнала на анодном контуре.

Для связи с нагрузкой (рис. 5.1) служит емкость $C_{св}$, не пропускающая на выход генератора постоянное напряжение. Для защиты от проникновения ВЧ сигнала в цепи питания включены дроссели $L_{др}$. Той же цели служат блокировочные конденсаторы $C_{бл}$, замыкающие ВЧ сигнал на землю.

5.2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА И ТЕТРОДА И ИХ АППРОКСИМАЦИЯ

Лампа в схеме ГВВ предназначена для усиления мощности входного сигнала. Для определения параметров ГВВ необходимо найти анодный ток лампы. Это можно сделать с помощью статических характеристик электровакуумного прибора, которые делятся на три основных вида: анодно-сеточные - $i_a = \Phi_1(e_c)$ при разных значениях E_a и E_{c2} (рис. 5.3,а); анодные - $i_a = \Phi_2(e_a)$ при разных значениях E_c и E_{c2} (рис. 5.3,б); сеточные - $i_c = \Phi_3(e_c)$ при разных значениях E_a и E_{c2} (рис. 5.3,а).

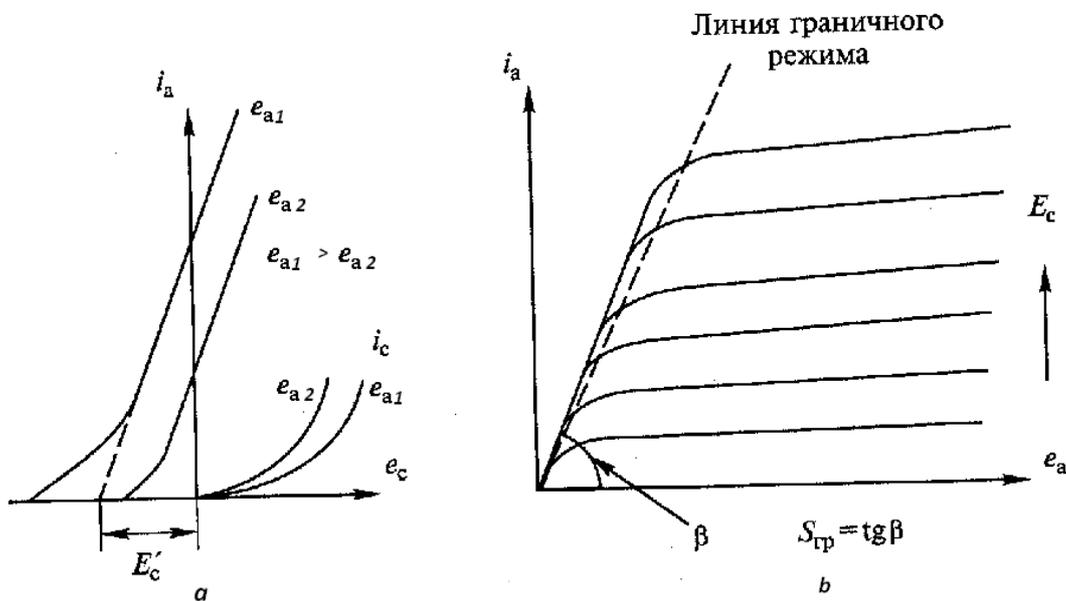


Рис. 5.3. Статические характеристики лампы

Характеристики называются статическими, потому что они снимаются при постоянных напряжениях на электродах. ВЧ сигнал на сетку не подается.

При расчете ГВВ производится аппроксимация статических характеристик отрезками прямых (рис. 5.4).

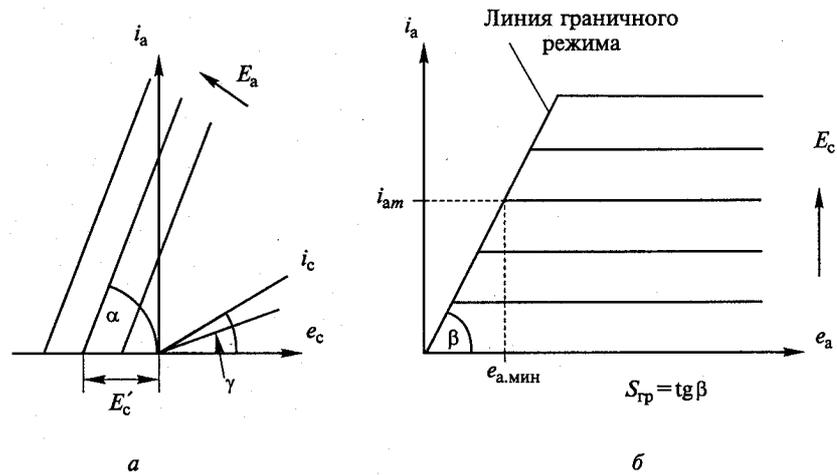


Рис. 5.4. Аппроксимация статических характеристик

Согласно рис. 5.4, а для анодного тока при $e_a = const$

$$i_a = \begin{cases} 0, e_c < E'_c \\ S \cdot (|E'_c| + e_c), e_c \geq E'_c \end{cases} \quad (5.5)$$

где E'_c - напряжение отсечки; $S = tg\alpha$ - крутизна анодно-сеточной характеристики лампы (сокращенно - крутизна), измеряемая в мА/В.

Для анодного тока (рис. 5.4,б) при $e_c = const$ имеем:

$$i_a = \begin{cases} S_{гр} \cdot e_a, e_a \leq e_{a.мин} \\ i_{ам}, e_a > e_{a.мин} \end{cases} \quad (5.6)$$

где $S_{гр} = tg\beta$ - крутизна линии граничного режима, проводимая через точки резкого спада анодного тока (см. рис. 5.3,б), мА/В; $e_{a.мин}$ - напряжение, при котором происходит излом анодной характеристики; значение $e_{a.мин}$ зависит от напряжения на сетке e_c .

Согласно рис. 5.4,а для сеточного тока при $e_a = const$ запишем:

$$i_c = \begin{cases} 0, e_c < 0 \\ S_c \cdot e_c, e_c \geq 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

где $S_c = tg\gamma$ - крутизна сеточной характеристики лампы, мА/В.

5.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ В ЛАМПОВОМ ГВВ

Строго говоря, токи лампового генератора определяются по *динамическим* характеристикам. Но для простоты и наглядности будем рассматривать статические характеристики.

Построим временные диаграммы анодного и сеточного токов графическим методом по аппроксимированным характеристикам (рис. 5.5). При выполнении построений принято во внимание, что анодный ток $i_a(t)$ протекает только при мгновенном значении напряжения на управляющей сетке $e_c(t) > E'_c$ а сеточный $i_c(t)$ - при $e_c(t) > 0$. При остальных значениях напряжения $e_c(t)$ эти токи равны нулю. В результате анодный и сеточный токи приобретают форму импульсов косинусоидальной формы.

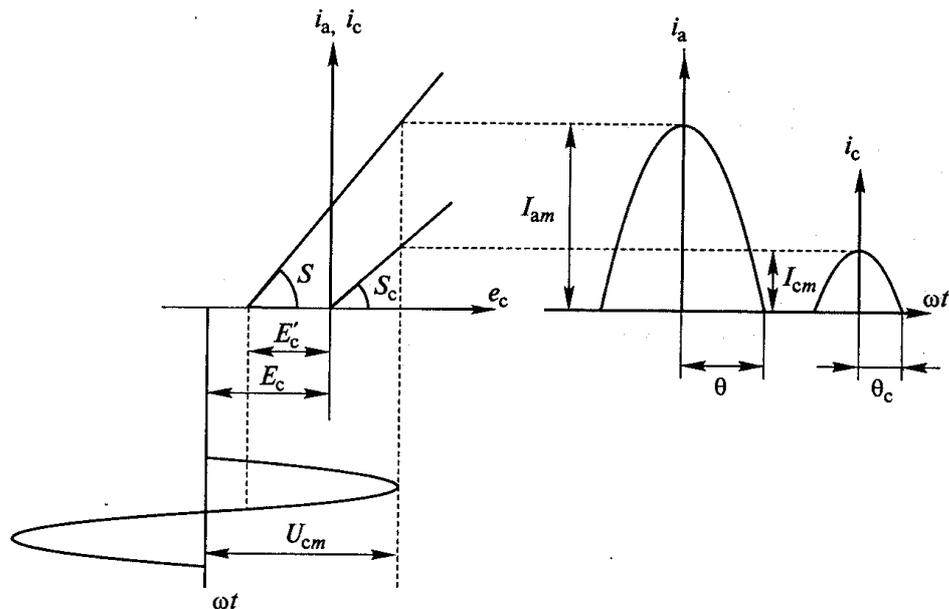


Рис. 5.5. Графический метод расчета анодного тока

Эти импульсы характеризуются амплитудой и длительностью у основания, половина которой называется углом отсечки. Импульсы анодного тока имеют амплитуду I_{am} и угол отсечки θ , импульсы сеточного тока - I_{cm} , θ_c . Такие импульсы периодически повторяются через $\omega t = 2\pi$. Таким образом, в анодной цепи лампы протекает ток $i_a(t)$ импульсной формы (рис. 5.6,а), а в сеточной - ток $i_c(t)$ (рис. 5.6,б).

Проведем ось ординат посередине первого косинусоидального импульса. Тогда согласно рис. 5.6,а для анодного тока запишем:

$$i_a(\omega t) = \begin{cases} 0, & \theta < |\omega t| \leq \pi \\ SU_{cm} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta), & |\omega t| \leq \theta \end{cases} \quad (5.8)$$

где S - крутизна анодно-сеточной характеристики; U_{cm} - амплитуда входного сигнала.

Из (5.8) при $\omega t = 0$ получим выражение для амплитуды анодного тока

$$I_{am} = SU_{cm}(1 - \cos \theta). \quad (5.9)$$

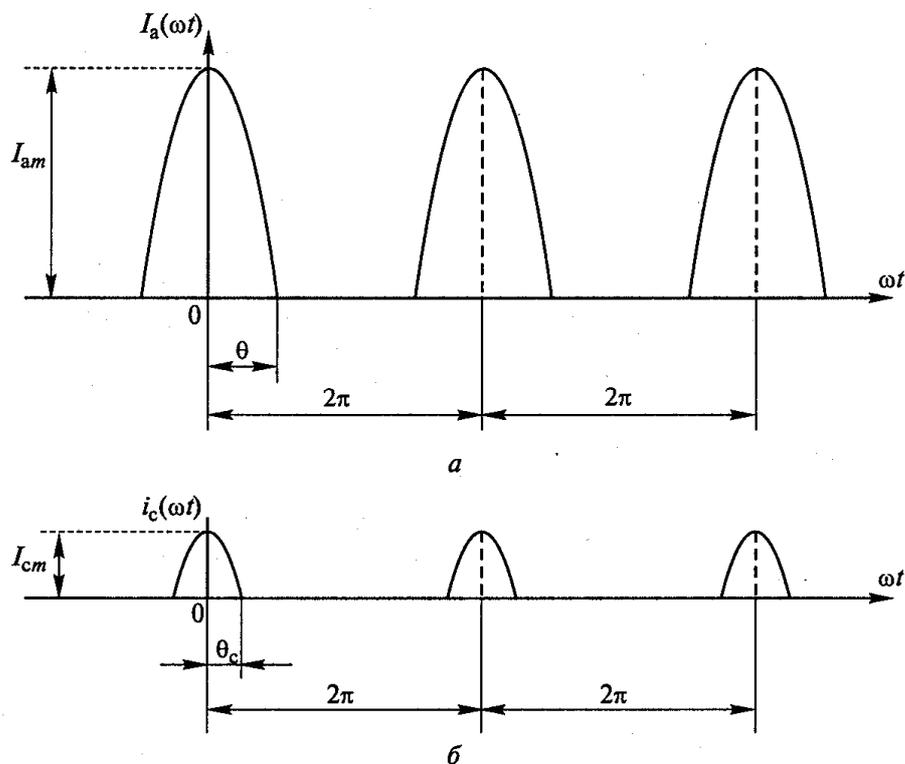


Рис. 5.6. Импульсные токи в анодной и сеточной цепи лампового ГВВ

Косинус угла отсечки анодного тока согласно рис. 5.5

$$\cos \theta = \frac{|E_c| - |E'_c|}{U_{cm}}. \quad (5.10)$$

Аналогично для сеточного тока при $-\pi \leq \omega t \leq \pi$ запишем:

$$i_c(\omega t) = \begin{cases} 0, & \theta_c < |\omega t| \leq \pi \\ S_c U_{cm} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta_c), & |\omega t| \leq \theta_c \end{cases} \quad (5.11)$$

Из (5.12) при $\omega t = 0$ найдем амплитуду сеточного тока

$$I_{cm} = S_c U_{cm} (1 - \cos \theta_c). \quad (5.12)$$

Косинус угла отсечки сеточного тока согласно рис. 5.5

$$\cos \theta_c = \frac{|E_c|}{U_{cm}}. \quad (5.13)$$

Разложим периодическую функцию $i_a(t)$ в ряд Фурье

$$i_a(\omega t) = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots, \quad (5.14)$$

$I_{an} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) \cos n\omega t \cdot d\omega t$ - n -я гармоника анодного тока, где $n=0, 1, 2, 3 \dots$

Вычислив интеграл, получим для постоянной составляющей анодного тока с учетом (5.10)

$$I_{a0} = S U_{cm} \gamma_0(\theta) = I_{am} \alpha_0(\theta). \quad (5.15)$$

где $\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$; $\alpha_0(\theta) = \frac{\gamma_0(\theta)}{1 - \cos \theta}$.

Для n -й гармоники анодного тока с учетом (5.10)

$$I_{an} = S U_{cm} \gamma_n(\theta) = I_{am} \alpha_n(\theta), \quad (5.16)$$

где

$$\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi n} \left[\frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right]; \quad \alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos \theta}. \quad (5.17)$$

Для 1-й гармоники ($n=1$) из (5.17) имеем

$$I_{a1} = S U_{cm} \gamma_1(\theta) = I_{am} \alpha_1(\theta), \quad (5.18)$$

где $\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi} (\theta - 0,5 \sin 2\theta)$; $\alpha_1(\theta) = \frac{\gamma_1(\theta)}{1 - \cos \theta}$.

Коэффициент формы косинусоидального импульса:

$$g_n(\theta) = \frac{I_{an}}{I_{a0}} = \frac{\gamma_n(\theta)}{\gamma_0(\theta)} = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_0(\theta)}. \quad (5.19)$$

Зависимости $\alpha_n(\theta)$, $\gamma_n(\theta)$, $g_n(\theta)$ называются коэффициентами разложения в ряд Фурье косинусоидальных импульсов.

Аналогично производится разложение в ряд импульсов сеточного тока:

$$i_c(\omega t) = I_{c0} + I_{c1} \cos \omega t + I_{c2} \cos 2\omega t + I_{c3} \cos 3\omega t + \dots$$

Постоянная составляющая сеточного тока I_{c0} определяется по формуле, аналогичной (5.16), в которой амплитуду I_{am} следует заменить на I_{cm} (5.13), а угол отсечки θ на θ_c , (5.14). Гармоники сеточного тока I_{cn} определяются по формуле (5.17), в которой следует произвести аналогичные замены. В результате получим:

$$I_{c0} = SU_{cm} \gamma_0(\theta_c) = I_{am} \alpha_0(\theta_c); \quad (5.20)$$

$$I_{cn} = SU_{cm} \gamma_n(\theta_c) = I_{am} \alpha_n(\theta_c). \quad (5.21)$$

Найдем напряжение на анодном контуре $u_a(t)$ (см. рис. 5.1).

При настройке контура в резонанс ($f = f_{рез}$) он имеет большое сопротивление на частоте первой гармоники:

$$R_1 = \rho Q = Q \sqrt{L_k / C_k}, \quad (5.22)$$

где ρ - волновое сопротивление контура.

Сопротивление контура на частоте n -й гармоники равно $Z_n = -j\rho n / (n^2 - 1)$, $n > 1$ и оно значительно меньше сопротивления R_1 . Такое свойство контура позволяет считать напряжение на нем синусоидальным

$$u_a(\omega t) = U_{am} \cos \omega t, \quad (5.23)$$

где

$$U_{am} = I_{a1} R_1 \quad (5.24)$$

- амплитуда напряжения первой гармоники на контуре.

В соответствии с формулами (5.5) и (5.23) для напряжения между электродами лампы анод-катод имеем

$$e_a(\omega t) = E_a - u_a(\omega t) = E_a - U_{am} \cos \omega t. \quad (5.25)$$

Согласно полученным выражениям для напряжений на управляющей сетке $u_c(\omega t)$ (5.4) и аноде $u_a(\omega t)$ (5.25) и для анодного $i_a(\omega t)$ (5.26) и сеточного токов $i_c(\omega t)$ (5.12) построим соответствующие диаграммы (рис. 5.7), отображающие формы сигнала на выходе и входе электронного прибора ВЧ генератора.

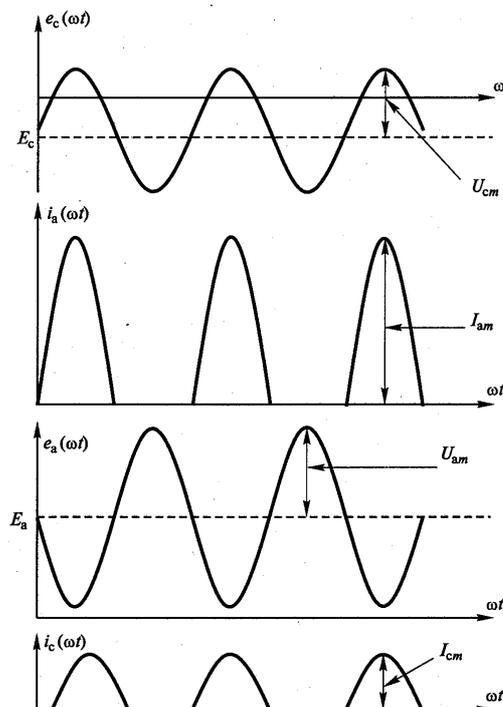


Рис. 5.7. Диаграммы, отображающие формы сигнала на выходе и входе электронного прибора генератора.

Полученные выражения позволяют составить уравнения баланса мощностей в генераторе.

Уравнение баланса мощностей в анодной цепи генератора примет вид:

$$P_0 = P_1 + P_a, \quad (5.26)$$

где

$$P_1 = 0,5U_{am}I_{a1} \quad (5.27)$$

мощность первой гармоники сигнала в анодной цепи или выходная мощность ВЧ генератора;

$$P_0 = E_a I_{a0} \quad (5.28)$$

- мощность, потребляемая от источника постоянного тока по цепи анода;

P_a - мощность, рассеиваемая в виде тепла анодом лампы.

Для КПД генератора с учетом (5.16), (5.18), (5.19), (5.27), (5.28) получим:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{0,5I_{a1}U_{am}}{I_{a0}E_a} = 0,5g_1(\theta)\xi, \quad (5.29)$$

где $\xi = U_{am}/E$ - коэффициент использования анодного напряжения.

Уравнение баланса мощностей в сеточной цепи ВЧ генератора примет вид:

$$P_{c1} = P_{c0} + P_c, \quad (5.30)$$

где

$$P_{c1} = 0,5U_{cm}I_{c1}, \quad (5.31)$$

- мощность первой гармоники сигнала в сеточной цепи или входная мощность ВЧ генератора;

$$P_{c0} = |E_c|I_{c0} \quad (5.32)$$

- мощность, рассеиваемая в источнике напряжения смещения;

P_c - мощность, рассеиваемая в виде тепла управляющей сеткой лампы.

Мощности P_a и P_c не должны превышать предельных значений данных параметров в используемом электровакуумном приборе.

Коэффициент усиления по мощности равен:

$$K_P = \frac{P_1}{P_{1c}} = \frac{U_{am}I_{a1}}{U_{cm}I_{c1}} = \frac{U_{am}I_{a1}\alpha_1(\theta)}{U_{cm}I_{c1}\alpha_1(\theta_c)}$$

5.4. ДИНАМИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВЧ ЛАМПОВОГО ГЕНЕРАТОРА

Определим динамическую характеристику лампового ГВВ для мгновенных значений анодного тока и напряжения: $i_a = \Phi(e_a)$ при типовом

значении угла отсечки $\theta = \pi / 2$. Согласно (5.8) и (5.10) для анодного тока (см. рис. 5.8) запишем:

$$i_a(\omega t) = \begin{cases} 0, & \pi / 2 < |\omega t| \leq \pi \\ I_{am} \cdot \cos \omega t, & |\omega t| \leq \pi / 2 \end{cases} \quad (5.33)$$

Откуда следует: $\cos \omega t = \frac{i_a(\omega t)}{I_{am}}, |\omega t| \leq \theta$.

Мгновенное значение напряжения на аноде равно $e_a(\omega t) = E_a - I_{am} R_1 \alpha_1 \frac{i_a(\omega t)}{I_{am}}$. Тогда можно выразить мгновенное значение анодного тока через анодное напряжение:

$$i_a(\omega t) = \frac{E_a - e_a(\omega t)}{R_1 \alpha_1}$$

При $\omega t = 0$ имеем $i_a = \frac{E_a - e_a}{R_1 \alpha_1}$.

Согласно формулам (5.25) и (5.24) для анодного напряжения имеем

$$e_a(\omega t) = E_a - I_{am} \alpha_1 R_1 \cos \omega t \quad (5.34)$$

Решая уравнения (5.33) и (5.34), исключив из них время t , аналитическое выражение для динамической характеристики анодного тока:

$$i_a = \begin{cases} 0, & \pi / 2 < |\omega t| \leq \pi \\ \frac{E_a - e_a}{\alpha_1 R_1}, & |\omega t| \leq \pi / 2 \end{cases} \quad (5.35)$$

Согласно (5.35) динамическая характеристика генератора состоит из двух отрезков прямых линий. Каждый период колебаний рабочая точка, характеризуемая координатами $i_a = \Phi(e_a)$, «пробегают» по ней: полпериода по одной ветви, полпериода - по другой. Построим динамическую характеристику (5.35) на плоскости статических ВАХ (рис. 5.9). Одна ветвь этой характеристики ($i_a = 0$) проходит по оси абсцисс правее координаты $e_a = E_a$, и неизменна, а вторая располагается на плоскости под углом:

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{1}{\alpha_1(\theta)R_1} \quad (5.36)$$

При $\theta = \pi/2$ коэффициент $\alpha_1 = 0,5$. Тогда $\psi = \operatorname{arctg} \frac{2}{R_1}$

и угол наклона динамической характеристики обратно пропорционален сопротивлению нагрузки R_1 . При $R_1 = 0$ (режим короткого замыкания) $\psi = 90^\circ$, при $R_1 = \infty$ (режим холостого хода) $\psi = 0^\circ$.

До тех пор, пока динамическая характеристика не пересекает линию граничного режима (рис. 5.8, случаи 1 и 2), форма импульса анодного тока остается косинусоидальной.

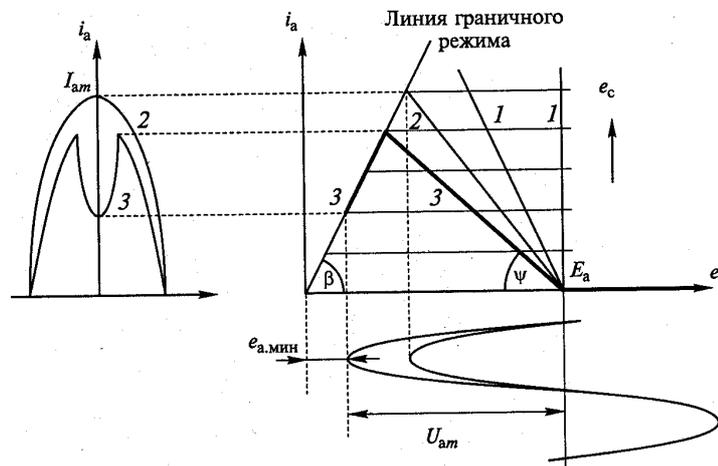


Рис. 5.8. Динамическая характеристика ГВВ

При увеличении сопротивления R_1 и соответственно напряжения U_{am} , в динамической характеристике происходит второй излом и появляется третий участок, проходящий по линии граничного режима, а в импульсе анодного тока появляется провал (рис. 5.8, случай 3).

В результате в ламповом ГВВ возможны три режима работы:

- **граничный**, при котором динамическая характеристика касается линии граничного режима, ему соответствует значение сопротивления анодной нагрузки на частоте сигнала $R_1 = R_{1cp}$ и амплитуда ВЧ напряжения

$U_{am} = U_{amгр}$ импульс тока имеет косинусоидальную форму (рис. 5.8, случай 2);

- **недонапряженный**, при котором динамическая характеристика не доходит до линии граничного режима, ему соответствует значение сопротивления анодной нагрузки на частоте сигнала $R_1 < R_{1гр}$ и амплитуда ВЧ напряжения $U_{am} < U_{am.гр}$, импульс тока имеет косинусоидальную форму (рис. 5.8, случай 1);

- **перенапряженный**, при котором динамическая характеристика пересекает линию граничного режима и далее с ней совпадает. Этому режиму соответствует значение сопротивления анодной нагрузки на частоте сигнала $R_1 > R_{1гр}$ и амплитуда ВЧ напряжения $U_{am} > U_{amгр}$ импульс тока имеет косинусоидальную форму с провалом посередине (см. рис. 5.8, случай 3).

Возникновение провала в импульсе анодного тока обусловлено тем, что при увеличении амплитуды U_{am} уменьшается остаточное напряжение на аноде лампы $e_{a.мин} = E_a - U_{am}$ (см. рис. 5.9), которое становится соизмеримым с максимальным значением напряжения на управляющей сетке $e_{с.макс}$. В результате этого поток электронов, идущий от катода к аноду «перехватывается» управляющей сеткой, ток которой резко возрастает, а в анодном токе при этом происходит провал. В перенапряженном режиме с увеличением сопротивления R_1 провал в импульсе тока возрастает, что может привести к «расщеплению» импульса (рис. 5.9).



Рис. 5.9. Эффект расщепления импульса анодного тока

Найдем параметры ВЧ генератора в граничном режиме (рис. 5.10).

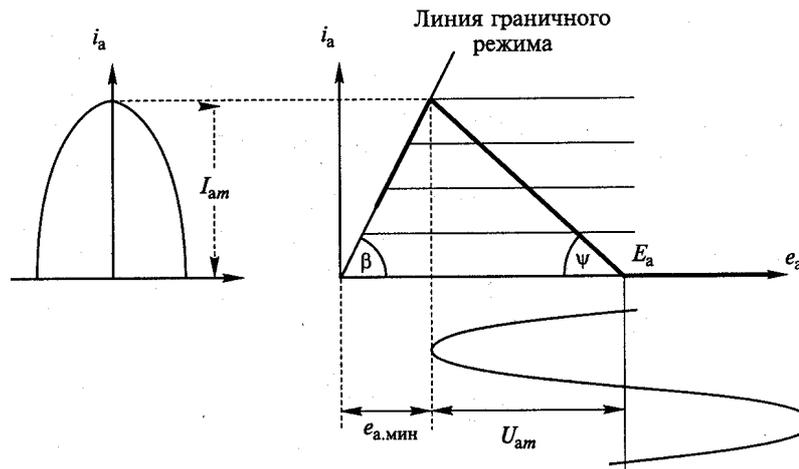


Рис. 5.10. К определению параметров генератора в граничном режиме

Из рис. 5.10, следует, что амплитуда импульса анодного тока равна:

$$I_{am} = S_{zp} e_{a.мин} = S_{zp} E_a (1 - \xi_{zp}), \quad (5.37)$$

где $S_{zp} = \operatorname{tg} \beta$ - крутизна линии граничного режима; $\xi_{zp} = U_{am, zp} / E_a$ - коэффициент использования анодного напряжения в граничном режиме работы.

Мощность первой гармоники сигнала в граничном режиме равна

$$P_1 = 0,5 I_{a1} U_{am} = 0,5 (I_{am} \alpha_1) (\xi_{zp} E_a) = 0,5 \alpha_1 S_{zp} E_a^2 \xi_{zp} (1 - \xi_{zp}) \quad (5.38)$$

или $P_1 = A \xi_{zp} (1 - \xi_{zp})$, где $A = 0,5 \alpha_1 S_{zp} E_a^2$.

Решив квадратное уравнение (5.38), относительно коэффициента использования анодного напряжения в граничном режиме работы получим

$$\xi_{zp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{zp} \alpha_1 E_a^2}} \quad (5.39)$$

По величине коэффициента использования анодного напряжения можно судить о напряженности режима. При $\xi < \xi_{zp}$ режим работы ГВВ недонапряженный, при $\xi > \xi_{zp}$ - перенапряженный. Наиболее часто генератор работает в граничном режиме с максимальным КПД. При амплитудной модуляции используется недонапряженный и перенапряженный режимы.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Нарисуйте типовую схему лампового генератора с внешним возбуждением.
2. Как проводится аппроксимация статических характеристик триода?
3. Проведите на характеристиках лампы линию граничного режима.
4. Как определяется угол отсечки анодного тока?
5. Как определяется угол отсечки сеточного тока?
6. Как производится разложение периодической функции в ряд Фурье?
7. Что такое коэффициенты разложения косинусоидального импульса?
8. Назовите и опишите три режима работы по напряженности генератора с внешним возбуждением.

ЛЕКЦИЯ 6. ЛАМПОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

6.1. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЛАМПОВОГО ГВВ

Методика расчета электрического режима работы лампового ГВВ в граничном режиме работы основана на приведенном выше анализе (лекция 5). Расчет генератора рассмотрим на типовом примере.

Исходные данные для расчета.

Рабочая частота $f = 50 \text{ МГц}$, выходная мощность $P_1 = 30 \text{ кВт}$.

Выбор типа электровакуумного прибора. Исходя из заданной мощности и частоты сигнала по справочнику «Электровакуумные приборы» выбираем тип генераторной лампы. Останавливаемся на тетроде типа ГУ-61Б, имеющем следующие предельно допустимые параметры:

$$E_{a.\text{доп}} = 10 \text{ кВ};$$

$$E_{c2.\text{доп}} = 1,5 \text{ кВ};$$

$$P_{a.\text{доп}} = 15 \text{ кВт};$$

$$f_{\text{max}} = 70 \text{ МГц}.$$

Выбираем угол отсечки $\theta = 90^\circ$, для которого

$$\alpha_0(\theta) = 0,318,$$

$$\alpha_1(\theta) = 0,5,$$

$$g_1(\theta) = 1,57.$$

По характеристикам прибора определяем:

крутизну линии граничного режима $S_{gp} = 13 \text{ мА/В}$;

крутизну анодно-сеточной характеристики $S = 74 \text{ мА/В}$;

напряжение отсечки $E'_C = -130 \text{ В}$.

Выбираем граничный режим работы.

Принимаем $E_a = 10 \text{ кВ}$, $E_{c2} = 1,5 \text{ кВ}$.

Расчет анодной цепи генератора.

1. Коэффициент использования анодного напряжения, определяемый согласно (5.39):

$$\xi_{zp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1}{S_{zp}\alpha_1 E_a^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 30 \cdot 10^3}{0,5 \cdot 13 \cdot 10^{-3} \cdot 10^8}} = 0,897.$$

2. Амплитуда напряжения на анодном контуре:

$$U_{am} = \xi_{zp} E_a = 0,897 \cdot 10^4 = 8970 \text{ В}.$$

3. Остаточное напряжение на аноде лампы:

$$e_{a.\text{мин}} = E_a - U_{am} = 10000 - 8970 = 1030 \text{ В}.$$

4. Амплитуда 1-й гармоники анодного тока:

$$I_{a1} = 2P_1 / U_{am} = 2 \cdot 30 \cdot 10^3 / 8970 = 6,69 \text{ А}.$$

5. Амплитуда импульса анодного тока:

$$I_{am} = I_{a1} / \alpha_1 = 6,69 / 0,5 = 13,38 \text{ А}.$$

6. Постоянная составляющая анодного тока:

$$I_{a0} = \alpha_0 I_{am} = 0,318 \cdot 13,38 = 4,25 \text{ А}.$$

7. Мощность, потребляемая по анодной цепи:

$$P_0 = I_{a0} E_a = 4,25 \cdot 10^4 = 42,5 \text{ кВт}.$$

8. Мощность, рассеиваемая анодом лампы:

$$P_a = P_0 - P_1 = 4,25 - 30 = 12,5 \text{ кВт} < P_{a.\text{дон}}.$$

9. Коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 \xi_{zp} g_1(\theta) = 0,5 \cdot 0,897 \cdot 1,57 = 70,4\%.$$

10. Сопротивление нагруженного анодного контура, необходимое для реализации рассчитанного режима работы:

$$R_1 = U_{am} / I_{am} = 8970 / 6,69 = 1340 \text{ Ом}.$$

Расчет цепи управляющей сетки.

1. Требуемая амплитуда напряжения:

$$U_{Cm} = I_{a1}/(\gamma_1(\theta)S) = 6,69 \cdot 10^3 / (0,5 \cdot 74) = 181 \text{ В}.$$

2. Напряжение смещения:

$$|E_C| = -U_{Cm} \cos \theta + |E_C^2| = 130 \text{ В}, \quad E_C = -130 \text{ В}.$$

3. Максимальное напряжение на сетке:

$$e_{C.макс} = U_{Cm} - |E_C| = 181 - 130 = 51 \text{ В}.$$

4. Высота импульса сеточного тока, определяемая по характеристикам (при $e = e_{амин}$ и $e_C = e_{Смакс}$) или из примерного соотношения:

$$I_{Cm} = 0,2 I_{am} = 0,2 \cdot 13,38 = 2,68 \text{ А}.$$

5. Косинус угла отсечки сеточного тока:

$$\cos \theta_C = |E_C|/U_{Cm} = 130/181 = 0,718;$$

$$\theta_C = 44^0;$$

$$\alpha_0(\theta_C) = 0,162;$$

$$\alpha_1(\theta_C) = 0,304.$$

6. Первая гармоника сеточного тока:

$$I_{C1} = \alpha_1(\theta_C) I_{Cm} = 0,304 \cdot 2,68 \text{ А}.$$

7. Постоянная составляющая сеточного тока:

$$I_{C0} = \alpha_0(\theta_C) I_{Cm} = 0,162 \cdot 2,68 = 0,434 \text{ А}.$$

8. Требуемая мощность возбуждения:

$$P_{C1} = 0,5 U_{Cm} I_{Cm} = 0,5 \cdot 181 \cdot 0,815 = 74 \text{ Вт}.$$

9. Мощность, теряемая в цепи смещения:

$$P_{C0} = |E_C| I_{C0} = 130 \cdot 0,434 = 56,4 \text{ Вт}.$$

10. Мощность, рассеиваемая управляющей сеткой:

$$P_C = P_{C1} - P_{C0} = 74 - 56,4 = 17,6 \text{ Вт}.$$

11. Входное сопротивление по 1-й гармонике сигнала:

$$R_{вх1} = U_{Cm}/I_{C1} = 181/0,815 = 222 \text{ Ом}.$$

12. Коэффициент усиления генераторной лампы по мощности:

$$K_P = P_1/P_{C1} = 30 \cdot 10^3/74 = 405 \text{ или } K_P(\text{дБ}) = 10 \lg(K_P) = 10 \lg(405) = 26 \text{ дБ}.$$

6.2. НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОПТИМАЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛАМПОВОГО ГЕНЕРАТОРА

Нагрузочные характеристики лампового генератора есть зависимости его выходных электрических параметров: колебательной мощности P_1 , потребляемой P_0 , мощности рассеивания на аноде P_a амплитуд первых гармоник тока I_{a1} и напряжения U_{am} постоянной составляющей тока I_{a0} и КПД η - от сопротивления нагрузки генератора R_1 . С их помощью можно выбрать оптимальный режим работы генератора по различным критериям (например, получению максимальной мощности) и определить влияние изменения нагрузки (например, влияние входного сопротивления антенны) на выходные параметры ВЧ генератора.

Координаты переломной точки на графиках этих характеристик определяются граничным режимом работы, которому соответствует сопротивление нагрузки $R_1 = R_{1cp}$. В недонапряженном режиме работы амплитуда анодного тока I_{am} остается практически неизменной и потому постоянная составляющая I_{a0} и первая гармоника анодного тока I_{a1} мало зависят от сопротивления нагрузки R_1 .

В перенапряженном режиме в силу провала в импульсе тока постоянная составляющая и амплитуда первой гармоники тока начинают уменьшаться по мере увеличения R_1 . В целом зависимости $I_{a0}(R_1)$ и $I_{a1}(R_1)$ имеют вид, представленный на рис. 6.1. Зависимость для амплитуды ВЧ анодного напряжения $U_{am}(R_1)$, мощности $P_1(R_1)$, $P_0(R_1)$, $P_a(R_1)$ и КПД $\eta(R_1)$ можно найти по формулам, приведенным в параграфе 6.1. Графики указанных характеристик имеют вид, представленный на рис. 6.1.

Максимум выходной мощности P_1 генератор отдает в граничном режиме работы (рис. 6.1). Именно в этом режиме его внутреннее

дифференциальное сопротивление по первой гармонике сигнала равно сопротивлению анодной нагрузки. Максимум КПД генератор имеет в слабо перенапряженном режиме работы.

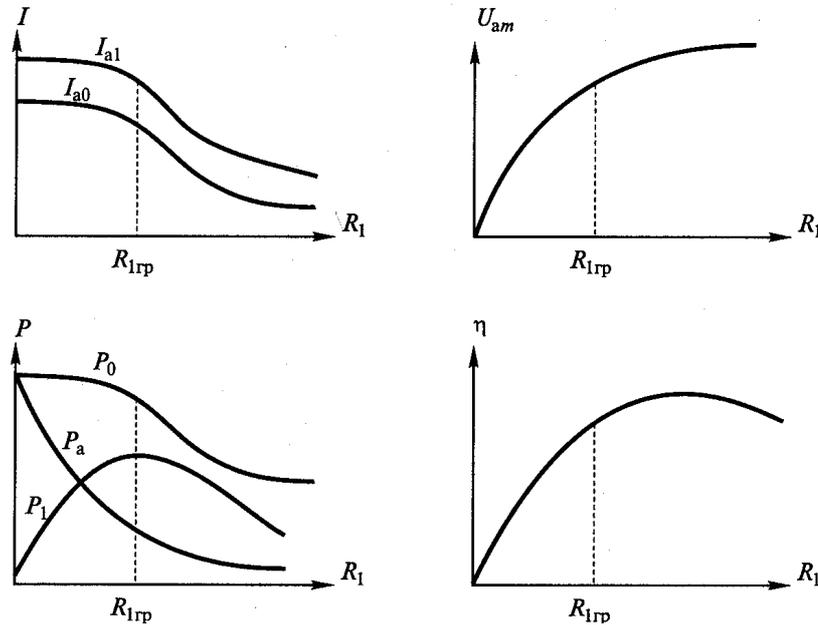


Рис. 6.1. Нагрузочные характеристики и оптимальные режимы работы лампового генератора

Поскольку работа ВЧ генератора оценивается несколькими параметрами, то в зависимости от выбранного критерия меняются условия обеспечения оптимального режима его работы. Рассмотрим, какой угол отсечки θ следует выбрать, чтобы обеспечить оптимальный режим работы при трех критериях: мощности ВЧ сигнала P_1 , КПД η , коэффициенте усиления по мощности K_p . Для трех данных критериев имеем:

$$P_1 = 0,5U_{am}I_{am} = (0,5I_{am}\xi E_a)\alpha_1(\theta);$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = 0,5\xi g_1(\theta);$$

$$K_P = \frac{P_1}{P_{C1}} = \frac{0,5I_{a1}U_{am}}{0,5I_{C1}U_{Cm}} = \frac{U_{am}}{I_{C1}} S\gamma_1(\theta).$$

Зафиксировав в приведенных формулах все параметры, кроме угла отсечки θ , получим с учетом зависимостей для коэффициентов разложения косинусоидального импульса (см. рис. 6.2 а, b, с) следующие результаты:

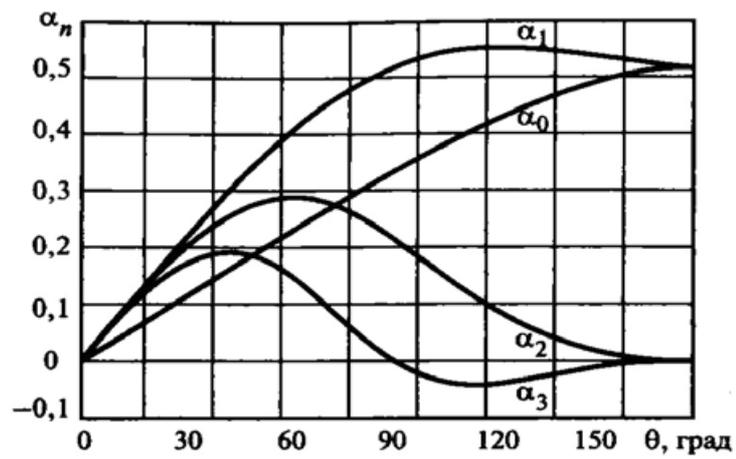


Рис. 6.2 а. Зависимость коэффициентов разложения $\alpha_n(\theta)$ косинусоидального импульса

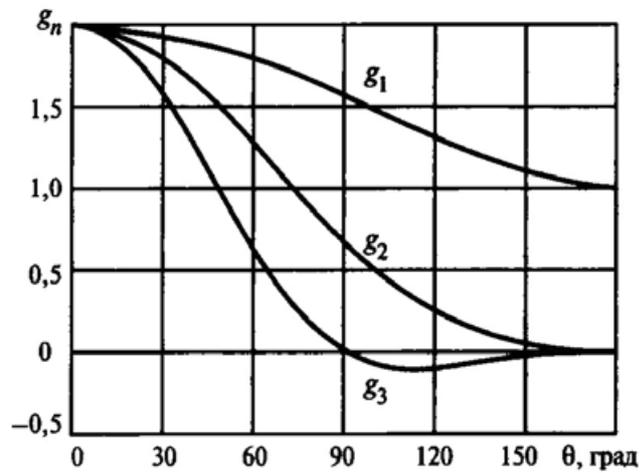


Рис. 6.2 б. Зависимость коэффициентов формы $g_n(\theta)$ косинусоидального импульса

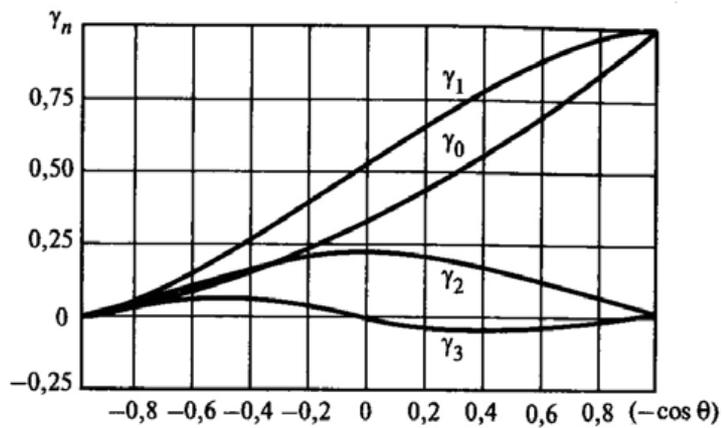


Рис. 6.2 в. Зависимость коэффициентов разложения γ_n косинусоидального импульса от $(-\cos \theta)$

- максимум мощности P_1 генератор отдает при $\theta = 120^\circ$ (рис. 6.2 а), максимум КПД генератор имеет при $\theta \rightarrow 0$ (рис. 6.2 б);

- максимум коэффициента усиления по мощности K_P можно получить при $\theta = 180^\circ$ (рис. 6.2 в).

Компромиссным вариантом, при котором все три параметра имеют значения, близкие к оптимальным, является выбор угла отсечки в пределах $\theta = 60 \dots 120^\circ$. В большинстве случаев принимают $\theta = 90^\circ$.

6.3. ЛАМПОВЫЙ ГВВ С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ

Общим в генераторе называется электрод лампы, который входит как во входную, так и выходную цепь. Схема лампового генератора с общим катодом рассмотрена на лекции 5. Недостаток такой схемы проявляется с повышением частоты усиливаемого сигнала, что следует из общей теории устойчивости усилителей высокой частоты.

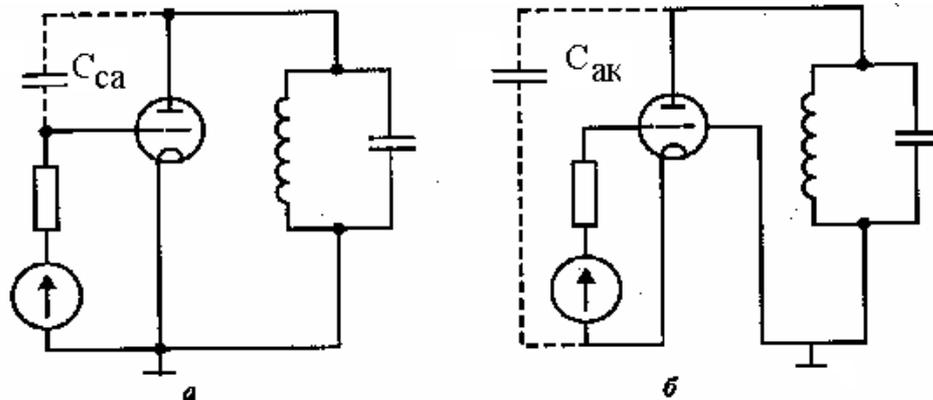


Рис. 6.3. Модели схем лампового генератора с общим катодом а) и с общей сеткой б)

Из рис. 6.3 следует, что в обеих моделях входная цепь соединена с выходной посредством межэлектродных емкостей сетка-анод C_{ca} и анод-катод C_{ak} . Через указанные емкости часть выходного напряжения подается на вход. Возникает обратная связь. С ростом частоты входного сигнала проводимость цепи обратной связи увеличивается, что приводит к усилению связи. При соответствующих фазовых соотношениях обратная связь может

оказаться положительной. ГВВ превратится в автогенератор. Такой режим называют режимом паразитного самовозбуждения, и он недопустим.

Очевидно, что более устойчиво работает схема, имеющая меньшую проводимость цепи обратной связи или, в рассматриваемом случае – меньшую емкость связи.

Поскольку емкость анод-катод представляет собой последовательное соединение двух конденсаторов, образованных электродами катод-сетка и сетка-анод, то ясно, что $C_{ак} < C_{са}$ и схема с общей сеткой при прочих равных условиях способна устойчиво работать на более высоких частотах, чем схем с общим катодом.

Даже специальные генераторные тетроды, у которых проходная емкость сведена до минимума, при схеме с общим катодом устойчиво работают только до частоты 200...300 МГц. Поэтому на более высоких частотах в генераторах обычно используется схема с общей сеткой. Так, специальные СВЧ триоды (металлокерамические лампы) при схеме с общей сеткой устойчиво работают до частоты 5000 МГц.

Рассмотрим электрические параметры генератора с общей сеткой, обратившись к схемам - электрической (рис. 6.4,а) и эквивалентной (рис. 6.4,б).

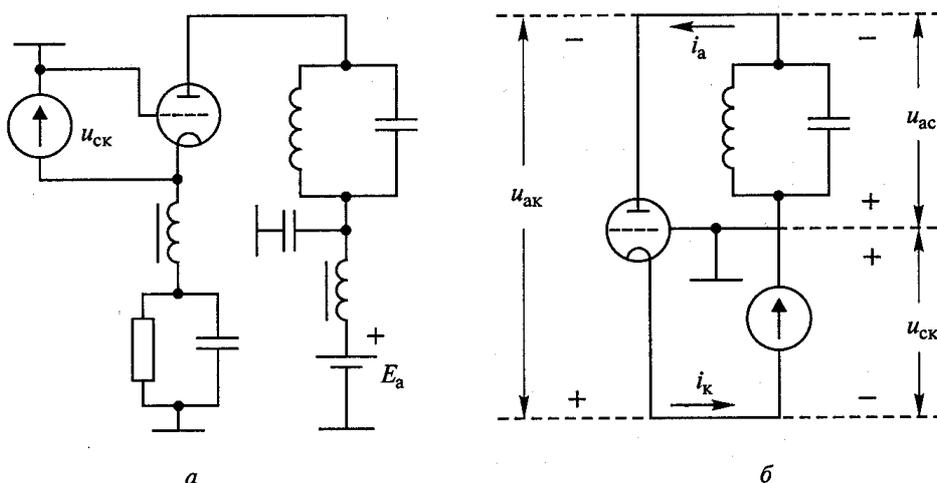


Рис. 6.4. Схема ГВВ с общей сеткой

Поскольку в лампе происходит поворот фазы сигнала на 180^0 , то напряжение анод-сетка (u_{ac}) есть сумма двух напряжений: анод-катод ($u_{ак}$) и сетка-катод ($u_{ск}$): $u_{ac} = u_{ак} + u_{ск}$. (На рис. 6.4,б расставлены знаки, подтверждающие данное равенство.) Соответственно и для амплитуд этих сигналов имеем

$$U_{act} = U_{акт} + U_{скт} \cdot \quad (6.1)$$

Другая особенность генератора с общей сеткой состоит в том, что через источник возбуждения протекает катодный ток (напомним, что в генераторе с общим катодом источник возбуждения нагружен на сеточный ток лампы). С учетом сказанного и (6.1) для выходной мощности ВЧ сигнала и мощности возбуждения в схеме с общей сеткой согласно рис. 6.4,б соответственно получим:

$$P_1 = 0,5U_{act}I_{a1} = 0,5(U_{акт} + U_{скт})I_{a1} = 0,5U_{акт}I_{a1} + 0,5U_{скт}I_{a1}; \quad (6.2)$$

$$P_{1возб} = 0,5U_{скт}I_{a1} = 0,5(I_{a1} + I_{c1})U_{скт} = 0,5U_{скт}I_{a1} + 0,5U_{скт}I_{c1}. \quad (6.3)$$

В (6.2) и (6.3) слагаемое $\Delta P = 0,5U_{скт}I_{a1}$ есть часть мощности, непосредственно передаваемой из входной в выходную цепь генератора. В схеме с общей сеткой по отношению к схеме с общим катодом выходная мощность возрастает на величину ΔP (ориентировочно на 10%), но при этом на ту же величину $\Delta P = 0,5U_{скт}I_{a1}$ увеличивается и мощность возбуждения. Поскольку анодный ток I_{a1} ориентировочно в 10 раз больше сеточного I_{c1} то относительное увеличение мощности возбуждения в схеме с общей сеткой составляет около 10 раз. Входное сопротивление в схеме с общей сеткой R_{ex1} обычно не превышает 200... 300 Ом.

Таким образом, сравнение двух схем ламповых ВЧ генераторов - с общим катодом и общей сеткой позволяет сделать следующие выводы: схема с общей сеткой более устойчива, но в связи с существенным возрастанием мощности возбуждения она проигрывает схеме с общим катодом по величине коэффициента усиления по мощности ориентировочно в 10 раз.

6.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЛАМПОВЫХ ГВВ

Классификация схем ВЧ генераторов определяется: типом выходной электрической цепи и ее связью с нагрузкой; видом входной электрической цепи и ее связью с источником возбуждения и лампой; цепью питания анода и управляющей сетки лампы; способом перестройки электрических цепей в диапазонных передатчиках.

В качестве входной и выходной электрических цепей, служащих для согласования лампы с источником возбуждения и нагрузкой, и фильтрации высших гармоник сигнала обычно используется один из четырех вариантов: одиночный параллельный колебательный контур, два связанных параллельных колебательных контура, П- и Т-образная схема (рис. 6.5).

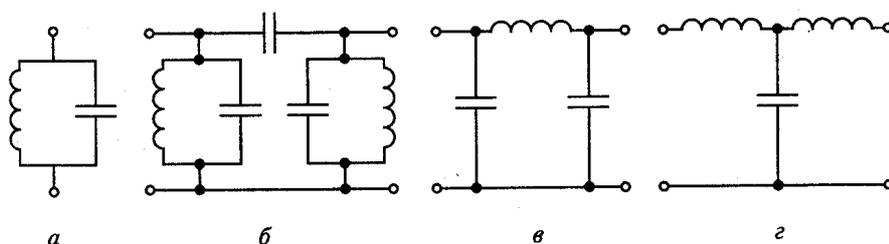


Рис. 6.5. Входные и выходные цепи ГВВ

Одной из характеристик цепей связи является коэффициент передачи, который показывает, какая часть мощности ВЧ сигнала P_1 передается в нагрузку:

$$K_{пер} = P_n / P_1 = P_H / (P_{KH} + P_H), \quad (6.4)$$

где P_H - мощность ВЧ сигнала, передаваемая в нагрузку с сопротивлением R_H ; P_{KH} - мощность потерь в электрической цепи. Определим коэффициент передачи $K_{пер}$ применительно к одиночному параллельному колебательному контуру (см. рис. 6.5,а), эквивалентные схемы которого с учетом активного сопротивления потерь r_k приведены на рис. 6.6.

При пересчете сопротивления нагрузки R_H в индуктивную ветвь контура (см. рис. 6.6, б) с учетом соотношений $P_H = 0,5r_H(I_{K1})^2$ и

$P_K = 0,5r_K(I_{K1})^2$ где I_{K1} , - амплитуда первой гармоники контурного тока, для коэффициента передачи получим

$$K_{пер} = r_H / (r_H + r_K) \quad (6.5)$$

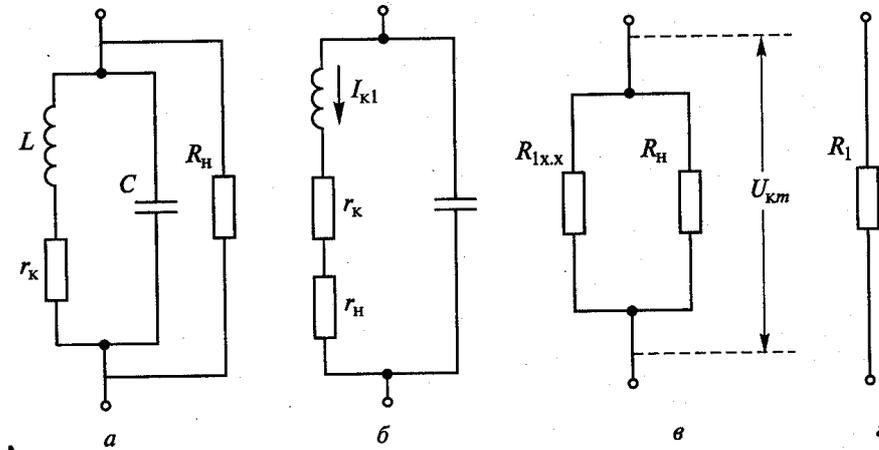


Рис. 6.6. Параллельная схема замещения нагруженного контура ГВВ

При параллельной схеме замещения (см. рис. 6.17, в) с учетом

соотношений $P_H = \frac{0,5(U_{Km})^2}{R_H}$ и $P_{K.П} = \frac{0,5(U_{Km})^2}{R_{1XX}}$, где U_{Km} -

амплитуда напряжения на контуре; R_{1XX} - сопротивление ненагруженного контура, т.е. при холостом ходе, для коэффициента передачи получим

$$K_{пер} = R_{1XX} / (R_H + R_{1XX}) \quad (6.6)$$

где $R_{1XX} = \rho Q_{XX}$, Q_{XX} добротность ненагруженного контура; ρ - волновое сопротивление контура.

Для уменьшения потерь в электрической цепи значение коэффициента передачи $K_{пер}$ следует иметь по возможности близким к 1 и не менее 0,8...0,9.

Связь электрической цепи с нагрузкой, источником возбуждения и лампой для их согласования между собой может быть: емкостной (рис. 6.7,а, б), индуктивной (рис. 6.7,в), трансформаторной (рис. 6.7,г) и смешанного типа.

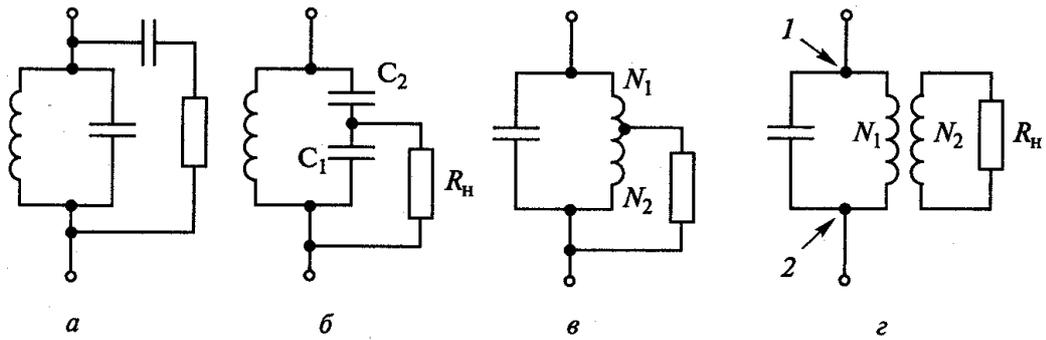


Рис. 6.7. Виды связи контура ГВВ с нагрузкой

Все виды связи характеризуются коэффициентом K_{CB} показывающим, как сопротивление нагрузки пересчитывается к определенным точкам электрической цепи. В случае параллельного колебательного контура этот пересчет осуществляется к точкам 1 - 2 схемы, для которой $R_{HK} = R_H / (K_{CB})^2$ где $K_{CB} = C_2 / (C_1 + C_2)$ - при емкостной связи (рис. 6.7, б); $K_{CB} = N_2 / (N_1 + N_2)$ - при индуктивной связи (рис. 6.7, в); $K_{CB} = N_2 / (N_1)$ - при трансформаторной связи (рис. 6.7, г); N_1, N_2 - число витков катушек индуктивности (см. рис. 6.7, в, г).

По видам цепей питания анода и управляющей сетки лампы различают: схемы с последовательным питанием (рис. 6.8, а); схемы с параллельным питанием (рис. 6.8, б). Преимущество схемы последовательного типа состоит в том, что в ней дроссель $L_{ДР}$ не шунтирует анодный контур. В схемах параллельного типа и элементы контура не находятся под высоким анодным напряжением, что особенно важно при перестройке контура.

При изменении частоты излучаемого сигнала в диапазонных радиопередатчиках необходимо перестраивать все контуры в генераторных каскадах, резонансные частоты которых должны быть равны частоте возбуждителя.

Такая перестройка электрических цепей осуществляется или с помощью конденсаторов переменной емкости, или путем изменения индуктивности контура, или за счет изменения обоих элементов. При работе радиопередатчика в большой полосе частот весь диапазон обычно

разбивается на поддиапазоны. При этом, например, возможен такой вариант: переход с одного поддиапазона на другой осуществляется переключением катушек индуктивности, а перестройка внутри поддиапазона - с помощью конденсатора переменной емкости (рис. 6.9).

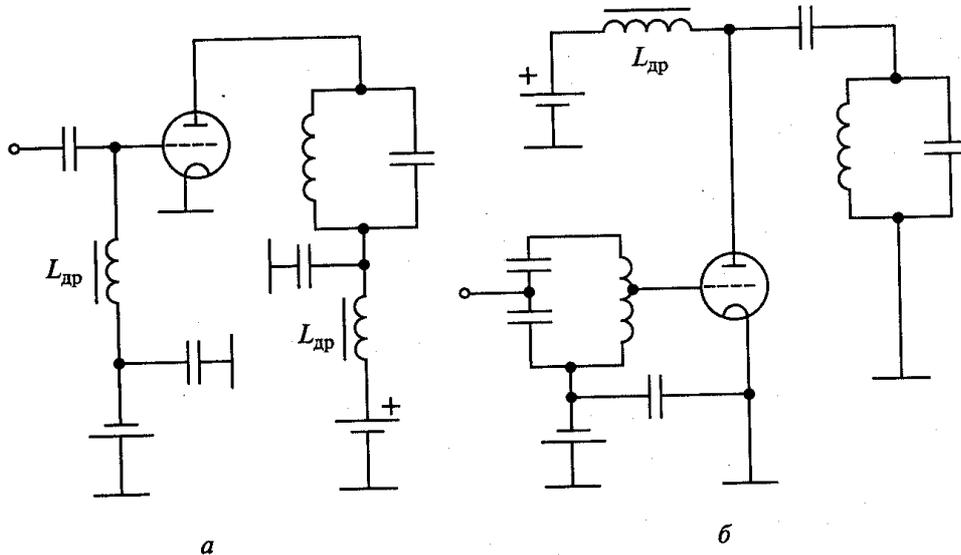


Рис. 6.8. Виды питания анода и сетки лампы ГВВ.

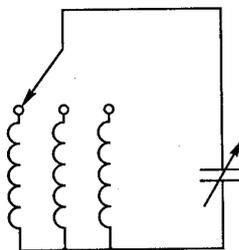


Рис. 6.9. Перестройка электрических цепей ГВВ изменением элементов резонансного контура.

Комбинируя типы согласующих электрических цепей, их связи с нагрузкой, источником возбуждения и лампой, способы соединения лампы с источниками питания и методы перестройки контуров, создают разнообразные схемы ВЧ генераторов с внешним возбуждением.

Рассмотрим еще одну схему, позволяющую складывать мощности двух генераторных ламп (рис. 6.10). Такая схема называется двухтактной. Сигналы на управляющие сетки ламп подаются в схеме в противофазе, т.е. повернутыми на 180^0 , в результате чего лампы работают попеременно,

возбуждая общий анодный контур, сопротивление которого на частоте первой гармоники сигнала определяется выражением $R_1 = 2U_{am}/I_{a1}$, где U_{am} , I_{a1} - параметры, относящиеся к одной лампе.

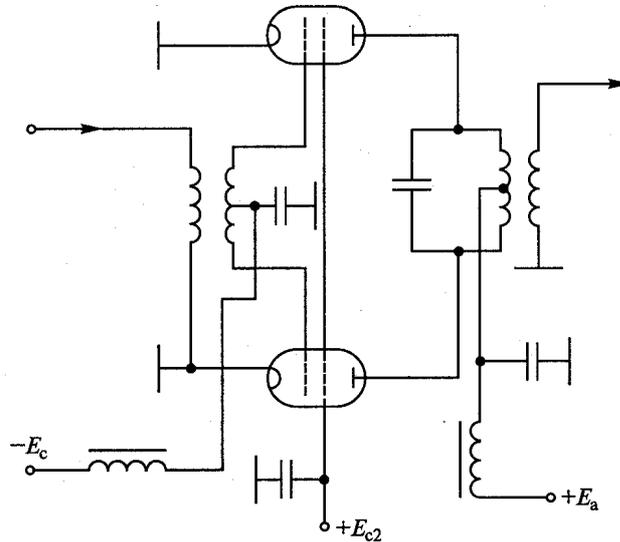


Рис. 6.10. Двухтактная схема сложения мощностей ГВВ

Преимуществами двухтактной схемы помимо возможности двукратного увеличения выходной мощности ВЧ сигнала являются: повышение устойчивости работы, фильтрация четных гармоник и лучшее блокирование цепей питания от проникновения в них токов высокой частоты ввиду симметрии схемы. Для двухтактных схем разработаны специальные двойные генераторные тетроды, размещаемые в одном баллоне.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Что такое нагрузочные характеристики?
2. Как используются нагрузочные характеристики при оптимизации режимов ГВВ?
3. Перечислите критерии, по которым обычно выполняется оптимизация режима ГВВ.
4. Чему равны оптимальные значения угла отсечки при оптимизации режимов НВВ по разным критериям?

5. Объясните, почему ГВВ по схеме с общей базой работает более устойчиво на высоких частотах, чем ГВВ по схеме с общим катодом.
6. Перечислите недостатки схемы с общей базой.
7. Для чего предназначены схем связи?
8. Какими параметрами характеризуются схемы связи?
9. Как классифицируются схемы питания анодной и сеточной цепей?
10. Объясните принцип работы двухтактной схемы.

ЛЕКЦИЯ 7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГВВ

7.1. ТИПЫ МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ГЕНЕРАТОРАХ

В ГВВ используются биполярные и полевые транзисторы.

В биполярных транзисторах происходит перенос как основных носителей заряда в полупроводнике, так и неосновных; в полевых - только основных. Управление током прибора в биполярных транзисторах осуществляется за счет заряда неосновных носителей, накапливаемых в базовой области; в полевых - за счет действия электрического поля на поток носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале, причем поле направлено перпендикулярно этому потоку. Для увеличения мощности прибора в биполярных транзисторах используют многоэмиттерную структуру, а в полевых - многоканальную. Материалом для мощных ВЧ транзисторов обоих типов служит кремний, в СВЧ приборах применяют также арсенид галлия. Задача повышение выходной мощности сигнала и максимальной частоты усиления в полупроводниковом приборе решена путем создания кремниевых и арсенид-галлиевых транзисторов с многоэмиттерной и многоканальной структурой. В табл. 7.1 приведены четыре основных параметра - максимальная частота усиления f , выходная мощность P_1 , коэффициент усиления по мощности K_p , КПД нескольких типов ВЧ мощных биполярных и полевых транзисторов.

Таблица 7.1

Тип транзистора	Частота, МГц	Мощность P_1 , Вт	Коэффициент усиления, дБ	КПД, %
КТ927В	30	75	15	50
КП904А	60	50	20	55
КТ922В	175	40	7	60
КТ931А	175	80	7	60

КТ930В	400	75	7	50
--------	-----	----	---	----

7.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Принцип действия. Биполярные транзисторы делятся на две большие группы: типа n-p-n и p-n-p. Под n понимается электронная проводимость материала, под p - дырочная. Мощные биполярные транзисторы являются, как правило, типа n-p-n.

В основе работы биполярного транзистора типа n-p-n лежат три явления: инжекция электронов из эмиттера в область базы, их накопление в базовой области (по отношению к проводимости типа p электроны становятся неосновными носителями заряда) и перенос электронов под действием внешнего электрического поля из базы к коллектору (рис. 7.1,а).

Имеют место два ограничения, не позволяющие увеличивать мощность прибора при одновременном повышении частоты сигнала. Первое ограничение связано с предельной скоростью движения электронов в полупроводнике. Так, для кремния эта скорость, зависящая от напряженности электрического поля, не превышает $V_{нас} = 10^7$ см/с (рис. 7.1,б). Второе ограничение связано с предельным значением напряженности электрического поля $E_{ПР}$, при превышении которого наступает электрический пробой. У кремния $E_{ПР} = 2 \cdot 10^5$ В/с.

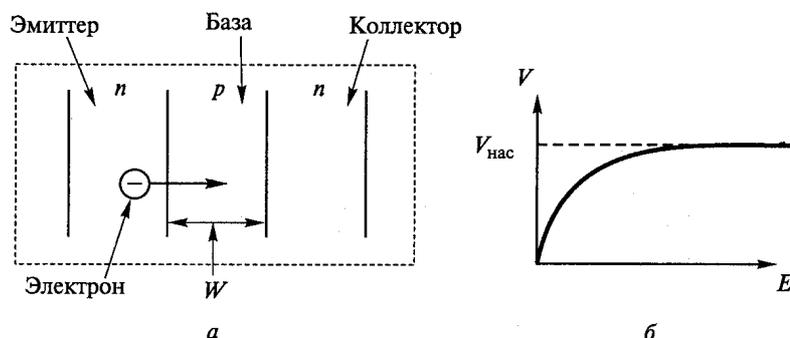


Рис. 7.1 Модель биполярного транзистора (а); зависимость скорости движения электронов в полупроводнике от напряженности электрического поля (б).

Предельная или граничная частота усиления транзистора f_{gp} непосредственно связана со временем переноса носителей заряда τ_T через базовую область толщиной W (рис. 7.1,а):

$$f_{GP} = 1/(2\pi\tau_T) = V_{HAC}/(2\pi W), \quad (7.1)$$

где $\tau_T = W/V_{HAC}$ - время переноса носителей через базу.

Для напряженности электрического поля запишем

$$E = U_K/W < E_{PP}, \quad (7.2)$$

где U_K - напряжение коллектор-база.

Совместно решив уравнения (7.1), (7.2) с учетом указанных значений V_{HAC} и E_{PP} и приняв $E=0,6 E_{PP}$, получим

$$U_K f_{GP} = 10^{11} \text{ В} \cdot \text{Гц} = 100 \text{ В} \cdot \text{ГГц}, \quad (7.3)$$

которое определяет предельные возможности биполярного транзистора. Согласно (7.3) чем выше частота, тем меньше должно быть напряжение питания, а, следовательно, и мощность биполярного транзистора. Так, при напряжении питания коллектора транзистора $U_K=20$ В его граничная частота усиления составит $f=5$ ГГц.

Существуют еще два ограничительных фактора, не позволяющих увеличить мощность транзистора: допустимая температура р-п-перехода (у кремния не выше $150\dots 200^0\text{C}$) и эффект отеснения. Сущность последнего сводится к тому, что с возрастанием плотности тока перенос носителей заряда отесняется к внешнему краю эмиттера. В результате значение тока определяется периметром, а не площадью эмиттера, что не позволяет увеличивать мощность с повышением частоты. Последнее ограничение удалось преодолеть путем создания так называемых многоэмиттерных структур, в которых существенно увеличен периметр эмиттера без увеличения его площади. Одна из таких структур, называемая полосковой, показана на рис. 7.2.

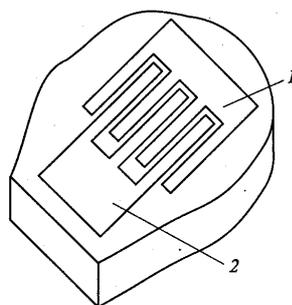


Рис. 7.2. Полосковая многоэмиттерная структура р-п-перехода

В этой структуре эмиттер 1 имеет гребенчатую структуру. Такую же форму имеют контактные площадки выводов базы 2. Коллектор в приборе общий. Общее число полосков-эмиттеров в приборе может достигать нескольких десятков. В качестве примера приведем параметры типичного СВЧ транзистора полоскового типа: размеры одного эмиттерного полоска 16x240 мкм; число полосков-эмиттеров 18; площадь коллектора 0,22 мм²; общий периметр всех эмиттеров 8 мм, площадь 0,065 мм². Для повышения выходной мощности СВЧ транзистора на одном кристалле располагают несколько структур, а в одном корпусе размещают несколько кристаллов.

Тепло, рассеиваемое в кристалле транзистора, необходимо отвести на его корпус. При этом обеспечивается электрическая изоляция электродов относительно корпуса прибора, для чего используется бериллиевая керамика - диэлектрик с высокой теплопроводностью (такой же, как у латуни). В зависимости от схемы применения в мощных транзисторах с корпусом соединяется эмиттер или база. Внешний вид двух типов транзисторов показан на рис. 7.3.

Работа транзистора описывается большим числом характеристик и параметров, которые позволяют произвести расчет режима работы прибора в каскадах различного назначения и задать правильные условия его эксплуатации. Рассмотрим наиболее важные характеристики и параметры мощных транзисторов с рассеиваемой мощностью более 3...5 Вт.



2Т947А



2Т926А

Рис. 7.3 Внешний вид транзисторов

Статические характеристики биполярного транзистора. При схеме транзистора с общим эмиттером различают два вида семейств характеристик: выходные - зависимости тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер и тока базы $i_k = \Phi(u_{КЭ}, i_B)$ (рис. 7.4,б) и входные - зависимости тока базы от напряжения эмиттер-база и коллектор-эмиттер $i_B = \Phi(u_{ЭБ}, u_{КЭ})$ (рис. 7.4,а). У кремниевых транзисторов напряжение отсечки $E_B = 0,5...0,7$ В.

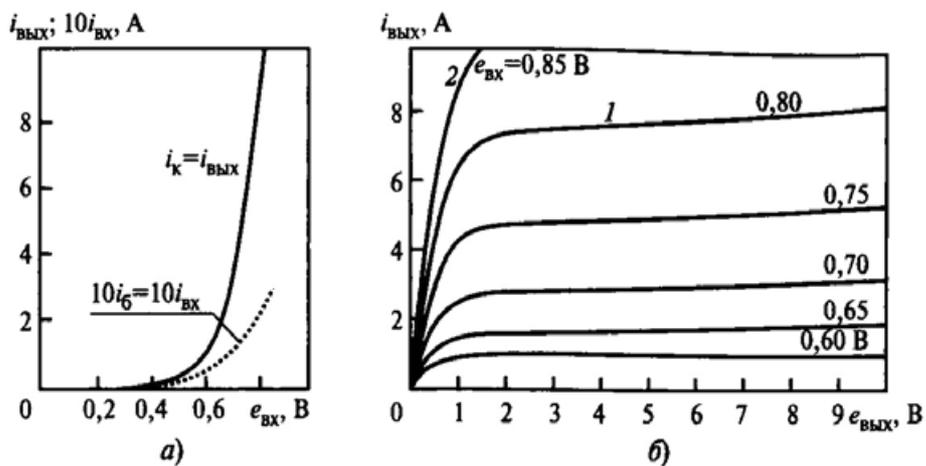


Рис. 7.4 Проходная и входная (а) и выходные (б) статические характеристики биполярного транзистора типа 2Т9113А

Биполярный транзистор представляет собой структуру из двух р-п-переходов (рис. 7.1). Сначала рассмотрим отдельно взятый р-п-переход, статическая характеристика которого описывается функцией

$$i = I_S \left(e^{u_{П}/\varphi_T} - 1 \right) \quad (7.4)$$

где I_S - обратный ток, или ток насыщения; $u_{П}$ - напряжение, приложенное к р-п-переходу; $\varphi_T = 25,6$ мВ - температурный потенциал. Статическая характеристика р-п-перехода (7.4), приведенная на рис. 7.5, имеет два участка: один соответствует открытому р-п-переходу при приложении к нему прямого напряжения, другой - закрытому при обратном напряжении. Обратное напряжение, превышающее по абсолютной величине напряжение $U_{ПРИБ}$, приводит к электрическому пробое р-п-перехода. В реальной модели значение тока i ограничено сопротивлением активных потерь R_S р-п-перехода.

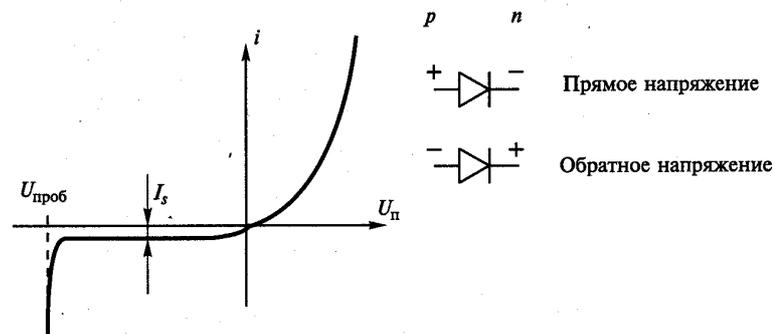


Рис. 7.5. Статическая характеристика р-п-перехода

Закрытый р-п-переход характеризуется барьерной, или зарядовой, емкостью

$$C_{ЗАР} = \frac{C_{Н.ЗАР}}{(1 + |u|/\varphi_0)^\gamma}, \quad (7.5)$$

где $C_{Н.ЗАР}$ - начальная емкость р-п-перехода; u - обратное напряжение, приложенное к р-п-переходу; φ_0 - контактная разность потенциалов (φ_0 - 0,5...0,8 В - для кремния); γ - коэффициент перехода, зависящий от состава примесей в переходе (обычно $\gamma = 0,5$).

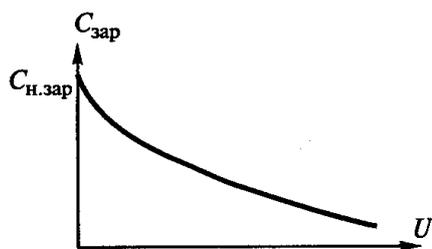


Рис. 7.6. Зависимость зарядовой емкости от обратного напряжения.

Модель транзистора, как структура из двух р-п-переходов, может быть представлена в виде, показанном на рис. 7.7.

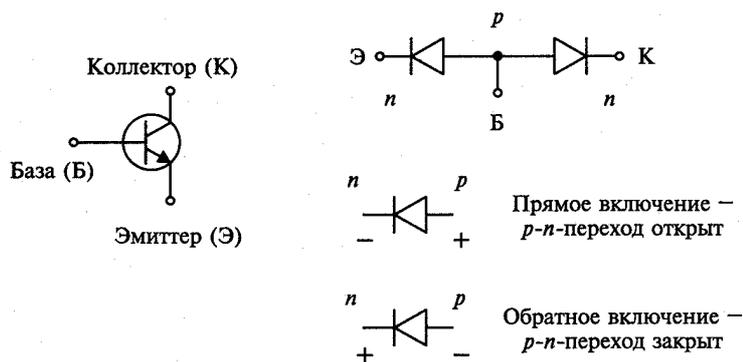


Рис. 7.7. Модель транзистора из двух р-п-переходов

Каждый из р-п-переходов может находиться в открытом или закрытом состоянии в зависимости от приложенного к нему напряжения - прямого или обратного. Таким образом, в зависимости от того, какое напряжение приложено к эмиттерному и коллекторному переходу - прямое или обратное, могут быть четыре состояния биполярного транзистора, показанные в табл. 7.2, и соответственно четыре области на плоскости его статических характеристик: отсечки (1), активная (2), насыщения (3), инверсная (4) (рис. 7.8).

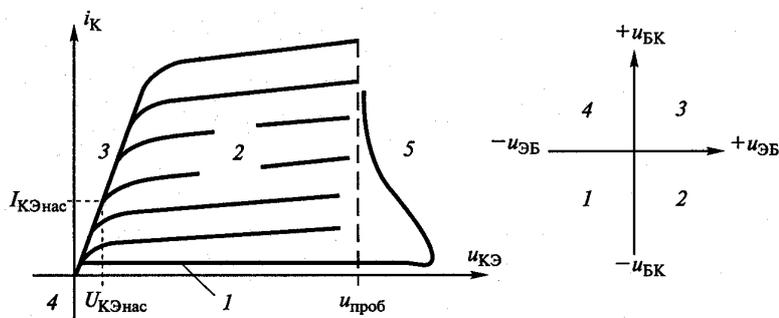


Рис. 7.8. Четыре состояния биполярного транзистора

Таблица 7.2

Коллекторный переход - вид включения	Эмиттерный переход - вид включения	Область на характеристиках
Обратное	Обратное	Отсечки (1)
Обратное	Прямое	Активная (2)
Прямое	Прямое	Насыщения (3)
Прямое	Обратное	Инверсная (4)

Область насыщения (3) характеризуется сопротивлением насыщения: $r_{НАС} = u_{КЭнас} / i_{КЭнас}$. При обратном напряжении, приложенном к р-п-переходу, превышающем обратное напряжение $U_{проб}$, происходит электрический пробой, сопровождаемый резким увеличением носителей заряда. Эта область обозначена на рис. 7.8 цифрой 5. Заход в нее недопустим, поскольку пробой р-п-перехода является необратимым явлением, приводящим к выходу прибора из строя.

Зарядовая модель транзистора в схеме с общей базой. Процессы, протекающие в теоретической модели транзистора при работе в активной области в схеме с общей базой (рис. 7.9,а; ЭЦ - электрическая цепь), могут быть описаны двумя уравнениями:

$$i_{Э} = \frac{Q_B}{\tau_{Э}} + \frac{dQ_{Э}}{dt}; \quad (7.6)$$

$$i_K = i_{КГ} = \frac{Q_B}{\tau_T}; \quad (7.7)$$

где Q_B - заряд базы; $\tau_{Э}$ - среднее время жизни неосновных носителей заряда в области базы (в транзисторе типа п-р-п ими являются электроны); $i_{КГ}$ - ток эквивалентного генератора в коллекторной цепи; τ_T - время пролета носителями заряда базовой области, определяемое согласно (7.1).

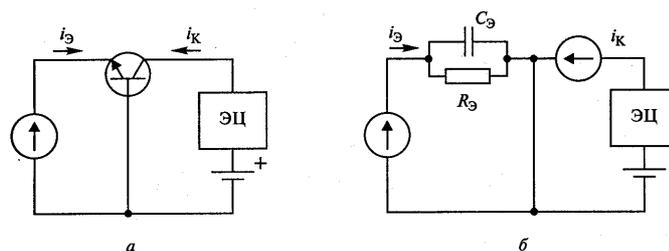


Рис. 7.9. Зарядовая модель транзистора в схеме с общей базой

Уравнение (7.6) определяет накопление заряда в базовой области, а (7.7) - их дальнейший перенос к коллектору под действием внешнего электрического поля. Для составления эквивалентной схемы транзистора рассмотрим цепь из параллельно соединенных сопротивления R и емкости C (рис. 7.10), для которой согласно правилам электротехники запишем:

$$i = i_R + i_C; i = \frac{u}{R} + C \frac{du}{dt}; Q = Cu; i = \frac{Q}{CR} + \frac{dQ}{dt}.$$

Из последнего выражения получим

$$i = \frac{Q}{\tau} + \frac{dQ}{dt}, \quad (7.8)$$

где Q - заряд, накапливаемый емкостью; $\tau = CR$ - постоянная времени цепи.

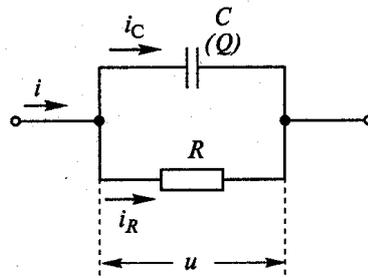


Рис. 7.10

Совместно решая уравнения (7.6), (7.7), получим дифференциальное уравнение, связывающее ток на выходе транзистора (ток коллектора i_K) с входным током (ток эмиттера $i_{\mathcal{E}}$):

$$i_{\mathcal{E}} = \frac{1}{\alpha_0} i_K + \frac{1}{\omega_{ГР}} \frac{di_K}{dt}, \quad (7.9)$$

где $\alpha_0 = \frac{\tau_{\mathcal{E}}}{\tau_T} = \frac{\omega_{ГР}}{\omega_{\alpha}}$ - коэффициент передачи тока на низкой частоте в схеме с общей базой ($\alpha_0 < 1$); $\omega_{ГР}$ - граничная частота, определяемая согласно (7.1); ω_{α} - граничная частота в схеме с общей базой.

В операторной форме уравнение (7.9) примет вид

$$i_{\mathcal{E}}(p) = \frac{1}{\alpha_0} i_K(p) + \frac{1}{\omega_{ГР}} p i_K(p). \quad (7.10)$$

Формальной заменой p на $j\omega$ из формулы (7.10) получим зависимость коэффициента передачи тока в схеме с общей базой от частоты:

$$\alpha(j\omega) = \frac{i_K(j\omega)}{i_{\mathcal{E}}(j\omega)} = \frac{\alpha_0}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)}. \quad (7.11)$$

Для модуля коэффициента передачи из (7.11) получим

$$|\alpha(j\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\alpha)^2}}. \quad (7.12)$$

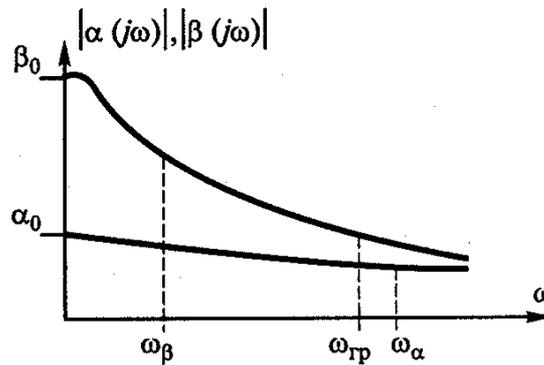


Рис. 11 Зависимости коэффициентов усиления в схемах с общей базой и общим эмиттером от частоты

График функции (7.12) построен на рис. 7.11. Из него следует, что при частоте $\omega = \omega_\alpha$ коэффициент передачи тока α уменьшается в 1,41 раза по сравнению с его низкочастотным значением $\alpha_0 < 1$. Коэффициент усиления по мощности в схеме с общей базой есть произведение из коэффициентов усиления по току K_I , и по напряжению K_U :

$$K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{0,5|i_K||u_{КБ}|}{0,5|i_{\mathcal{E}}||u_{\mathcal{ЭБ}}|} = K_I K_U = |\alpha| K_U. \quad (7.13)$$

где $K_I = |\alpha| < 1$

Из (7.13) следует, что в схеме с общей базой коэффициент усиления сигнала по мощности $K_P < K_U$.

Зарядовая модель транзистора в схеме с общим эмиттером.

Процессы, протекающие в теоретической модели транзистора при работе в активной области в схеме с общим эмиттером (рис. 7.12,а), могут быть

описаны тремя уравнениями: (7.6), (7.7) и дополнительным - для тока базы i_B , который является входным в данной схеме:

$$i_B = i_{\mathcal{E}} - i_K. \quad (7.14)$$

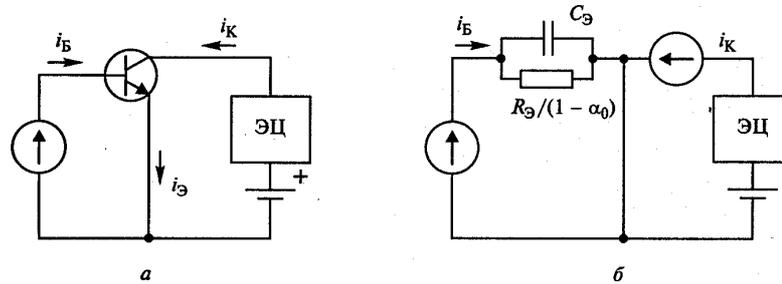


Рис. 7.12. Схема с общим эмиттером

Совместное решение уравнений (7.6), (7.7) и (7.14), проведенное по той же методике, что и в предыдущем случае, приводит к эквивалентной схеме, приведенной на рис. 7.12,б. По аналогии с предыдущим случаем для коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером и для модуля данной величины получим:

$$\beta(j\omega) = \frac{i_K(j\omega)}{i_B(j\omega)} = \frac{\beta_0}{1 + j(\omega/\omega_\beta)}; \quad (7.15)$$

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}}, \quad (7.16)$$

где $\beta_0 = \frac{\tau_B}{\tau_T} = \frac{\omega_{ГР}}{\omega_\beta} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ - коэффициент усиления по току на низкой частоте в схеме с общим эмиттером; ω_β - граничная частота в схеме с общим эмиттером.

График функции (7.16) построен на рис. 7.11. Из него следует, что при частоте $\omega = \omega_\beta$ коэффициент передачи по току β уменьшается в 1,41 раза по сравнению с его низкочастотным значением $\beta_0 \gg 1$. При частоте $\omega \gg \omega_\beta$ из (7.16) получим

$$\omega_T = |\beta|\omega. \quad (7.17)$$

Коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером по аналогии с (7.13):

$$K_P = |\beta| K_U. \quad (7.18)$$

Из сравнения (7.13) с (7.18) следует, что коэффициент усиления по мощности в схеме с общим эмиттером больше, чем в схеме с общей базой. Однако в области высоких частот, близких к граничной частоте ω_T как это следует из приведенных формул и графиков на рис. 7.11, они различаются мало. Граничная частота ω_T , является самым важным параметром, характеризующим частотные свойства транзистора. Значение ω_T , можно определить экспериментальным путем согласно (7.17). Для этого следует измерить модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером (см. рис. 7.12,а) и умножить полученное значение на частоту, при которой проводились измерения. Максимальная частота усиления генератора, как правило, не превосходит значения ω_T . При $\omega = \omega_T$, коэффициент усиления мощных ВЧ и СВЧ биполярных транзисторов обычно находится в пределах 3...6 дБ, т.е. в 2 — 4 раза по мощности.

Теоретическая, идеализированная модель транзистора (ТМ), показанная на рис. 7.9 и 7.12, отражает наиболее важные процессы, протекающие в его структуре. В реальной эквивалентной схеме биполярного транзистора помимо этой модели следует также учесть: индуктивности выводов электродов (L_B, L_E, L_K); сопротивления потерь в базе (r_B) и коллектора ($r_{Ka}, r_{KП}$); стабилизирующие сопротивления, включаемые последовательно с эмиттерами и отображаемые в виде общего сопротивления ($r_{СТ}$); зарядную или барьерную емкость закрытого коллекторного перехода ($C_{Ka}, C_{KП}$). Такая модель транзистора при работе в активной области и схеме с общим эмиттером приведена на рис. 7.13.

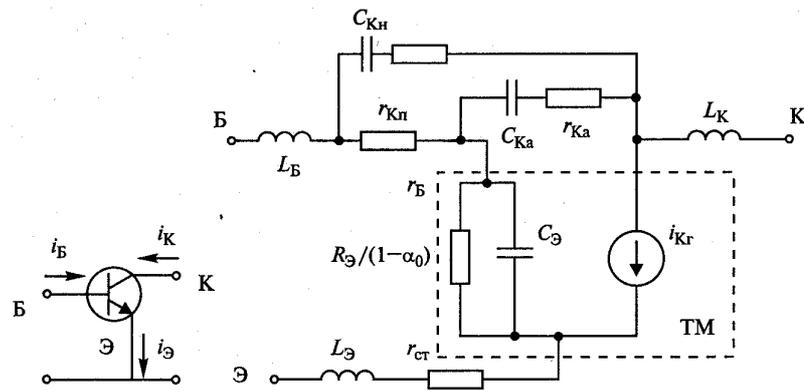


Рис. 7.13. Модель транзистора для схемы с общим эмиттером

Предельно допустимые параметры транзистора. У мощного биполярного транзистора ограничены токи, напряжения на р-п-переходах и мощность рассеяния. К их числу относятся:

- импульсное (пиковое) значение коллекторного тока;
- постоянная составляющая коллекторного тока в непрерывном режиме;
- пиковые значения напряжения коллектор-эмиттер и коллектор-база (не более 45..65 В), не превышающие напряжение пробоя $U_{проб}$ (см. рис. 7.8);
- пиковое значение обратного напряжения база-эмиттер (обычно не более 4...6 В), не превышающее напряжение пробоя этого р-п-перехода;
- мощность P_K , рассеиваемая коллектором.

Остановимся подробнее на последнем параметре. Часть подводимой к транзистору мощности от источников питания и возбуждения рассеивается в нем в виде тепла. В результате температура переходов и корпуса транзистора превышает температуру окружающей среды. Мощность P_K , рассеиваемая коллектором, и температура р-п-перехода $t_{п}$ связаны в транзисторе соотношением

$$t_{п} = t_K + P_K R_t, \quad (7.19)$$

где t_K - температура корпуса транзистора; R_t - тепловое сопротивление участка р-п-переход-корпус, град/Вт. При температуре

корпуса $t_K > t_{K0}$ (обычно $t_{K0} - 50...70^{\circ}C$) максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, снижается по закону:

$$P_K = P_{K0} - (t_K - t_{K0})/R_t. \quad (7.20)$$

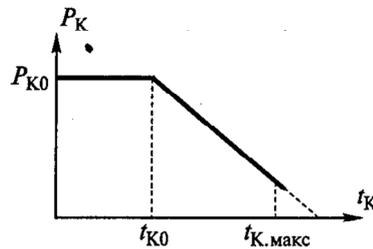


Рис. 7.14 График функции (7.20)

При работе транзистора в составе генератора недопустимо превышение ни одного из перечисленных предельно допустимых параметров. Нарушение этого правила приводит или к резкому сокращению долговечности полупроводникового прибора, или к его внезапному отказу и выходу из строя аппаратуры в целом.

7.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Принцип действия и эквивалентная схема. Полевой транзистор относится к разряду униполярных полупроводниковых приборов, в которых осуществляется перенос только основных носителей заряда. Материалом для СВЧ полевых транзисторов обычно служит арсенид галлия (GaAs), позволяющий снизить активные потери в приборе и поднять максимальную частоту усиления до 6...8 ГГц. Основное различие в нескольких типах полевых транзисторов связано с методом управления потоком носителей заряда, движущихся в полупроводниковом канале. Структура одного из полевых транзисторов, называемого металлополупроводниковым, с затвором типа барьера Шоттки приведена на рис. 7.15.

Электрическое поле, создаваемое напряжением, приложенным к затвору $U_{зк}$, направлено перпендикулярно потоку зарядов в канале. Изменяя значение $U_{зк}$, воздействуют на этот поток, движущийся от истока к стоку, увеличивая или уменьшая выходной ток прибора.

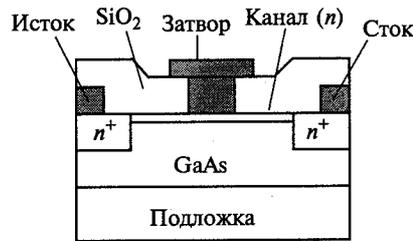


Рис. 7.15. Структура полевого транзистора с затвором Шоттки.

Эквивалентная схема полевого транзистора ВЧ диапазона, приведенная на рис. 7.16, включает в себя: $C_{ЗИ}$ - емкость затвор-исток, $C_{СИ}$ - емкость сток-исток, $C_{ЗС}$ - емкость затвор - сток (проходная емкость), $C_{ЗК}$ - емкость затвор-канал, $r_{ЗК}, r_{СИ}$ - сопротивления потерь, $i_{СТ}$ - эквивалентный генератор тока стока. Частотные свойства полевого транзистора определяются постоянной времени:

$$\tau = \tau_{ЗК} + \tau_K, \quad (7.21)$$

где $\tau_{ЗК} = C_{ЗК}r_{ЗК}$ - постоянная времени цепи затвор-канал (см. рис. 7.16); τ_K - время пролета носителями заряда по каналу от истока к стоку.

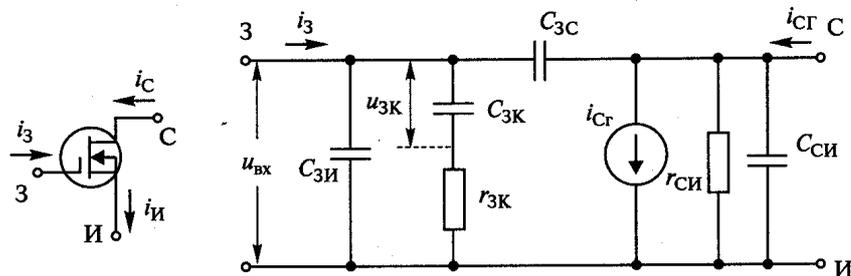


Рис. 7.16. Эквивалентная схема полевого транзистора ВЧ диапазона

Ток эквивалентного генератора определяется напряжением, приложенным непосредственно к участку затвор-канал (см. рис. 7.15). Поэтому в ВЧ диапазоне, пренебрегая вторым слагаемым, для генератора стока имеем

$$i_{СТ} = S_0 u_{ЗК} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_{ЗК}} u_{ВХ} \quad (7.22)$$

где S_0 - крутизна статической характеристики; $u_{ЗК}$ - напряжение между затвором и каналом; $u_{ВХ}$ - напряжение на входе прибора.

Согласно (7.22) зависимость амплитуды тока стока от частоты сигнала определяется выражением

$$I_{CT} = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{3K})^2}} U_{BX}. \quad (7.23)$$

Из (7.23) следует, что в полевом транзисторе, как и в биполярном, коэффициент усиления прибора по мощности уменьшается с повышением частоты.

Статические характеристики полевого транзистора. При схеме транзистора с общим истоком различают два вида семейств характеристик: зависимости тока стока от напряжения сток-исток и затвор-исток $i_C = \Phi(u_{СИ}, u_{ЗИ})$ (рис. 7.17,а) и зависимость тока стока от напряжения затвор-исток $i_C = \Phi(u_{ЗИ})$ (рис. 7.17,б).

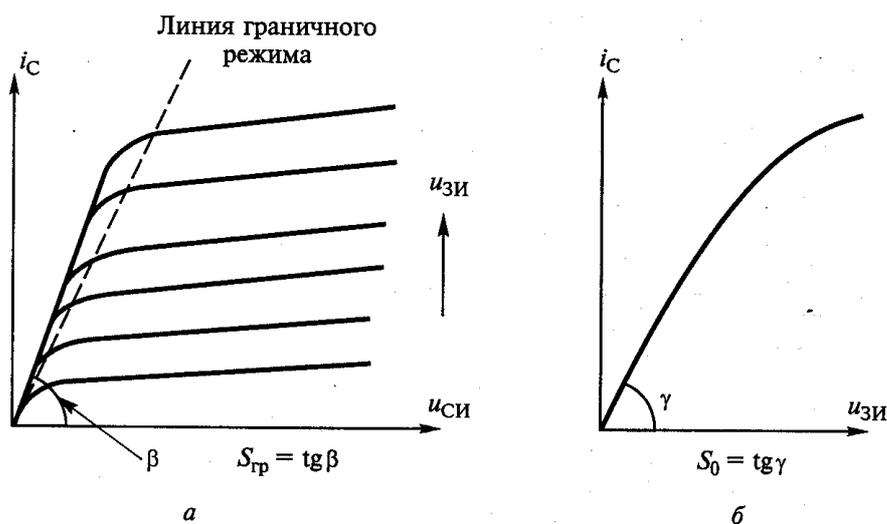


Рис. 7.17. Статические характеристики полевого транзистора

Тангенс угла наклона линейного участка характеристики $i_C = \Phi(u_{ЗИ})$ есть статическая крутизна S_0 . По внешнему виду статические характеристики полевого транзистора близки к характеристикам биполярного транзистора (см. рис. 7.4). Однако следует иметь в виду, что биполярный транзистор управляется входным током (при схеме с общим эмиттером - током базы), полевой - входным напряжением затвор-исток.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Приведите модели и схемы включения транзистора с общим эмиттером, базой и коллектором.
2. Перечислите преимущества и недостатки биполярного транзистора.
3. Какими параметрами характеризуется биполярный транзистор?
4. Перечислите преимущества и недостатки полевого транзистора.
5. Какими параметрами характеризуется полевой транзистор?
6. Нарисуйте графики статических характеристик биполярного и полевого транзисторов.

ЛЕКЦИЯ 8. РЕЖИМЫ РАБОТЫ И МЕТОДИКА РАСЧЕТЕ ТРАНЗИСТОРНОГО ГВВ

8.1. АНАЛИЗ РАБОТЫ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Три режима работы транзисторного генератора. Две схемы ВЧ генераторов с внешним возбуждением - одна с биполярным, другая с полевым транзистором - приведены на рис. 8.1.

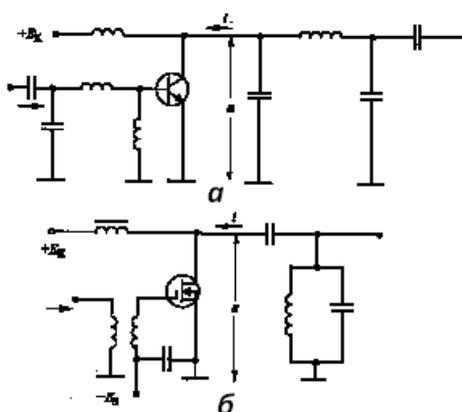


Рис. 8.1. Схемы ГВВ на транзисторах: а) с биполярным, б) с полевым транзистором

Исследование транзисторного генератора, как и в случае анализа работы лампового генератора, состоит:

- в определении с помощью вольтамперных характеристик прибора форм тока и напряжения на его выходе при подаче на вход синусоидального сигнала;

- в расчете энергетических параметров генератора: выходной мощности первой гармоники P_1 , потребляемой мощности P_0 от источника постоянного тока и КПД генератора $\eta = P_1/P_0$;

- в определении мощности входного сигнала $P_{1ВХ}$ и коэффициента усиления генератора по мощности $K_P = P_1/P_{1ВХ}$;

- в построении динамических, нагрузочных, амплитудных и частотных характеристик.

Несмотря на разный физический характер процессов, протекающих в электровакуумном приборе, биполярном и полевом транзисторах, ввиду формального сходства их ВАХ анализ выходной цепи в основном совпадает с анализом лампового ГВВ, рассмотренного раньше. Так, в транзисторных генераторах, как и в ламповых, возможны недонапряженный, граничный и перенапряженный режимы работы. При внешнем сходстве этих режимов в трех типах генераторов физический механизм их протекания различен. При биполярном транзисторе динамическая характеристика располагается:

- в случае недонапряженного и граничного режимов в двух областях - активной и отсечки;

- в случае перенапряженного режима работы в трех областях - отсечки, активной и насыщения. При этом провал в импульсе коллекторного тока происходит по причине захода рабочей точки (координаты $i_K - u_{KЭ}$) в область насыщения и перехода коллекторного р-п-перехода в открытое состояние.

В недонапряженном и граничном режимах импульсы коллекторного тока при работе с отсечкой имеют косинусоидальную форму. Примеры форм импульса коллекторного тока в перенапряженном режиме работы показаны на рис. 8.2. При наличии только активной составляющей в нагрузке провал в импульсе располагается посередине (рис. 8.2,а), при добавлении к ней емкости - сдвигается влево (см. рис. 8.2,б), индуктивности - вправо (см. рис. 8.2,в).

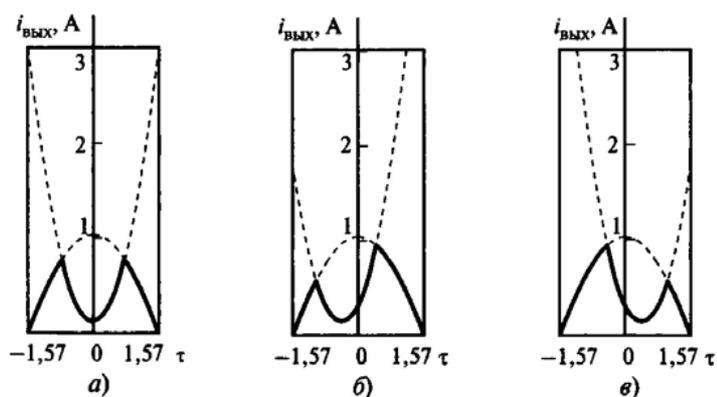


Рис. 8.2. Импульсы коллекторного тока в перенапряженном режиме: а - настроенная нагрузка, б - емкостная нагрузка, в - индуктивная нагрузка

В транзисторных ГВВ с повышением частоты f усиливаемого сигнала и приближении к граничной частоте уменьшается КПД и снижается выходная мощность P_1 .

Ухудшение данных параметров генератора связано как с увеличением потерь в цепи коллектора при биполярном транзисторе или цепи стока при полевом транзисторе, так и с изменением форм выходного тока и напряжения. В первом приближении это изменение параметров генератора можно учесть с помощью зависимости крутизны линии граничного режима $S_{ГР}$ от частоты f (рис. 8.3). При этом вместо крутизны можно использовать обратный ей параметр - сопротивление насыщения, определяемое согласно:

$$r_{НАС}(f) = u_{КЭнас} / i_{КЭнас} . \quad (8.1)$$

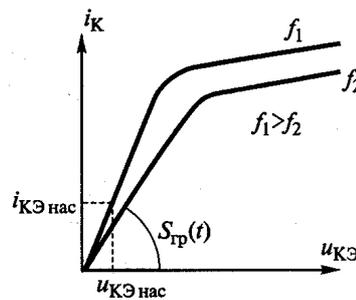


Рис. 8.3. Влияние частоты усиливаемого сигнала на статические характеристики биполярного транзистора.

В результате формула по определению коэффициента использования напряжения питания в граничном режиме для транзисторного генератора примет вид

$$\xi_{ГР} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}(f)}{\alpha_1 E_{И}}} , \quad (8.2)$$

где в случае биполярного транзистора: $E_{И} = E_{К}$ - напряжению питания коллектора, коэффициент $\xi_{ГР} = U_{КмГР} / E_{К}$; в случае полевого транзистора: $E_{И} = E_{С}$ - напряжению питания стока, коэффициент $\xi_{ГР} = U_{КмГР} / E_{С}$.

Имеется отличие и в определении угла отсечки θ . В ламповом генераторе анодно-сеточная характеристика, с помощью которой определяется угол отсечки, сдвинута влево (рис. 6.3, 6.4). В биполярном транзисторе характеристика коллекторного тока, служащая для определения θ , сдвинута вправо (рис. 7.4,б).

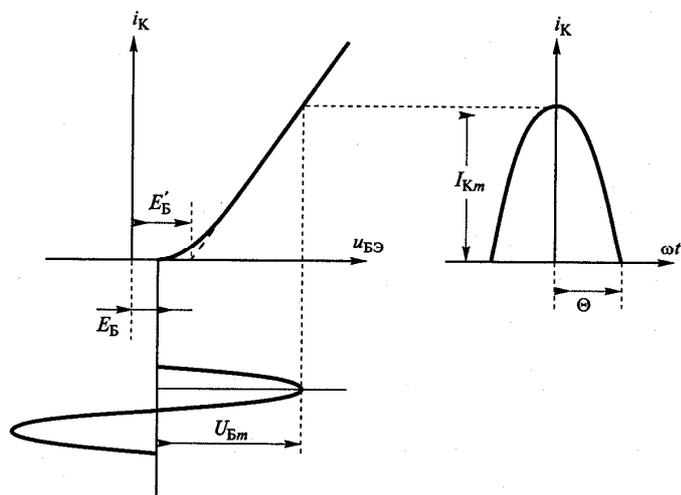


Рис. К определению угла отсечки коллекторного тока.

Поэтому согласно рис. 8.4. косинус угла отсечки

$$\cos \theta = \frac{E'_B - E_B}{U_{БЭm}} \quad (8.3)$$

где E'_B ; - напряжение отсечки; E_B - внешнее смещение; $U_{БЭm}$ - амплитуда входного ВЧ напряжения.

В полевом транзисторе напряжение отсечки $E'_B = 0$.

В остальном методика расчета выходной цепи транзисторных генераторов совпадает с методикой расчета анодной цепи лампового генератора, рассмотренной в разд. 6.1. Расчет входной цепи в трех типах генераторов значительно отличается друг от друга, что следует, в частности, из рассмотрения эквивалентных схем биполярного и полевого транзисторов. Поэтому остановимся на этом вопросе более подробно.

Ориентировочный расчет входной мощности генератора с биполярным транзистором при схеме с общим эмиттером. При открытом эмиттером переходе его сопротивление весьма мало, и поэтому

можно принять активную составляющую входного сопротивления транзистора на высокой частоте: $R_{BX1} = r_B + r_{CT}$. Коэффициент передачи по току при $\omega \gg \omega_\beta$ или $f > 0,2 f_{ГР} \cdot |\beta| = f_{ГР} / f$. Будем считать, что данное соотношение справедливо и для первых гармоник коллекторного и базового токов: $|\beta| = I_{K1} / I_{B1}$. В результате для мощности входного сигнала при $f > 0,2 f_{ГР}$ получим

$$P_{BX1} = 0,5 I_{B1}^2 R_{BX1} = 0,5 \frac{I_{K1}^2}{\beta^2} R_{BX1} = 0,5 I_{K1}^2 (f / f_{ГР})^2 (r_B + r_{CT})$$

(8.4)

Для коэффициента усиления биполярного транзистора по мощности при $f > 0,2 f_{ГР}$ с учетом (8.4) имеем

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX1}} = \frac{0,5 I_{K1}^2 R_1}{0,5 I_{B1}^2 R_{BX1}} = \frac{R_1}{r_B + r_{CT}} \left(\frac{f_{ГР}}{f} \right)^2, \quad (8.5)$$

где R_1 - сопротивление нагрузки по первой гармонике сигнала в коллекторной цепи. Таким образом, согласно (8.5) коэффициент усиления по мощности в генераторе с биполярным транзистором уменьшается с повышением частоты усиливаемого сигнала.

Ориентировочный расчет входной мощности генератора с полевым транзистором при схеме с общим истоком. В высокочастотном диапазоне при $\omega \tau_{3K} > 3$ амплитуда импульса тока стока по аналогии с ламповым генератором определяется по формуле:

$$I_{Cm} = |S| U_{3Im} (1 - \cos \theta) = \frac{S_0}{\omega \tau_{3K}} U_{3Im} (1 - \cos \theta), \quad (8.6)$$

где U_{3Im} - амплитуда входного напряжения затвор-исток.

Из (8.6) для требуемой амплитуды входного напряжения получим

$$U_{3Им} = \frac{I_{Cm1}\omega\tau_{3K}}{S_0(1 - \cos\theta)} = \frac{I_{Cm1}\omega\tau_{3K}}{S_0\gamma_1(\theta)}, \quad (8.7)$$

где I_{Cm1} - амплитуда первой гармоники тока стока; $\gamma_1(\theta)$ - коэффициент разложения косинусоидального импульса.

Для коэффициента усиления полевого транзистора по мощности при $\omega\tau_{3K} > 3$ с учетом (8.7) имеем

$$K_P = \frac{P_1}{P_{BX1}} = \frac{0,5I_{Cm1}^2 R_1}{0,5U_{3Им}^2 / R_{BX1}} = \frac{\gamma_1(\theta)S_0}{(\omega\tau_{3K})^2} R_1 R_{BX1}, \quad (8.8)$$

где R_1 - сопротивление нагрузки по первой гармонике сигнала в цепи стока; R_{BX1} - входное сопротивление транзистора на частоте сигнала.

Согласно (8.8) в полевом транзисторе, как и в биполярном, коэффициент усиления прибора по мощности уменьшается с повышением частоты усиливаемого сигнала. Рассчитав с помощью (8.8) коэффициент усиления K_P , можно определить требуемую мощность входного сигнала $P_{BX1} = P_1 / K_P$.

8.2. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЧ ГЕНЕРАТОРА С БИПОЛЯРНЫМ ТРАНЗИСТОРОМ

На основе анализа, проведенного в предыдущем разделе, составим методику расчета электрического режима работы ВЧ генератора с биполярным транзистором в граничном режиме работы. Порядок расчета генератора рассмотрим на типовом примере.

Исходные данные для расчета. Рабочая частота $f=300$ МГц, выходная мощность $P_1=20$ Вт.

Выбор типа биполярного транзистора. Исходя из заданной мощности и частоты сигнала, по справочнику выбираем тип транзистора. Останавливаемся на триоде типа КТ925В, имеющем допустимые параметры:

- импульсное (пиковое) значение коллекторного тока 8,5 А;

- постоянная составляющая коллекторного тока в непрерывном режиме 3,3 А;

- пиковое значение напряжения коллектор-эмиттер и коллектор - база 36 В;

- мощность P_K , рассеиваемая коллектором, 25 Вт при $t_K < t_{K0} = 40^\circ C$, тепловое сопротивление $R_t = 4,4$ град/Вт.

Выбираем угол отсечки $\theta = 90^\circ$, для которого:

$$\alpha_0(\theta) = 0,318; \alpha_1(\theta) = 0,5; g_1(\theta) = 1,57.$$

По характеристикам прибора определяется:

- крутизна линии граничного режима $S_{ГР} = 2$ А/В или $r_{НАС} = 1/S_{ГР} = 0,5$ Ом;

- напряжение отсечки $E_B' = 0,7$ В.

Выбираем граничный режим работы.

Принимаем напряжение коллекторного питания $E_K = 15$ В.

Сопротивление базы $r_B = 1$ Ом, сопротивление $r_{СТ} = 0,5$ Ом.

Расчет коллекторной цепи генератора.

1. Коэффициент использования коллекторного напряжения, определяемый согласно (8.2):

$$\xi_{ГР} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{НАС}}{\alpha_1(\theta) E_K^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 20 \cdot 0,5}{0,5 \cdot 15^2}} = 0,77$$

2. Амплитуда коллекторного ВЧ напряжения:

$$U_{км} = \xi_{ГР} E_K = 0,77 \cdot 15 = 11,5 \text{ В.}$$

3. Пиковое значение напряжения коллектор-эмиттер:

$$U_{к.пик} = E_K + U_{км} = 15 + 11,5 = 26 \text{ В} < U_{к.доп} = 36 \text{ В.}$$

4. Амплитуда 1-й гармоники коллекторного тока:

$$I_{K1} = 2P_1 / U_{км} = 2 \cdot 20 / 11,5 = 3,48 \text{ А.}$$

5. Амплитуда импульса коллекторного тока:

$$I_{Km} = I_{K1} / \alpha_1(\theta) = 3,48 / 0,5 = 6,96 \text{ А} < I_{кдоп} = 8,5 \text{ А.}$$

6. Постоянная составляющая коллекторного тока:

$$I_{K0} = \alpha_0(\theta)I_{Km} = 0,318 \cdot 6,96 = 2,21 \text{ А} < I_{K0\text{дон}} = 3,3 \text{ А}.$$

7. Мощность, потребляемая по коллекторной цепи:

$$P_0 = I_{K0}E_K = 2,21 \cdot 15 = 33,2 \text{ Вт}.$$

8. Мощность, рассеиваемая коллектором:

$$P_K = P_0 - P_1 = 33,2 - 20 = 13,2 \text{ Вт} < P_{K.\text{доп}} = 25 \text{ Вт}.$$

9. Коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_1/P_0 = 0,5 \xi_{ГР} g_1(\theta) = 0,5 \cdot 0,77 \cdot 1,57 = 60\%.$$

10. Сопротивление нагруженной коллекторной цепи, необходимое для реализации рассчитанного режима работы:

$$R_1 = U_{Km}/I_{K1} = 11,5/3,48 = 3,3 \text{ Ом}.$$

Расчет цепи базы.

1. Коэффициент усиления транзистора по мощности, определяемый согласно (8.5):

$$K_P = \frac{R_1}{r_B + r_{Cm}} \left(\frac{f_{ГР}}{f} \right)^2 = \frac{3,3}{1 + 0,5} \left(\frac{450}{300} \right)^2 = 4,95 \text{ или } 7\text{дБ}.$$

2. Мощность входного сигнала:

$$P_{BX1} = P_1/K_P = 20/4,95 = 4 \text{ Вт}.$$

3. Первая гармоника тока базы:

$$I_{B1} = I_{K1}/|\beta| = 3,48/1,5 = 2,32 \text{ А}.$$

4. Амплитуда входного ВЧ напряжения база-эмиттер:

$$U_{BЭm} = 2P_{BX1}/I_{B1} = 2 \cdot 4/2,32 = 3,5 \text{ В}.$$

5. Напряжение смещения, определяемое согласно (7.26):

$$E_B = E'_B - U_{BЭm} \cos \theta = 0,7 \text{ В}.$$

6. Входное сопротивление по 1-й гармонике сигнала:

$$R_{BX1} = U_{BЭm}/I_{B1} = 3,5/2,32 = 1,5 \text{ Ом}.$$

Аналогичным образом рассчитывается генератор с мощным полевым транзистором.

Расчет электрического режима работы ВЧ транзисторного генератора с внешним возбуждением можно также провести по программе на языке Mathcad.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Нарисуйте схемы генератора с внешним возбуждением с биполярным и полевым транзисторами.
2. Назовите три режима работы по напряженности транзисторного генератора.
3. Как определяется граничный режим работы транзисторного генератора?
4. Почему с повышением частоты ухудшаются параметры транзисторного генератора?
5. Перечислите основные пункты методики расчета транзисторного ГВВ.

ЛЕКЦИЯ 9. КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

9.1. КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ВЧ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

Помимо трех рассмотренных режимов работы ВЧ (недонапряженного, граничного и перенапряженного), в транзисторных генераторах, работающих в диапазонах волн от сверхдлинных до метровых, применяется ключевой режим. Особенностью ключевого режима является выполнение следующего условия для тока и напряжения ключевого элемента: $i(t) \neq 0, u(t) = u_H$ при

$$0 \leq t < t_1 \text{ и } i(t) = 0, u(t) \neq u_H \text{ при } t_1 \leq t < T, \quad (9.1)$$

где u_H - малое остаточное напряжение на замкнутом ключе; t_1 - момент переключения; T - период колебаний.

В качестве ключевого элемента используются транзисторы и тиристоры (кремниевые управляемые вентили). Динамическая характеристика $i = \Phi(u)$ при ключевом режиме работы обуславливает работу транзистора только в двух областях - насыщения (ключ открыт) и отсечки (ключ закрыт). Примеры диаграмм тока и напряжения в ключевом транзисторном генераторе приведены на рис. 9.1.

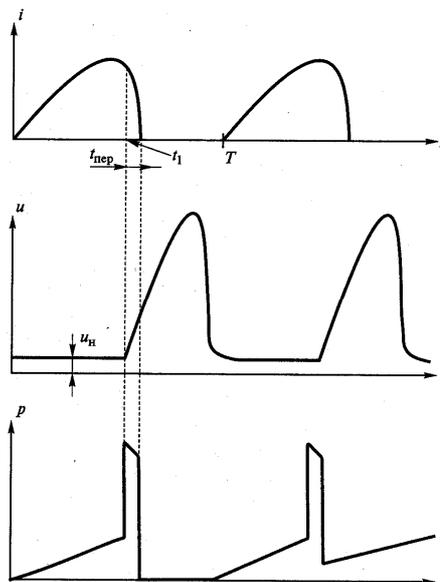


Рис. 9.1. Диаграммы тока, напряжения и мощности в ключевом режиме
 Следствием выполнения условий (9.1) является малая мощность, рассеиваемая в электронном ключе:

$$P_P = \frac{U_H}{T} \int_{t_1}^T i(t) dt$$

При соответствующих формах тока и напряжения в ключевом генераторе можно получить высокий КПД, достигающий 90-95% в диапазоне длинных волн. Одна из таких схем, называемая генератором инверторного типа, приведена на рис. 9.2, а. В схеме транзисторы - электронные ключи - включаются попеременно, замыкая электрическую цепь то на источник E_K , то на землю.

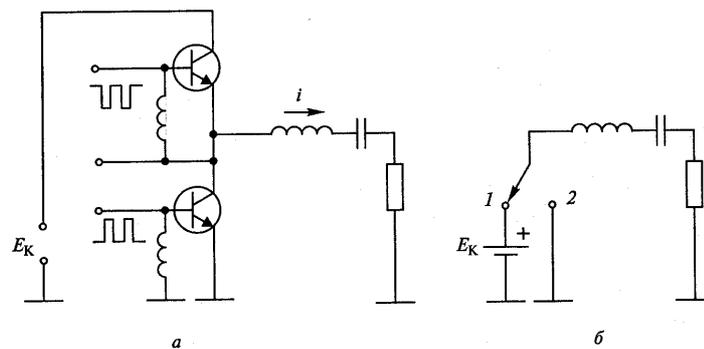


Рис. 9.2. Схема генератора инверторного типа

Эквивалентная схема ключевого генератора приведена на рис. 9.2, б, а диаграммы тока и напряжения в ней - на рис. 9.3. За счет подачи в противофазе прямоугольных импульсов на базы транзисторов половину периода ключ в схеме находится в положении 1, другую половину - в положении 2. Напряжение на ключах имеет прямоугольную форму, а ток, протекающий через контур, при добротности $Q > 10$ близок к синусоиде. КПД такого ключевого генератора:

$$\eta = P_1/P_0 = 1 - (U_{KЭНАС}/E_K), \quad (9.3)$$

$U_{KЭНАС}$ - напряжение насыщения транзистора, в 10 - 20 раз меньше E_K .

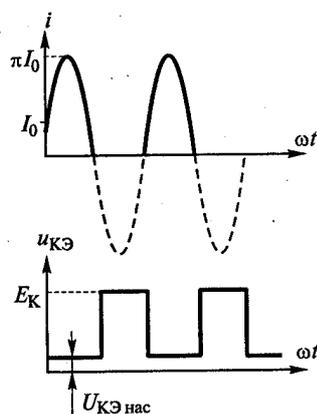


Рис. 9.3. Диаграммы тока и напряжения ключевого генератора

Таким образом, малая мощность рассеивания в электронном приборе и высокий КПД - два преимущества, реализуемые при ключевом режиме работы, особенно ощутимы при повышенной мощности ВЧ генератора.

Реализация ключевого режима работы возможна при времени переключения $t_{ПЕР} \ll T$, что ограничивает его использование с повышением частоты сигнала. При нарушении условия (9.1) значительно возрастает мгновенная мощность $p(t) = i(t)u(t)$ в момент переключения (см. рис. 9.1), что неблагоприятно сказывается на ключевом элементе. Ключевые генераторы находят широкое применение в радиопередатчиках длинных волн, мощность которых достигает нескольких киловатт.

9.2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРЕХ ТИПОВ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ: ЛАМПОВОГО, С БИПОЛЯРНЫМ И ПОЛЕВЫМ ТРАНЗИСТОРАМИ

Преимущества транзисторных генераторов перед ламповыми состоят:

- в большей долговечности (срок службы генераторных ламп обычно не превышает нескольких тысяч часов, транзисторов - сотен тысяч часов);
- низком значении напряжения питания, которое не превышает 30 В (у ламп это напряжение от нескольких сотен вольт до десятков киловольт);
- практически мгновенной готовности к работе после подачи напряжения питания (у ламп требуется предварительное включение цепи накала);

- высокой прочности по отношению к механическим перегрузкам; в значительном снижении массы и габаритных размеров аппаратуры и возможности ее миниатюризации на основе интегральной технологии.

К недостаткам транзисторных генераторов относятся:

- ограниченная мощность транзисторов и связанная с этим необходимость суммирования мощностей генераторов при повышенной мощности радиопередатчика;

- температура корпуса мощных транзисторов не должна превышать $60...70^{\circ}\text{C}$;

- чувствительность к весьма кратковременным нарушениям эксплуатационного режима по причине пробоя р-п-переходов, в связи с чем требуется применение специальных схем защиты мощных транзисторов;

- в низком коэффициенте усиления по мощности при приближении частоты усиливаемого сигнала к граничной частоте транзистора (обычно не более 3...6 дБ) и зависимости этого коэффициента от частоты.

Еще одно важное различие между двумя типами генераторов. Ламповые генераторы работают со сравнительно высокими напряжениями питания (от сотен вольт до десятков киловольт) и относительно малыми токами. Поэтому сопротивление анодной нагрузки в них $R_1 = U_{am} / I_{a1}$ превышает 1000 Ом. Транзисторные генераторы работают при низких напряжениях питания (<30 В) и с относительно большими токами. Поэтому в них сопротивление коллекторной или стоковой нагрузки составляет от нескольких Ом до десятков Ом. Таким образом, ламповый генератор требует высокоомной нагрузки, а транзисторный - низкоомной. Во втором случае можно обеспечить широкую полосу пропускания генератора.

Еще одно преимущество транзисторных генераторов состоит в возможности получения относительно большой полосы пропускания, что имеет важное значение при создании широкополосных систем радиосвязи. Основное применение в современных радиопередатчиках при мощности не более нескольких сотен ватт находят транзисторные генераторы. С помощью

способов суммирования сигналов это значение мощности может быть повышено на 2-3 порядка. И только в передатчиках повышенной мощности, например радиовещательных мощностью в несколько десятков и сотен киловатт используются электровакуумные приборы.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Как определяется ключевой режим работы транзисторного генератора? В чем состоят его преимущества?
2. Почему ключевой режим работы применяется только на сравнительно низких рабочих частотах?
3. Перечислите преимущества транзисторных ГВВ.
4. Перечислите недостатки транзисторных ГВВ.
5. Почему проще обеспечить широкополосный режим транзисторных ГВВ, чем ламповых?

ЛЕКЦИЯ 10 . ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ВЧ ГВВ

10.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ЦЕПЕЙ

Известно большое число разнообразных схем транзисторных ГВВ с биполярным и полевым транзисторами. Например, рис. 10.1. При всем разнообразии этих схем все они могут быть представлены обобщенной схемой генератора, состоящей из включенных каскадно, входной (ЦС1) и выходной (ЦС2) согласующих цепей и транзистора (электронного прибора ЭП) (рис. 10.1 и 10.2).

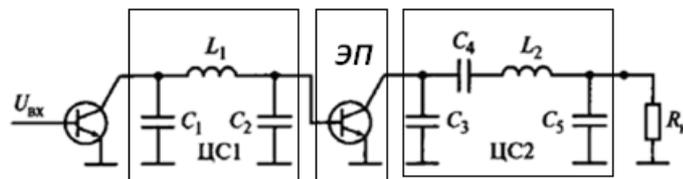


Рис. 10.1. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя для переменных составляющих напряжений и токов

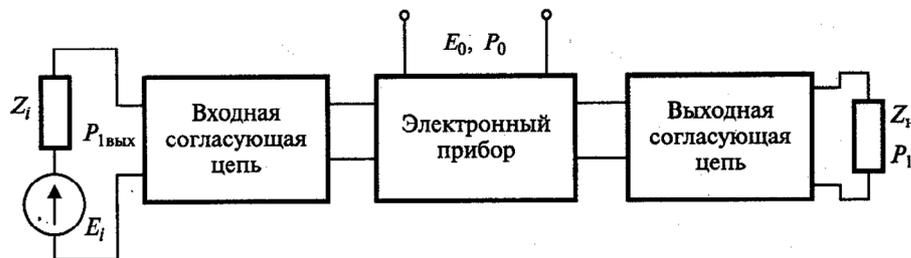


Рис. 10.2. Обобщенная схема ГВВ

Назначение входной цепи состоит в согласовании входного сопротивления транзистора $Z_{вх}$ с источником возбуждения. Назначение выходной цепи заключается в согласовании выходного сопротивления транзистора $Z_{вых}$ с нагрузкой и в фильтрации высших гармоник сигнала (рис. 10.3). Условиями такого оптимального согласования является выполнение

$$\dot{Z}_i = \hat{Z}_{Цвх}; \quad \dot{Z}_H = \hat{Z}_{Цвых}, \quad \text{где } \hat{Z}_{Цвх} \text{ и } \hat{Z}_{Цвых}$$

комплексно сопряженные значения сопротивлений.

При их соблюдении коэффициент передачи цепи по мощности $K_P=1$, что означает полную передачу номинальной мощности генератора в нагрузку.

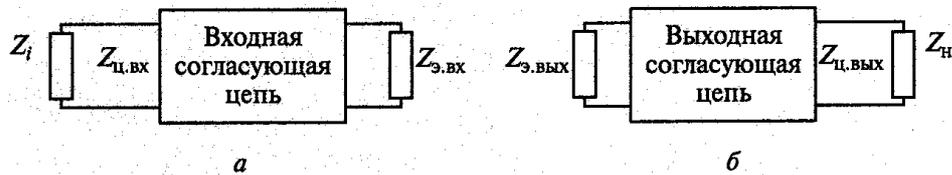


Рис. 10.3. Обобщенные схемы генератора

По назначению следует различать три основных случая согласования цепей применительно к ГВВ:

- согласование входного сопротивления транзистора с предыдущим каскадом (рис. 10.4 а);
- согласование выходного сопротивления транзистора со следующим каскадом; (рис. 10.4 а)
- согласование выходного сопротивления транзистора с антенной (рис. 10.4 б).

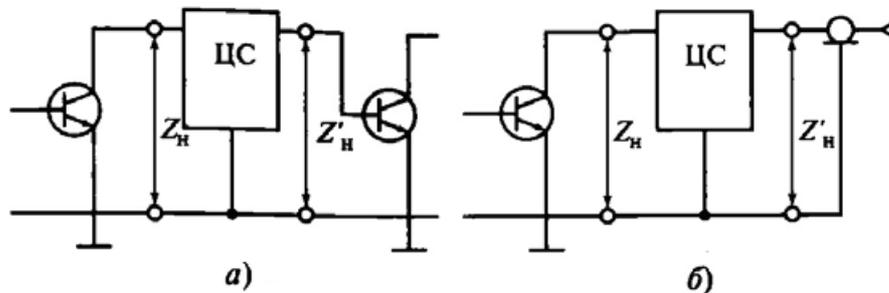


Рис. 10.4. Цепи согласования

Другая классификация электрических цепей связана с полосой их пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$ при среднем значении частоты в этой полосе f_0 .

Различают три основных цепи:

- узкополосная цепь при $(\Delta f_{\text{пр}}/f_0)=1 \dots 2\%$;
- среднеполосная цепь при $2\% \leq (\Delta f_{\text{пр}}/f_0) \leq 20\%$;
- широкополосная цепь при $(\Delta f_{\text{пр}}/f_0) \geq 20\%$.

В узкополосной цепи можно произвести близкое к оптимальному согласование при комплексной нагрузке; в широкополосной - только при

активной нагрузке. Вместе с тем потребность в широкополосных генераторах весьма велика. Во-первых, они применяются в диапазонных радиопередатчиках, обеспечивая усиление сигнала по мощности на любой из частот в заданном диапазоне без перестройки электрических цепей, что существенно упрощает конструкцию радиопередатчика в целом и повышает надежность его работы. Во-вторых, они используются при усилении широкополосных сигналов.

10.2. СОГЛАСУЮЩИЕ ЦЕПИ В УЗКОПОЛОСНЫХ ВЧ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

В качестве схем согласования применяю фильтры, обобщенные схемы которых приведены на рис 10.5

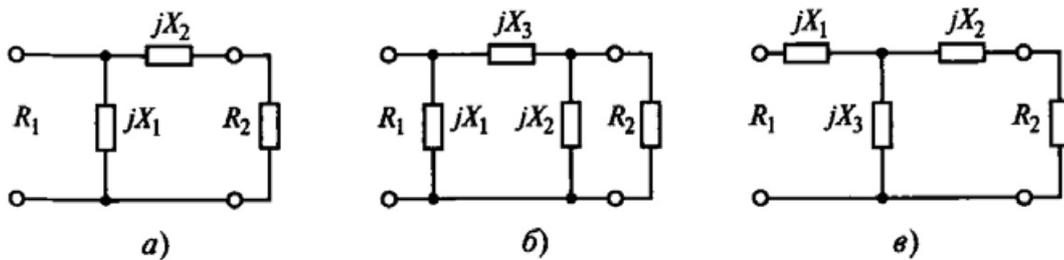


Рис. 10.5. Обобщенные схемы цепей связи в виде Г- (а), П- (б) и Т-образного (в) реактивных четырехполюсников

Одна из часто применяемых входных согласующих цепей в транзисторных генераторах приведена на рис. 10.6, а.

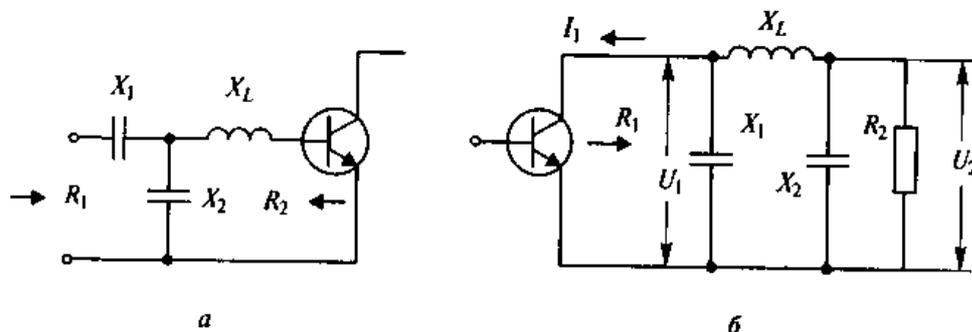


Рис. 10.6. Согласующие цепи в ВЧ транзисторных генераторах

Параметры схемы на рис. 10.6,а при известном входном сопротивлении транзистора R_2 и требуемом сопротивлении на входе согласующей цепи $R_1 > R_2$ можно рассчитать по формулам:

$$X_L = \sqrt{R_1 R_2}; \quad X_1 = \sqrt{R_1 R_2}; \quad X_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2} \sqrt{R_1 R_2}, \text{ где } R_1 > R_2. \quad (10.1)$$

Определив реактивные сопротивления, найдем значения индуктивности и емкостей:

$$L = \frac{X_L}{\omega}; \quad C_1 = \frac{1}{\omega X_1}; \quad C_2 = \frac{1}{\omega X_2}, \quad (10.2)$$

где ω - частота сигнала генератора.

В качестве выходной согласующей цепи в ВЧ транзисторных генераторах наиболее часто используется П-образный фильтр (рис. 10.6,б). Сопротивления реактивных элементов в схеме рассчитываются по формуле:

$$X_1 = X_2 = X_L = \sqrt{R_1 R_2}. \quad (10.3)$$

Важной характеристикой согласующей цепи является частотная характеристика. При напряжении $U_1 = \text{const}$ (рис. 10.6, б) зависимость напряжения U_2 на нагрузке R_2 от частоты имеет вид:

$$Y(x) = \frac{U_2(x)}{U_2(1)} = \frac{1}{\sqrt{x^2 + K_U^2 (x^2 - 1)^2}}. \quad (10.4)$$

Здесь $x = \omega / \omega_1$ - относительная расстройка по частоте:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{0,5LC}}; \quad K_U = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{\rho}{R_1} = \frac{R_2}{\rho}; \quad \rho = \sqrt{\frac{2L}{C}},$$

где ω - частота, при которой рассчитываются параметры схемы; K_U - коэффициент трансформации по напряжению; ρ - волновое сопротивление П-фильтра; U_{20} - напряжение U_2 при частоте $\omega = \omega_1$ или $x = 1$. Отметим, что коэффициент трансформации схемы по сопротивлению $K_R = (K_U)^2$. Графики функции (10.4), обозначенные как $Y(x)$, при значении коэффициента трансформации $K_U = 1; 2$ и 4 или $K_R = 1; 4$ и 16 построены на рис. 10.7.

С их помощью можно определить полосу пропускания согласующего устройства и его фильтрующие свойства. Из графиков следует, что чем больше значение K_R , тем уже полоса пропускания.

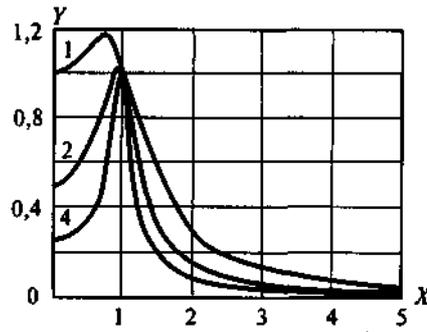


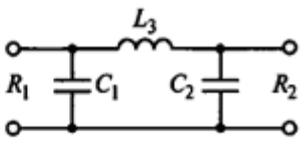
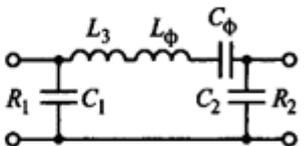
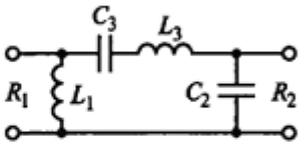
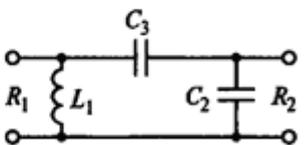
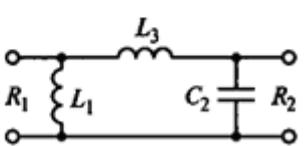
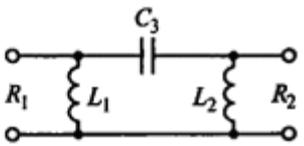
Рис. 10.7. Графики функции $Y(x)$

В табл. 10. 1 и 10.2 приведены расчетные формулы для определения элементов цепей связи выполненных по Т- и П-образным схемам.

Таблица 10.1

Т-образные цепи связи и формулы для расчета их элементов		
Номер схемы	Схема цепи связи	Расчетные формулы
1		$Q_1 = \sqrt{R_0/R_1 - 1}$; $Q_2 = \sqrt{R_0/R_2 - 1}$; $\omega L_1 = Q_1 R_1$; $\omega L_2 = Q_2 R_2$; $1/(\omega C_3) = Q R_0$. Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$. Сопротивле- ние R_0 задают. Условие реализуемости: $R_0 > \max (R_1, R_2)$
2		$Q_1 = \sqrt{R_0/R_1 - 1}$; $Q_2 = \sqrt{R_0/R_2 - 1}$; $1/(\omega C_1) = R_1 Q_1$; $\omega L_2 = R_2 Q_2$; $1/(\omega L_3) = Q/R_0$. Добротность ЦС $Q = Q_1 - Q_2$. Сопротивле- ние R_0 задают. Условие реализуемости: $R_0 > R_1 > R_2$
3		Элементы C_1, L_2 рассчитываются по фор- мулам для схемы 2. $1/(\omega C_3) = R_0/Q$. Добротность ЦС $Q = Q_2 - Q_1$. Сопротивле- ние R_0 задают. Условие реализуемости: $R_0 > R_2 > R_1$
4		$Q_1 = \sqrt{R_0/R_1 - 1}$; $Q_2 = \sqrt{R_0/R_2 - 1}$; $1/(\omega C_1) = R_1 Q_1$; $1/(\omega C_2) = R_2 Q_2$; $1/(\omega L_3) = Q/R_0$. Добротность ЦС $Q = Q_1 +$ Q_2 . Сопротивление R_0 задают. Условие реал- изуемости: $R_0 > \max (R_1, R_2)$

П-образные цепи связи и формулы для расчета их элементов

Номер схемы	Схема цепи связи	Расчетные формулы
1		$Q_1 = \sqrt{R_1/R_0 - 1}$; $Q_2 = \sqrt{R_2/R_0 - 1}$; $\omega C_1 = Q_1/R_1$; $\omega C_2 = Q_2/R_2$; $\omega L_3 = QR_0$. Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$. Сопротивление R_0 задают. Условие реализуемости: $R_0 < \min(R_1, R_2)$
2		$\omega L_\phi = 1/(\omega C_\phi) = Q_\phi R_0$. Значение Q_ϕ задают. Элементы C_1, C_2, L_3 рассчитываются по формулам для схемы 1. Добротность ЦС $Q_\Sigma = Q + Q_\phi$
3		$Q_1 = \sqrt{R_1/R_0 - 1}$; $Q_2 = \sqrt{R_2/R_0 - 1}$; $\omega L_1 = R_1/Q_1$; $\omega C_2 = R_2/Q_2$; $1/(\omega C_3) = Q_1 R_0$; $\omega L_3 = Q_2 R_0$. Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$. Сопротивление R_0 задают. Условие реализуемости: $R_0 < \min(R_1, R_2)$
4		Элементы L_1, C_2 рассчитываются по формулам для схемы 3; $1/(\omega C_3) = R_0(Q_2 - Q_1)$. Добротность ЦС $Q = Q_1$. Сопротивление R_0 задают. Условие реализуемости: $R_1 > R_2 > R_0$
5		Элементы L_1, C_2 рассчитываются по формулам для схемы 3; $\omega L_3 = R_0(Q_2 - Q_1)$. Добротность ЦС $Q = Q_2$. Сопротивление R_0 задают. Условие реализуемости: $R_2 > R_1 > R_0$
6		$Q_1 = \sqrt{R_1/R_0 - 1}$; $Q_2 = \sqrt{R_2/R_0 - 1}$; $\omega L_1 = R_1/Q_1$; $\omega L_2 = R_2/Q_2$; $1/(\omega C_3) = QR_0$. Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$. Сопротивление R_0 задают. Условие реализуемости: $R_0 < \min(R_1, R_2)$

10.3. СОГЛАСОВАНИЕ ВЧ ГЕНЕРАТОРА С АНТЕННОЙ

От качества согласования выходного каскада с антенной зависит, какая часть мощности ВЧ сигнала радиопередатчика будет подведена к антенне и излучена в пространство. Отсутствие надлежащего согласования между антенной и радиопередатчиком недопустимо.

Рассмотрим, как при заданных параметрах антенны можно передать в неё максимально возможную мощность передатчика. Антенна по отношению к радиопередатчику имеет определенное входное сопротивление, зависящее от конструкции и размеров, окружающих ее предметов, длины волны и других факторов. Антенна характеризуется эквивалентным комплексным сопротивлением: $Z_A(f) = R_A(f) + jX_A(f)$. В качестве примера на рис. 10.8 приведены характеристики входного сопротивления антенны типа горизонтальный вибратор при волновом сопротивлении $\rho_a=460$ Ом.

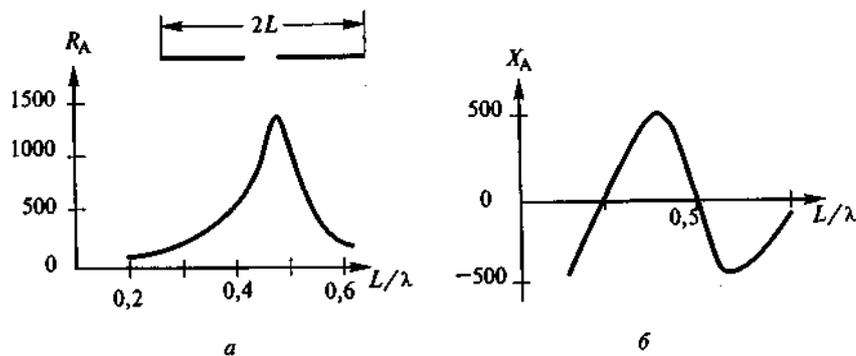


Рис. 10.8. Характеристики входного сопротивления антенны типа горизонтальный вибратор

Оптимальное согласование передатчика с антенной означает передачу номинальной мощности выходного каскада радиопередатчика в активную составляющую сопротивления $R_A(f)$ антенны. Выполнение данного условия осложняется тем, что антенна связана с передатчиком фидером. Потери, связанные с передачей мощности от передатчика в антенну обусловлены двумя видами активных потерь:

- затухание в фидере $V=Lb$, где L - длина фидера, м; b - потери на один метр, дБ/м;
- отражением сигнала от антенны.

Для снижения первой составляющей потерь следует по возможности выбирать фидер с минимальными потерями и уменьшать его длину. Вторая причина потерь связана с отражением сигнала от антенны. В фидере, соединяющем генератор с нагрузкой (рис. 10.9,а), распространяются две волны: падающая с комплексной амплитудой $U_{\text{пад}}$ и отраженная от нагрузки с амплитудой $U_{\text{отр}}$. Количественно этот процесс оценивается с помощью

коэффициента отражения: $\Gamma_A = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{Z_A - \rho}{Z_A + \rho}$, где ρ - волновое сопротивление фидера.

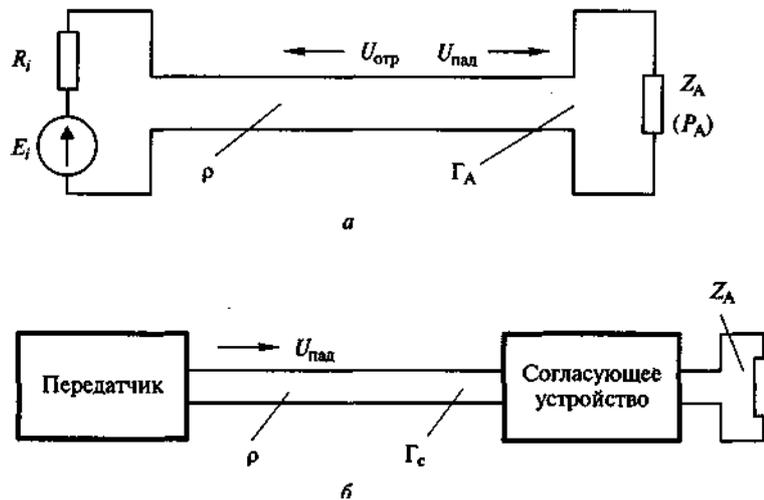


Рис. 10.9 Иллюстрация распространения волн в фидере

Амплитуды падающей и отраженной волны измеряются в месте подключения фидера к антенне (рис. 10.7, а).

Для мощностей падающей волны, отраженной волны, передаваемой в антенну и излучаемой в пространство имеем:

$$P_{\text{пад}} = \frac{1}{2} \frac{|U_{\text{пад}}|^2}{\rho}; \quad P_{\text{отр}} = \frac{1}{2} \frac{|U_{\text{отр}}|^2}{\rho} = \frac{1}{2} \frac{|U_{\text{пад}}|^2 |\Gamma_A|^2}{\rho}; \quad P_A = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = (1 - |\Gamma_A|^2) P_{\text{пад}}. \quad (10.6)$$

Из (10.6) следует, что для полной передачи мощности из фидера в антенну необходимо иметь коэффициент отражения нагрузки $\Gamma_A=0$. Для выполнения условия, близкого к $\Gamma_A=0$, между антенной и фидером

включается согласующее устройство, составленное из реактивных элементов (рис. 10.9,б). Назначение согласующего устройства состоит в преобразовании комплексного сопротивления антенны Z_A в активное величиной $R_{\text{вх.с}}=\rho$. Две возможные схемы согласующего устройства при емкостном характере сопротивления антенны приведены на рис. 10.10. Входная комплексная проводимость схемы (рис. 10.10,а) равна:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{R_A}{R_A^2 + (X_1 + X_A)^2} + j \left[\frac{X_1 - X_A}{R_A^2 + (X_1 + X_A)^2} - \frac{1}{X_2} \right]. \quad (10.7)$$

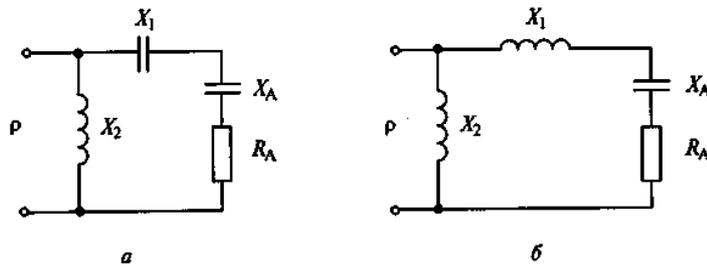


Рис. 10.10. Согласующего устройства при емкостном характере сопротивления антенны

Для выполнения условия оптимального согласования антенны с фидером $R_{\text{вх.с}}=\rho$ ($\Gamma_c=0$) необходимо в (10.7) получить действительную часть проводимости $\text{Re}(Y_{\text{вх}})=1/\rho$, а мнимую $\text{Im}(Y_{\text{вх}})=0$. Составив и решив два данных уравнения, получим выражения для реактивных элементов согласующего устройства при $\rho R_A > (R_A)^2$:

$$X_1 = \sqrt{\rho R_A - R_A^2} - R_A; \quad X_2 = \frac{\rho R_A}{\sqrt{\rho R_A - R_A^2}}. \quad (10.8)$$

При $X_1 > 0$ применяется схема (рис. 10.10,а). В этом случае элемент X_1 - емкость. При $X_1 < 0$ - схема (рис. 10.10,б). В таком случае элемент X_1 - индуктивность.

Пример. Для антенны ($R_A=10$ Ом, $X_A=5$ Ом) получить $R_{\text{вх.с}}=\rho=50$ Ом. Согласно (10.7) получим: $X_1=15$ Ом, $X_2=25$ Ом при схеме на рис. 10.5, а. Подставив эти величины в (10.6), имеем $Y_{\text{вх}}=1/\rho=0,02$ 1/Ом или $R_{\text{вх}}=50$ Ом.

В случае диапазонного передатчика элементы согласующего устройства перестраиваются так, чтобы на любой частоте выполнялись условия оптимального согласования. Настройка перестраиваемых элементов X_1 и X_2 осуществляется обычно автоматически по сигналам соответствующих датчиков. Ими могут быть датчики падающей ($U_{\text{пад}}$) и отраженной волны ($U_{\text{отр}}$). С помощью системы авторегулирования устанавливается максимум падающей и минимум отраженной волны, что соответствует оптимальному согласованию радиопередатчика с антенной.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Для чего предназначены согласующие цепи ГВВ?
2. Какие согласующие цепи называются широкополосными и какие узкополосными?
3. Нарисуйте входную согласующую цепь в транзисторном генераторе.
4. Нарисуйте выходную согласующую цепь в транзисторном генераторе.
5. Как производится согласование выходного каскада передатчика с антенной?
6. Нарисуйте схему согласующего устройства.
7. Как определяется передача мощности от радиопередатчика в антенну?
8. Что означает и как определяется мощность падающей и отраженной волны?
9. Как определяются предельные возможности по согласованию цепи при комплексной нагрузке?

ЛЕКЦИЯ 11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

11.1. СОГЛАСУЮЩИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ВЧ ГЕНЕРАТОРАХ

На одной частоте можно произвести оптимальное согласование генератора с нагрузкой при любых параметрах последней. Однако задача существенно усложняется при необходимости согласования с комплексной нагрузкой в полосе частот без перестройки элементов электрической цепи, т.е. при создании широкополосного генератора. Остановимся на данной проблеме более подробно, обратившись к схеме, представленной на рис. 11.1.

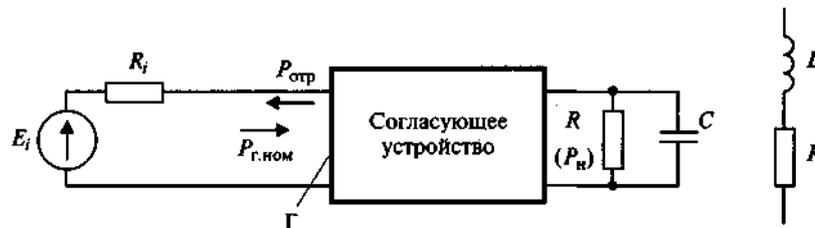


Рис. 11.1. Схема включения согласующего устройства

В качестве согласующего устройства используется реактивный четырехполюсник взаимного типа, т.е. цепь, состоящая из реактивных элементов пренебрежимо малыми активными потерями. Уравнение баланса мощностей имеет вид:

$$P_{г.ном} = P_n + P_{отр}, \quad (11.1)$$

где $P_{г.ном} = (E_i)^2 / 8R_i$ - номинальная мощность генератора; P_n - активная мощность, передаваемая в нагрузку и расходуемая в сопротивлении R ; $P_{отр}$ - мощность, отражаемая со входа четырехполюсника и поглощаемая внутренним сопротивлением генератора. Согласно (11.1) потери, связанные с передачей мощности от генератора в нагрузку, возникают только по причине отражения сигнала от входа четырехполюсника. Уравнение (11.1) представим в виде:

$$1 = K_P + |\Gamma|^2, \quad (11.2)$$

где $K_P = P_H/P_{г.ном} \leq 1$ - коэффициент передачи цепи по мощности;
 $|\Gamma|^2 = P_{отр}/P_{г.ном} \leq 1$ - коэффициент отражения цепи по входу.

При идеальном согласовании, т.е. при отсутствии отражения и полной передачи номинальной мощности генератора в нагрузку, $K_P=1$ и $\Gamma=0$. Доказано, что при комплексной нагрузке в полосе частот Δf обеспечить идеальное согласование невозможно. Предельные возможности такого согласования при нагрузке, составленной из параллельно включенных сопротивления R и емкости C или последовательно включенных сопротивления R и индуктивности L (см. рис. 11.1), оцениваются следующим интегральным неравенством:

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega \leq \frac{\pi}{T}, \quad (11.3)$$

где $T=RC$ или $T=L/R$ - постоянная времени цепи нагрузки.

Приняв внутри полосы согласования Δf значение коэффициента отражения $\Gamma=\Gamma_B$ и вне ее $\Gamma=1$, из (11.3) получим:

$$|\Gamma_B| \geq \exp\left(-\pi/Q \frac{\Delta f}{f_0}\right), \quad (11.4)$$

где $Q=2\pi f_0 L/R$ или $Q=2\pi f_0 CR$ – добротность нагрузки.

Из (11.1), (11.2) и (11.4) для коэффициента потерь или затухания согласующей цепи в децибелах получим:

$$B_{\Pi} \geq 10 \lg \frac{P_{г.ном}}{P_H} = 10 \lg \frac{1}{K_P} = 10 \lg \frac{1}{1-|\Gamma_B|} = -10 \lg \left[1 - \exp\left(-2\pi/Q \frac{\Delta f}{f_0}\right) \right]. \quad (11.5)$$

Графики функции (11.5) при $Q=2; 5; 10$ построены на рис. 11.2.

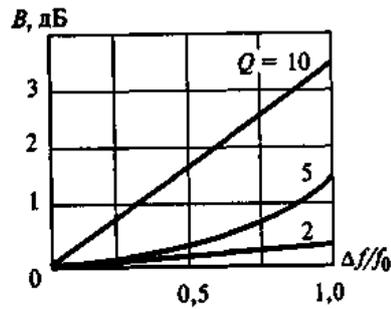


Рис. 11.2. График функции коэффициента потерь

Из соотношения (11.5) следует, что три параметра - полоса пропускания согласующей цепи Δf , нагрузка, характеризуемая добротностью Q , и потери, определяемые одним из трех параметров K_p , V или Γ , - жестко связаны между собой. Чем больше добротность нагрузки Q и шире полоса пропускания Δf , тем больше затухание в согласующем устройстве в результате отражения.

Практически реализовать предельно возможный случай согласования, вытекающий из (11.5), не удастся, так как для этого требуется электрическая цепь с бесконечно большим числом элементов. При конечном числе элементов можно только приблизиться к теоретическому пределу.

11.2. ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С СОГЛАСУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ ЛЕСТНИЧНОГО ТИПА.

Одной из широкополосных согласующих цепей является схема лестничного типа, составленная из L-С элементов (рис. 11.4). Коэффициент усиления по мощности ВЧ генератора определяется следующим образом:

$$K_p(f) = K_{\text{вх.ц}}(f) \cdot K_{\text{рТ}}(f) \cdot K_{\text{вых.ц}}(f),$$

где $K_{\text{вх.ц}}(f) \leq 1$ - коэффициент передачи по мощности входной согласующей цепи; $K_{\text{рТ}}(f)$ - собственный коэффициент усиления транзистора; $K_{\text{вых.ц}}(f) \leq 1$ - коэффициент передачи мощности выходной согласующей цепи.

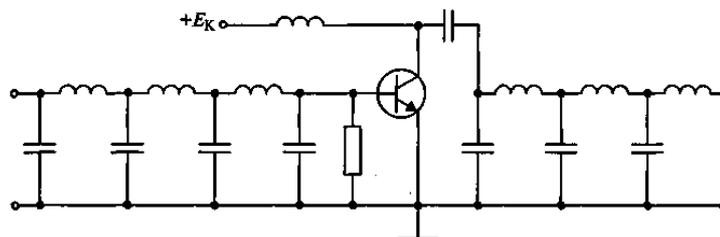


Рис. 11.4. Схема ВЧ транзисторного усилителя

В широкополосном усилителе необходимо получить постоянство коэффициента $K_p(f)$ в требуемой полосе частот $\Delta f=(f_2-f_1)$ с учетом того, что собственный коэффициент усиления транзистора $K_{pT}(f)$ уменьшается с повышением частоты сигнала. Следовательно, для обеспечения $K_p(f)=\text{const}$ зависимости для коэффициентов $K_{\text{вх.ц}}(f)$ и $K_{\text{вых.ц}}(f)$ должны иметь, противоположный характер, т. е. увеличиваться с ростом частоты. Расчет схемы рис. 11.4 проводится на компьютере по программе, с помощью которой осуществляется синтез входной и выходной электрических цепей для получения необходимых зависимостей $K_{\text{вх.ц}}(f)$ и $K_{\text{вых.ц}}(f)$ в заданной полосе частот, при которых $K_p(f)=\text{const}$. Помимо схемы, приведенной на рис. 11.4, возможны также ее модификации с цепями лестничного типа иной конфигурации.

11.3. ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ТРАНСФОРМАТОРОМ НА ДЛИННОЙ ЛИНИИ

В передатчиках метрового и дециметрового диапазона в качестве согласующих цепей используют трансформаторы на длинной линии (ТДЛ). Конструктивно они выполняются в виде тороидального ферритового магнитопровода, на котором располагается одна или несколько линий передачи, выполненных в виде скрученных проводов или на основе коаксиальных и полосковых линий. Наиболее простым вариантом является ТДЛ с одной линией передачи (рис. 11.5, а).

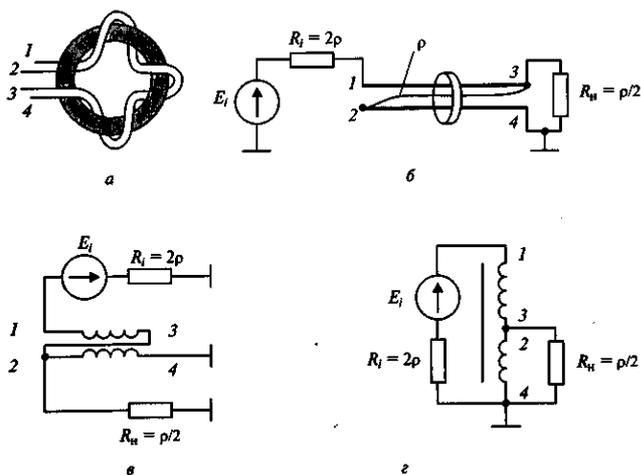


Рис. 11.5. Трансформаторы на длинной линии

Эквивалентную схему ТДЛ в области низких частот можно представить в виде трансформатора обычного типа, а на высоких частотах - как длинную линию с волновым сопротивлением ρ (рис. 11.5, б). Длина

линии определяется соотношением: $L \approx \lambda / 4 \sqrt{\mu_{\phi}}$,

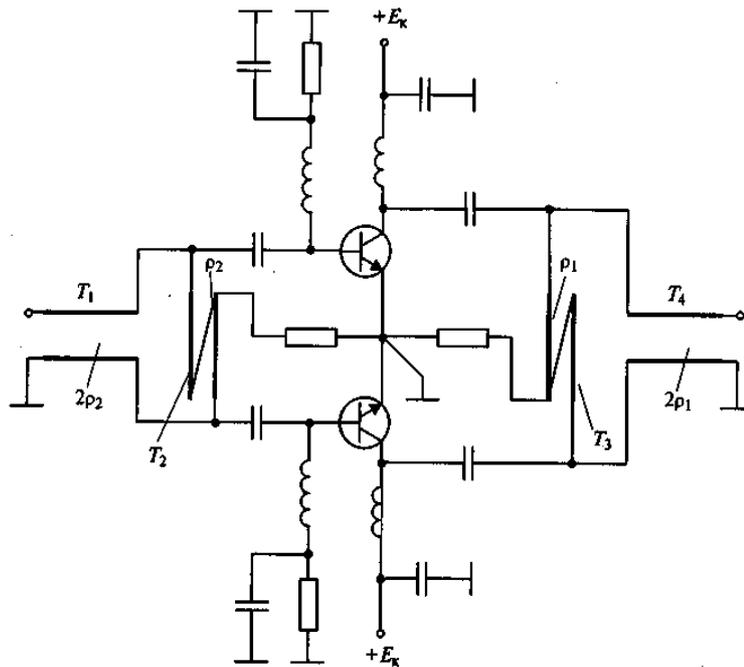


Рис. 11.6. Схемы широкополосного транзисторного генератора двухтактного типа с ТДЛ

Пример схемы широкополосного транзисторного генератора двухтактного типа с ТДЛ приведен на рис. 11.6.

Волновые сопротивления ТДЛ обозначены на схеме. Трансформаторы T_1 и T_4 служат для перехода от симметричной схемы к несимметричной. Входное сопротивление каждого транзистора должно быть близким к ρ_2 , выходное - к ρ_1 .

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Как изменяется полоса пропускания согласующей электрической цепи при увеличении добротности нагрузки?
2. Нарисуйте электрическую цепь лестничного типа.

3. Как определяется коэффициент усиления по мощности широкополосного генератора?
4. Как устроен трансформатор типа длинной линии (ТДЛ)?
5. Нарисуйте эквивалентные схемы трансформатора типа «длинной линии».
6. Нарисуйте схему транзисторного генератора с ТДЛ.

ЛЕКЦИЯ 12. АВТОГЕНЕРАТОРЫ И СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АВТОКОЛЕБАНИЙ

12.1. НАЗНАЧЕНИЕ, КЛАССИФИКАЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Назначение автогенератора (АГ) состоит в генерации ВЧ колебаний. В АГ происходит преобразование энергии источника постоянного тока в энергию ВЧ колебаний.

Классификация АГ. В зависимости от диапазона частот АГ делятся на две группы: ВЧ и СВЧ. Граница между ними составляет 300 МГц. Различительным признаком может являться не само значение частоты генерируемых колебаний, а тип используемых электрических цепей. В ВЧ генераторах используются цепи с сосредоточенными, а в СВЧ - с распределенными параметрами.

Способы стабилизации частоты автоколебаний:

- параметрическая стабилизация с использованием колебательных систем из элементов с сосредоточенными параметрами;
- кварцевая с использованием в качестве резонатора кристалла кварца;
- с диэлектрическим резонатором (только в СВЧ диапазоне);
- молекулярная за счет индуцированного возбуждения атомов.

По типу электронного прибора и схеме различают два типа АГ:

- с применением электронного прибора с положительной обратной связью;
- с применением генераторного диода (туннельного, лавинно-пролетного или диода Ганна).

По взаимодействию с другими звеньями аппаратуры различают АГ

- действующие в автономном режиме,
- в режиме синхронизации частоты внешним сигналом;
- в составе устройства автоматической подстройки частоты.

По использованию в составе радиотехнического устройства возможно следующее разделение АГ:

- опорные, с повышенной стабильностью частоты, синхронизирующие работу всех звеньев и каскадов устройства;
- диапазонные, перестраиваемые по частоте, в том числе и в составе синтезатора частот.

Работу АГ характеризуют следующие параметры: диапазон частот, мощность автоколебаний в нагрузке, нестабильность частоты.

Возможны два типа построения АГ с колебательной системой.

В АГ первого типа используется электронный прибор, представляемый в виде нелинейного генератора тока $i(u_y)$, где u_y - управляющее напряжение (рис. 12.1, а). За счет цепи обратной связи часть мощности сигнала из колебательной системы поступает на вход электронного прибора. После усиления поступившие колебания возвращаются в колебательную систему, компенсируя потери и поддерживая устойчивый режим автоколебаний. При этом необходимо соблюдение условия синхронизма, состоящее в равенстве фаз колебаний, отобранных из колебательной системы и вновь туда поступивших.

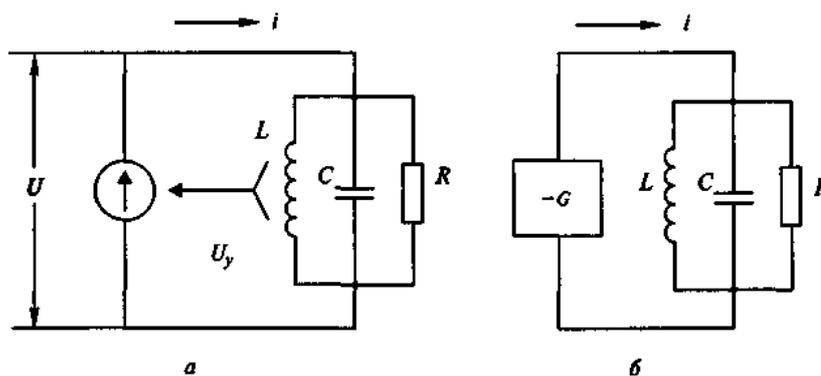


Рис. 12.1. Структурные схемы АГ первого (а) и второго (б) типа

Основой второго типа АГ являются специальные генераторные диоды, в эквивалентной схеме которых имеется отрицательная активная проводимость (например, по причине падающего участка в ВАХ или запаздывания сигнала в приборе). Такой прибор при подключении к

колебательной системе компенсирует в ней потери, благодаря чему поддерживается режим автоколебаний (рис. 12.1, б).

12.2. УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ АВТОКОЛЕБАНИЙ

После включения АГ в нем начинается переходный процесс, в течение которого амплитуда автоколебаний возрастает от 0 до некоторого значения U_m . По окончании переходного процесса, длящегося $t_{пер}$, устройство переходит в режим установившихся автоколебаний (рис. 12.2). Время $t_{пер}$ можно найти, составив и решив нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее работу АГ.

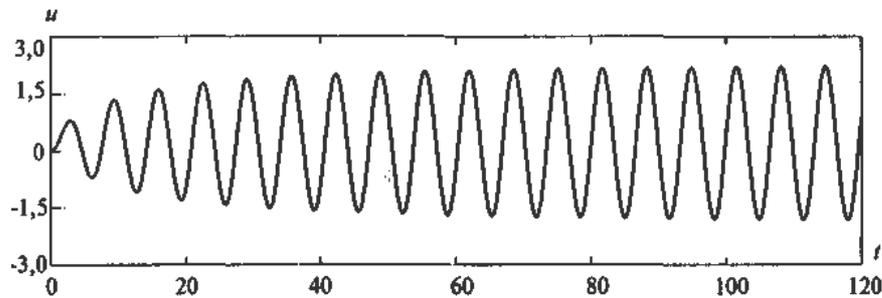


Рис. 12.2. Установление автоколебаний в АГ

В тех случаях, когда отсутствует необходимость определения $t_{пер}$, можно ограничиться исследованием только установившегося режима работы. Для такого анализа удобен метод гармонического баланса.

Ток электронного прибора $i(t)$ в АГ может существенно отличаться от синусоидального и представлять собой периодическое колебание, состоящее из импульсов косинусоидальной или иной более сложной формы. Разложив периодическое колебание в ряд Фурье, выделим из него первую гармонику сигнала, полагая, что импульсы коллекторного тока имеют вид отрезков косинусоиды с углом отсечки θ : $I_1 = I_m \alpha_1(\theta)$, где I_m - амплитуда импульса. Введем параметр - крутизну характеристики электронного прибора по первой гармонике сигнала:

$$\dot{S}_y = I_1 / \dot{U}_y = I_m \alpha_1 / \dot{U}_y$$

где \dot{U}_y - амплитуда напряжения на входе прибора, и запишем систему уравнений для комплексных амплитуд первой гармоники сигнала:

$$I_1 = \dot{S}_y \dot{U}_y; \quad \dot{U}_m = I_1 \dot{Z}_{\text{ЭКВ}}; \quad \dot{U}_y = \dot{K} \dot{U}_m, \quad (12.1)$$

где \dot{U}_m - амплитуда гармонического напряжения на контуре (ранее было принято, что колебательная система фильтрует все гармоники, кроме первой); $\dot{Z}_{\text{ЭКВ}}$ - эквивалентное сопротивление контура на частоте первой гармоники сигнала; \dot{K} - комплексный коэффициент обратной связи.

Совместное решение (12.1) дает основное уравнение АГ в комплексной форме по первой гармонике сигнала:

$$\dot{S}_y \dot{Z}_{\text{ЭКВ}} \dot{K} = 1. \quad (12.2)$$

Это уравнение распадается на уравнения для произведения модулей и суммы фаз, соответственно называемые уравнениями баланса амплитуд и фаз:

$$S_y Z_{\text{ЭКВ}} K = 1; \quad (12.3),$$

$$\varphi_y + \varphi_{\text{ЭКВ}} + \varphi_K = 2\pi n. \quad (12.4)$$

Уравнение баланса амплитуд (12.3) гарантирует пополнение энергии в контур за счет цепи обратной связи, которое покрывало бы потери в нем, а уравнение баланса фаз (12.4) - на соблюдение условия фазировки: дополнительные колебания, вводимые в контур, должны совпадать по фазе с уже существующими. Количество дополнительной энергии можно регулировать путем изменения модуля коэффициента обратной связи K , а фазирование - за счет его фазы. Поскольку электронный прибор поворачивает фазу сигнала на величину, близкую к π , то согласно (12.4) на такую же величину должен происходить поворот фазы сигнала за счет цепи обратной связи. Данному требованию отвечают трехточечная схема АГ (рис. 12.3) и схема с трансформатором в цепи обратной связи (рис. 12.4).

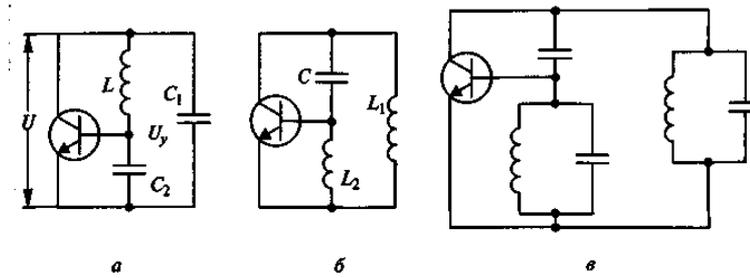


Рис. 12.3. Высокочастотны эквивалентные схемы трехточечных АГ

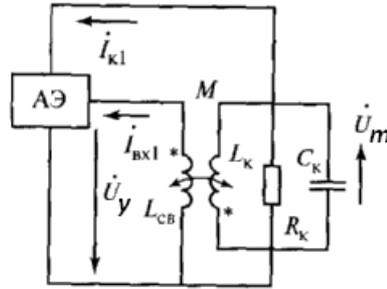


Рис. 12.4. Эквивалентная схема АГ с трансформатором в цепи обратной связи

Первая из схем (рис. 12.3, а) называется емкостной, в ней модуль коэффициента обратной связи равен $K=C_1/C_2$. Вторую схему (рис. 12.3, б) называют индуктивной. В ней модуль $K=L_2/L_1$.

Обе схемы могут рассматриваться как эквивалентные по отношению и к двухконтурной (рис. 12.3, в) и к иным схемам автогенератора.

С помощью уравнений (12.3) можно определить амплитуду автоколебаний в установившемся режиме, для чего представим систему (12.1) в виде двух уравнений:

$$I_1 = S_y(U_y) \cdot U_y; \quad I_1 = (1/KZ_{\text{экв}})U_y. \quad (12.5)$$

Их совместное решение позволяет найти амплитуды тока I_1 и напряжения $U_m = I_1 Z_{\text{экв}}$ в установившемся режиме. Графическое решение уравнений приведено на рис 12.5. Для существования устойчивого режима автоколебаний необходима одна точка А пересечения графиков. Согласно общей теории устойчивости стационарный режим АГ является устойчивым, если малые отклонения амплитуды относительно установившегося значения возвращают систему в первоначальное состояние.

Пусть колебания синусоидальны и определяются выражением:
 $u(t) = U_{уст} e^{\alpha(U)t} \cos \omega t$. Тогда согласно сформулированному условию устойчивости следует иметь $\alpha(U) = 0$ при $U = U_{уст}$, $\alpha(U) < 0$ при $U > U_{уст}$, $\alpha(U) > 0$ при $U < U_{уст}$, что эквивалентно следующему неравенству:

$$\frac{d\alpha(U)}{dU} < 0 \quad (12.6)$$

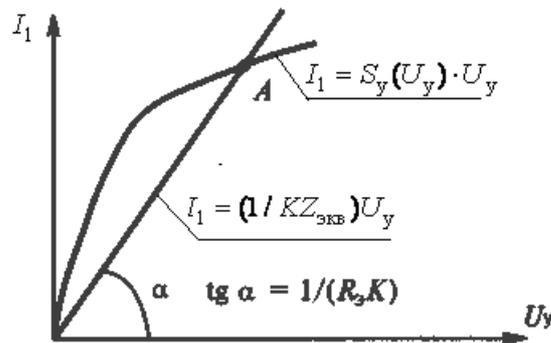


Рис. 12.5 Графическое решение уравнений (12.5)

При выполнении (12.6) любое увеличение или уменьшение амплитуды U относительно $U_{уст}$ возвращает систему в первоначальное состояние, что свидетельствует об устойчивости стационарного режима автоколебаний.

Полная электрическая схема одноконтурного транзисторного АГ с цепью питания и смещения приведена на рис. 12.6, а, двухконтурного - на рис. 12.6, б.

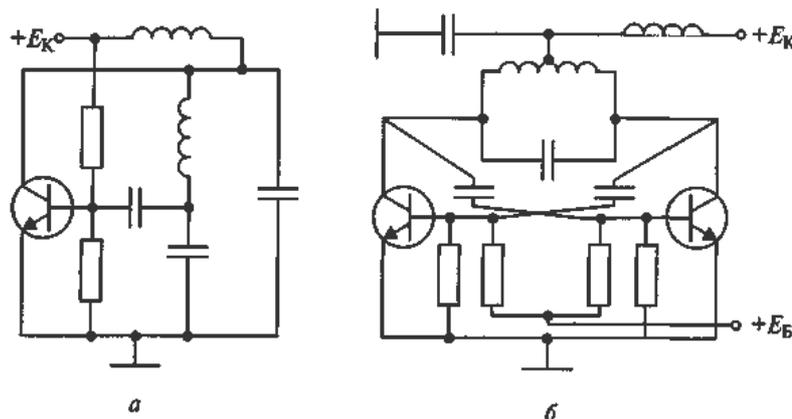


Рис. 12.6. Примеры схем транзисторных АГ

14.3. СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ АГ

Параметры, характеризующие работу АГ, можно разбить на две группы. К первой относятся величины, определяющие энергетические свойства АГ - колебательную мощность и КПД. Во вторую группу входят параметры, характеризующие частотные свойства АГ:

- диапазон частот $f_1 \dots f_2$, в пределах которого возможна перестройка частоты;
- требуемое, номинальное значение частоты генерируемого сигнала $f_{ном}$;
- долговременная нестабильность частоты за определенный интервал времени;
- кратковременная нестабильность частоты и фазы сигнала;
- чистота спектра и уровень шума излучаемого сигнала.

Кратковременная нестабильность частоты и связанная с ней чистота спектра излучаемого сигнала в некоторых случаях играют решающую роль в определении свойств радиосистемы. Остановимся более подробно на данной проблеме. Сигнал, генерируемый АГ, не является монохроматическим. Из-за различных физических причин происходят изменения амплитуды и фазы сигнала, которые носят как регулярный, так и случайный характер. В результате сигнал автогенератора можно представить в виде:

$$u(t) = [U_0 + \Delta U_1(t) + \Delta U_2(t) + \Delta U_{ш}(t)] \times \cos[\omega_{ном} t + \Delta \varphi_1(t) + \Delta \varphi_2(t) + \Delta \varphi_{ш}(t)] \quad (12.7)$$

где $\Delta U_1(t), \Delta \varphi_1(t)$ - функции, определяющие относительно медленные изменения амплитуды и фазы сигнала под влиянием внешних условий, например температуры окружающей среды; $\Delta U_2(t), \Delta \varphi_2(t)$ - функции, определяющие периодические изменения амплитуды и фазы сигнала под влиянием пульсаций питающего напряжения или воздействия на аппаратуру механических вибраций; $\Delta U_{ш}(t), \Delta \varphi_{ш}(t)$ - функции, описывающие случайные изменения амплитуды и фазы сигнала, обусловленные

физическими процессами, протекающими в электронных приборах, например дробовыми флюктуациями потока носителей заряда. На основании соотношения, связывающего частоту колебаний с фазой:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (12.8)$$

частота сигнала имеет те же составляющие, что и фаза:

$$f(t) = f_{\text{ном}} + \Delta f_1(t) + \Delta f_2(t) + \Delta f_{\text{ш}}(t), \quad (12.9)$$

где $\Delta f_1(t)$, $\Delta f_2(t)$, $\Delta f_{\text{ш}}(t)$ - функции, соответственно описывающие медленные, периодические и случайные изменения частоты сигнала, первая из которых определяет долговременную нестабильность частоты, а две другие кратковременную.

Долговременная нестабильность частоты за период времени $0 \dots t_0$ определяется как усредненное значение по N измерениям или как максимальное отклонение частоты от номинального значения:

$$\Delta f_{\text{дл}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |f_k - f_{\text{ном}}| \quad \text{или} \quad \Delta f_{\text{дл}} = |f_{\text{мах}} - f_{\text{ном}}|. \quad (12.10)$$

Норма на долговременную нестабильность частоты составляет для современных радиотехнических систем $\Delta f_{\text{дл}} / f_{\text{ном}} = 10^{-9} \dots 10^{-6}$.

Первая составляющая кратковременной нестабильности при $\Delta f_2(t) = \Delta f_m \cos \Omega t$ есть амплитуда колебаний частоты Δf_m ;

Вторая составляющая кратковременной нестабильности есть среднеквадратическое значение флюктуации частоты относительного среднего значения, обозначаемая как $\Delta f_{\text{ср.ш}}$.

Действие случайного сигнала приводит к модуляции шумом амплитуды и частоты несущих колебаний и размытию спектральной линии сигнала АГ. Источником этого шума является активное сопротивление потерь колебательной системы и поток носителей заряда электронного прибора. Второй фактор превалирует над первым, так как мощность

тепловых шумов активных сопротивлений значительно меньше мощности шума электронного прибора.

Факторы, влияющие на стабильность частоты АГ, называются дестабилизирующими (внутренние и внешние). К внутренним относятся: неточность первоначальной установки частоты, изменение питающего напряжения, влияние нагрузки, прогрев элементов под действием выделяемого тепла в схеме, деградация элементов, ведущая к изменению их параметров со временем. К внешним: изменение температуры, влажности, давления окружающей среды; механические воздействия, например вибрация.

Общие рекомендации по улучшению стабильности частоты АГ:

- мощность АГ не должна превышать 10...20 МВт;
- связь с нагрузкой должна быть ослаблена;
- питающие напряжения должны быть стабилизированы не хуже 1 - 2%;
- влияние влажности и давления должно быть устранено герметизацией АГ;
- влияние температуры должно быть уменьшено термостатированием АГ;
- добротность колебательной системы должна быть максимально высокой.

Остановимся более подробно на двух последних вопросах. Влияние температуры на нестабильность частоты. Рассмотрим, как меняется резонансная частота параллельного колебательного контура, определяющего частоту автоколебаний:

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (12.11)$$

При малом изменении индуктивности L и емкости C, разложив функцию (12.11) в ряд Тейлора, для изменения частоты получим:

$$\Delta f = \Delta C \frac{\partial f}{\partial C} + \Delta L \frac{\partial f}{\partial L} = \Delta C \left(-\frac{f_0}{2C} \right) + \Delta L \left(-\frac{f_0}{2L} \right), \quad (12.12)$$

где f_0 определяется согласно (12.11).

Разделив левую и правую части (12.12) на резонансную частоту f_0 и изменение температуры Δt , получим:

$$\frac{\Delta f}{f_0 \Delta t} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C \Delta t} + \frac{\Delta L}{L \Delta t} \right) \text{ или } \text{ТКЧ} = -\frac{1}{2} (\text{ТКЕ} + \text{ТКИ}), \quad (12.13)$$

где $\text{ТКЕ} = \Delta C / C \Delta t$; $\text{ТКИ} = \Delta L / L \Delta t$.

ТКЧ, ТКЕ, ТКИ - называются соответственно температурными коэффициентами частоты, емкости и индуктивности, определяющие относительное изменение данного параметра при изменении температуры на один градус. При известном перепаде температур Δt согласно (12.13) для относительной нестабильности частоты получим:

$$\Delta f / f_0 = \text{ТКЧ} \cdot \Delta t = -0.5(\text{ТКЕ} + \text{ТКИ}). \quad (12.14)$$

Из (12.14) следует, что влияние температуры на нестабильность частоты можно понизить или путем уменьшения Δt , для чего АГ помещают в камеру специального термостата, в которой поддерживается постоянная температура с точностью до $0,5 \dots 1^\circ\text{C}$, или за счет снижения ТКЧ. Во втором случае применяется способ термокомпенсации, состоящий в подборе элементов с разными значениями температурных коэффициентов. Например, включив в контур два параллельно соединенных конденсатора, получим:

$$\text{ТКЧ} = -\frac{1}{2} \left(\text{ТКИ} + \frac{C_1}{C_1 + C_2} \text{ТКЕ}_1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2} \text{ТКЕ}_2 \right), \quad (12.15)$$

где ТКЕ_1 , ТКЕ_2 - температурные коэффициенты соответственно конденсаторов C_1 и C_2 .

Выбрав конденсаторы с разными знаками их ТКЕ и установив определенное соотношение между C_1 и C_2 , можно на порядок понизить ТКЧ.

Влияние добротности колебательной системы на нестабильность частоты. Обратимся к уравнению баланса фаз (12.4), согласно которому в АГ устанавливается суммарный фазовый сдвиг, равный 2π . Предположим, что под действием какого-либо дестабилизирующего фактора, фаза

коэффициента обратной связи изменилась на $\Delta\varphi_k$. Тогда благодаря свойству АГ поддерживать автоматически баланс фаз на том же уровне, но с обратным знаком, изменится и фаза колебательной системы, а уравнение (12.4) примет вид:

$$\varphi_y + \varphi_{\text{ЭКВ}} + \varphi_k + \Delta\varphi_k - \Delta\varphi_{\text{ЭКВ}} = 2\pi. \quad (12.16)$$

Определим влияние изменения фазы на частоту автоколебаний. В параллельном контуре зависимость фазы от частоты имеет вид (рис. 12.7):

$$\varphi = -\arctg(2\Delta f Q / f_0). \quad (12.17)$$

При $\varphi_{\text{ЭКВ}} \leq \pi/6$ согласно (12.17) относительная нестабильность частоты:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta\varphi_{\text{ЭКВ}}}{2Q}. \quad (12.18)$$

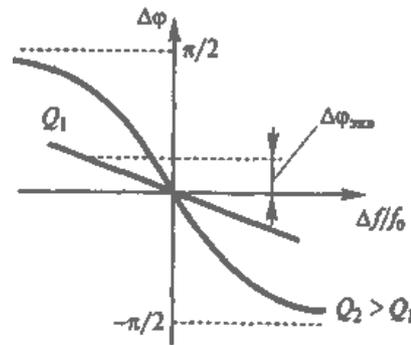


Рис. 12.7. Графики фазо-частотных характеристик параллельного колебательного контура

Из (12.18) и графиков на рис. 12.7 видно, что при одном и том же значении нестабильности фазы $\Delta\varphi_{\text{ЭКВ}}$ нестабильность частоты $\Delta f/f_0$ получается меньше при большей добротности Q колебательной системы. Для уменьшения нестабильности частоты АГ необходимо снижать ТКЧ и увеличивать добротность Q системы.

Синхронизация АГ - особый режим АГ, при котором на него воздействует внешний сигнал. При этом частота колебаний АГ равна частоте внешнего сигнала в определенной полосе синхронизации:

$$\Delta f_{\text{синх}} = k \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\Gamma}}}, \quad (12.19)$$

где $k \ll 1$ - коэффициент; f_0 - центральная частота; Q - добротность колебательной системы; $P_{вх}$ - мощность входного сигнала; P_r - мощность АГ. Режим синхронизации совмещает генерацию и усиления сигнала.

12.4. КВАРЦЕВЫЕ АГ

Для получения высокой точности и стабильности частоты колебаний в АГ в качестве резонатора используется кварц. Такие АГ называются кварцевыми. Кварц относится к числу кристаллов, обладающих свойствами прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта. Помещенный в электрическое поле высокой частоты кварц испытывает периодические механические деформации (явление обратного пьезоэффекта), что, в свою очередь, вызывает появление электрических зарядов на его гранях (явление прямого пьезоэффекта). Свойством пьезоэффекта обладают кристаллы более 100 веществ. Среди них наиболее стабильны параметры у кварца. Вблизи резонансных частот кварц можно заменить контуром с сосредоточенными параметрами (рис. 12.8).

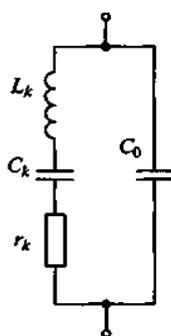


Рис. 12.8. Эквивалентная схема замещения кварца: L_k - собственная эквивалентная индуктивность кварца; C_k - собственная эквивалентная емкость кварца; r_k - сопротивление потерь кварца; C_0 - емкость кварцедержателя

Различные виды механических колебаний в кварцевой пластине могут происходить на основной частоте или одной из нечетных гармоник. Кристалл кварца имеет три оси симметрии - оптическую, электрическую и

механическую. В зависимости от того, под каким углом к этим осям вырезана пластина, различают несколько видов среза кварца.

Геометрические размеры, вид колебаний и тип среза пластины определяют электрические параметры кварцевого резонатора: частоту последовательного резонанса ω_1 , добротность Q , отношение емкостей C_k/C_0 , температурный коэффициент частоты $\text{ТКЧ}_{\text{кв}}$ и допустимую мощность рассеивания. Максимальная частота кварцевых резонаторов достигает 150 МГц и более. Широкое применение находят кварцы, возбуждаемые на 3–7-й механической гармонике с частотой до 60...70 МГц.

Определим основные параметры и зависимость эквивалентного сопротивления кварца от частоты вблизи его резонансных частот

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_k C_k} \quad (\text{частота последовательного резонанса}) \quad \text{и}$$

$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_k \frac{C_k C_0}{C_k + C_0}} \approx \omega_1 \left(1 + \frac{C_k}{2C_0}\right) \quad (\text{частота параллельного резонанса}).$$

Для проводимости кварца согласно схеме на рис. 12.8 имеем:

$$Y_0 = j\omega C_0 + \frac{1}{r_k + j[\omega L_k - (1/\omega C_k)]} = j\omega C_0 + \frac{1}{r_k(1 + jQ_{\text{кв}}x)}, \quad (12.20)$$

где $Q_{\text{кв}} = \omega_1 L_k / r_k = \sqrt{L_k / C_k} / r_k$ - добротность кварцевого резонатора.

Благодаря большому значению L_k и малому C_k характеристическое сопротивление $\rho_{\text{кв}}$ и добротность кварцевого резонатора $Q_{\text{кв}}$ достигают больших значений ($\rho_{\text{кв}} = \sqrt{L_k / C_k} = 10^5 \dots 10^7$ Ом, $Q_{\text{кв}} = 10^4 \dots 10^6$), на несколько порядков превышающих эти параметры у обычных контуров. У специальных кварцевых резонаторов величина $Q_{\text{кв}}$ составляет даже $(3 \dots 6)10^6$. Большая добротность определяет высокую крутизну фазовой характеристики кварца вблизи его резонансных частот:

$$\text{tg} \varphi_1 = 2Q_{\text{кв}} \frac{\Delta\omega}{\omega_1}; \quad \text{tg} \varphi_2 = 2Q_{\text{кв}} \frac{\Delta\omega}{\omega_2}; \quad (12.21)$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_1$ - абсолютная расстройка.

Для эквивалентного сопротивления кварца из (12.20) получим:

$$Z_{\text{кв}} = 1/Y_0 = 1/\left[j\omega C_0 + \frac{1}{r_k(1 + jQ_{\text{кв}}x)} \right] = R_{\text{экв}}(\omega) + jX_{\text{экв}}(\omega). \quad (12.22)$$

На частоте последовательного резонанса ω_1 сопротивление кварца мало $Z_{\text{кв}} = r_k$; на частоте параллельного ω_2 возрастает до величины $Z_{\text{кв}} \approx Q_k(1/C_0\omega_2)$. Между частотами ω_1 и ω_2 сопротивление кварца носит индуктивный характер, за пределами этих частот - емкостной. При переходе через резонансные частоты фаза благодаря высокой добротности скачком меняется на 180° (12.21).

Значение ТКЧ серийно выпускаемых кварцевых резонаторов находится в пределах $(0,5...2)10^6$, а у специальных кварцев - 10^7 в определенном интервале температур. Значение ТКЧ зависит от угла среза и является нелинейной функцией температуры. Благодаря высокой добротности и малому значению ТКЧ кварцевого резонатора нестабильность частоты АГ мала (10^{-6} при размещении кварцевого резонатора в термостате), а в особых случаях - $10^{-8}...10^{-9}$. Автоколебания в кварцевом резонаторе возможны на частотах, соответствующих высокому значению крутизны фазовой характеристики, т.е. вблизи ω_1 или ω_2 . Наиболее предпочтительна схема с использованием возбуждения на частоте последовательного резонанса ω_1 и с включением кварцевого резонатора в цепь обратной связи (рис. 12.9, а).

Поскольку на частоте ω_1 кварцевый резонатор имеет малое сопротивление r_k , то цепь обратной связи оказывается замкнутой и возможны автоколебания с частотой ω_1 . Для всех остальных частот сопротивление кварца велико и цепь обратной связи оказывается разомкнутой. Автоколебания возникнуть не могут.

Другая схема кварцевого АГ интегрального типа приведена на рис. 12.9, б. В ней сдвиг сигнала на 180° для соблюдения условия баланса фаз достигается за счет запаздывания сигнала в кварцевом резонаторе.

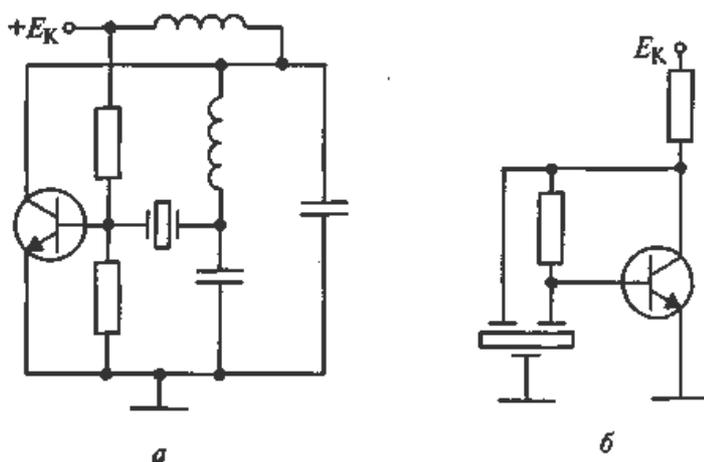


Рис. 12.9. Схемы АГ с включением кварцевого резонатора в цепь обратной связи

На рис. 12.10 приведены варианты включения кварцевого резонатора в схему автогенератора. В схеме рис. 12.10 а) эквивалентное сопротивление кварца имеет индуктивный характер, а сама схема – емкостная трехточка. В схеме рис. 12.10 б) кварц включен в цепь положительной обратной связи, а в схеме рис. 12.10 в) – отрицательной.

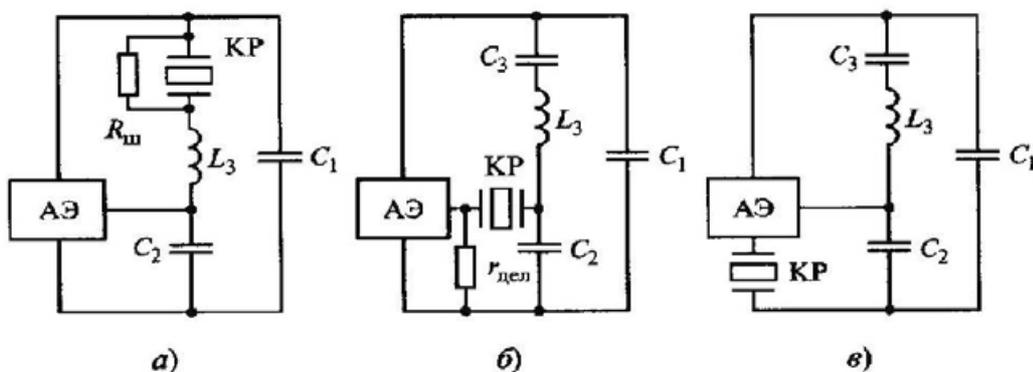


Рис. 12.10. Основные варианты схем кварцевых автогенераторов.

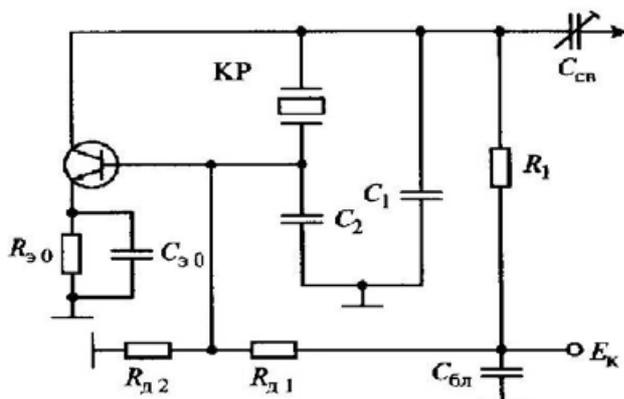


Рис. 12.11. Пример схемы автогенератора с кварцевым резонатором, включенным между коллектором и базой

На рис. приведен пример принципиальной схемы АГ, эквивалентная схема которого показана на рис. 12.10 а).

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Для чего предназначены автогенераторы?
2. По каким признакам производится классификация АГ?
3. Напишите уравнения баланса амплитуд и фаз в АГ.
4. Как графически определяется установившийся режим работы АГ?
5. Нарисуйте две трехточечные схемы транзисторных АГ.
6. Как определяется абсолютная и относительная нестабильность частоты?
7. Как определяется долговременная и кратковременная нестабильность частоты?
8. Перечислите внешние дестабилизирующие факторы.
9. Перечислите внутренние дестабилизирующие факторы.
10. Как на нестабильность частоты влияет температура среды? Как определяется ТКЧ?
11. Что такое термокомпенсация и термостабилизация? Как с их помощью улучшается стабильность частоты АГ?
12. Как нестабильность частоты зависит от добротности контура?
13. Что означает синхронизация частоты АГ?
14. Как выглядит эквивалентная схема кварцевого резонатора?
15. Какие свойства кварца обеспечивают высокую стабильность частоты?
16. Нарисуйте схему АГ с кварцем в цепь обратной связи. Поясните работу схемы.

ЛЕКЦИЯ 13. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

13.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПАРАМЕТРЫ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

Синтез частот - формирование дискретного множества частот из одной или нескольких опорных частот $f_{оп}$ (рис. 13.1). Опорной называется высокостабильная частота автогенератора, обычно кварцевого.

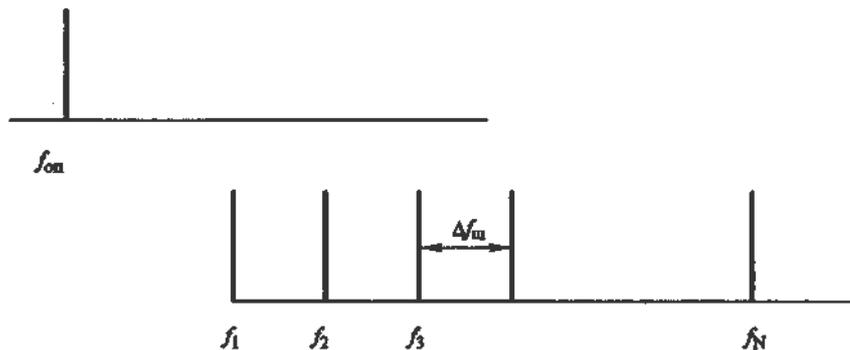


Рис. 13.1. Синтез частот дискретного множества частот из одной опорной.

Синтезатор частот (СЧ) - устройство, реализующее процесс синтеза. Синтезатор используется в радиоприемных и радиопередающих устройствах систем радиосвязи, радионавигации, радиолокации и другого назначения.

Основными параметрами синтезатора являются:

- диапазон частот выходного сигнала;
- количество N и шаг сетки частот $\Delta f_{ш}$;
- долговременная и кратковременная нестабильность частоты;
- уровень побочных составляющих в выходном сигнале;
- время перехода с одной частоты на другую.

В современных синтезаторах число формируемых им дискретных частот может достигать десятков тысяч, а шаг сетки изменяться от десятков герц до десятков и сотен килогерц. Долговременная нестабильность частоты, определяемая кварцевым автогенератором, составляет 10^{-6} , а в специальных случаях - $10^{-8} \dots 10^{-9}$. Диапазон частот синтезатора меняется в больших

пределах в зависимости от назначения аппаратуры, в которой он используется.

На первой стадии развития синтезатор частот состоял из большого числа кварцевых автогенераторов, с помощью которых путем суммирования и умножения частот сигналов с их дальнейшей фильтрацией удавалось создать определенную сетку частот.

В настоящее время один из основных способов построения синтезатора основывается на применении схемы автоподстройки частоты и элементов вычислительной техники. Для понимания работы такого синтезатора необходимо сначала ознакомиться с принципом работы устройств автоматической подстройки частоты.

15.2. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Назначение. Устройства автоматической подстройки частоты (АПЧ) служат для стабилизации и управления частотой автогенератора по эталонному сигналу. Разнообразно применение систем АПЧ в радиоприемных и радиопередающих устройствах. Назовем несколько наиболее типичных случаев их использования:

- в синтезаторах частоты, с помощью которых создается дискретное множество частот при одном эталонном сигнале;
- для стабилизации частоты мощных автогенераторов по слабому сигналу эталонного автогенератора, что позволяет существенно сократить число ВЧ или СВЧ усилительных каскадов;
- для автоматической подстройки частоты гетеродина радиоприемника по частоте принимаемого сигнала.

Обобщенная структурная схема устройства АПЧ приведена на рис. 13.2. В устройстве сравниваются сигналы эталонного и стабилизируемого автогенераторов, в результате чего вырабатывается сигнал ошибки. После фильтрации этот сигнал управляет стабилизируемым автогенератором, частота которого по установленному алгоритму следит за частотой

эталонного автогенератора. В устройство АПЧ входят также преобразователи частоты формируемого сигнала и устройство поиска, осуществляющее ввод всего устройства в режим автоматического регулирования.

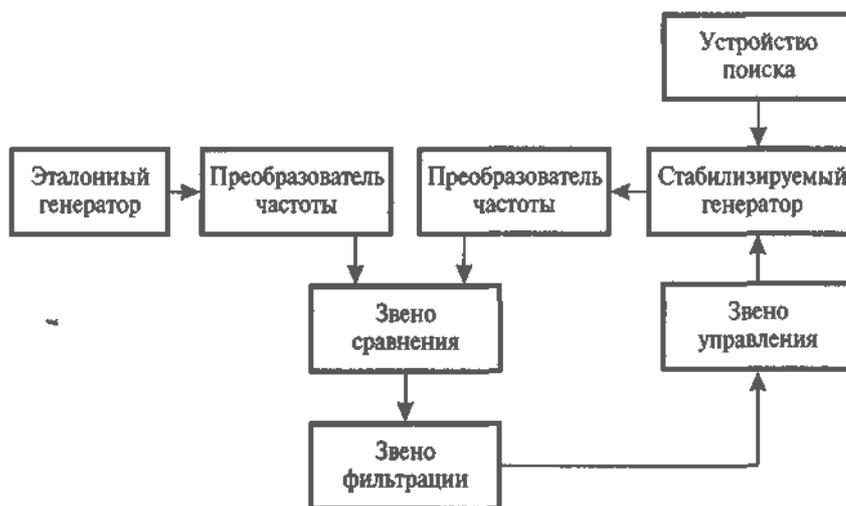


Рис. 13.2. Структурная схема устройства АПЧ непрерывного типа

В зависимости от способа получения сигнала ошибки различают: устройства частотной автоподстройки частоты (ЧАП), фазовой автоподстройки частоты (ФАП) и комбинированные (ЧАП - ФАП). В устройствах ЧАП сигнал ошибки вырабатывается путем сравнения частот сигналов эталонного и стабилизируемого автогенераторов. В устройствах ФАП - путем сравнения фаз тех же сигналов. По виду сигнала в цепи управления устройства АПЧ подразделяют на непрерывные при аналоговом сигнале и дискретные. Последние, в свою очередь, в зависимости от метода квантования сигнала подразделяют на релейные (при квантовании по уровню), импульсные (при квантовании по времени) и цифровые (при квантовании по уровню и времени).

Рассмотрим основные звенья, входящие в устройства АПЧ. В качестве эталонного генератора в ней обычно используется высокостабильный кварцевый автогенератор или принимаемый радиосигнал, а в качестве стабилизируемого генератора - автогенератор с параметрической стабилизацией частоты. В качестве звена фильтрации применяется фильтр нижних. Преобразователи частоты, включаемые после автогенераторов,

могут выполнять такие функции, как умножение, деление или смещение частоты сигнала. Звеном сравнения в ЧАП является частотный дискриминатор, напряжение на выходе которого U_d зависит от разности частот входных сигналов - стабилизируемого ($f_{ст}$) и эталонного ($f_{эт}$):

$$U_d = \psi(f_{ст} - f_{эт})$$

Пример такой характеристики, начальный участок которой является линейным с крутизной S_d , приведен на рис. 13.3, а.

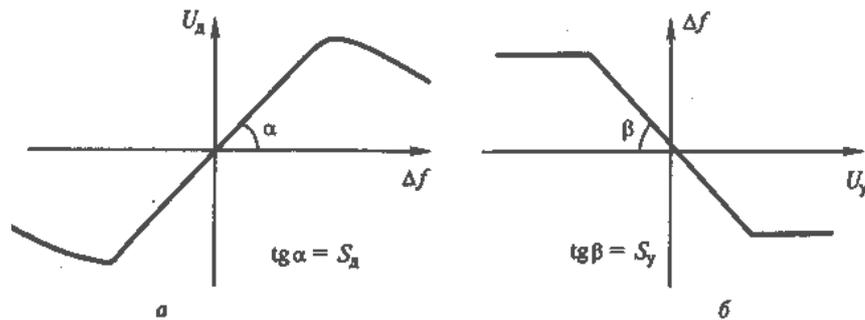


Рис. 15.3. Характеристики частотного дискриминатора и управляемого генератора.

Звеном сравнения в ФАП является фазовый дискриминатор, напряжение на выходе которого $U_{ср}$ зависит от разности фаз сигналов эталонного и стабилизируемого автогенераторов: $U_{ср} = \psi(\varphi_{ст} - \varphi_{эт})$.

Звеном управления обычно является управляющий элемент с варикапом или ферритом, устройство которых рассматривается ниже. Назначение данного элемента состоит в управлении частотой стабилизируемого автогенератора в зависимости от величины напряжения на его входе. Поэтому данное звено определяется зависимостью $\Delta f = \psi(U_y)$, пример которой приведен на рис. 13.3, б. Начальный участок данной характеристики обычно является линейным с крутизной S_y .

Работу устройств АПЧ принято характеризовать следующими параметрами:

1) Точность определяется отклонением частоты стабилизируемого автогенератора от номинального значения в установившемся режиме. При

действию на устройство помимо полезного сигнала и помехи точность определяется средней и среднеквадратической ошибкой.

2) Коэффициент авторегулирования $K_{\text{рег}}$ - отношение первоначальной ошибки по частоте автогенератора в момент его включения к ошибке в установившемся режиме работы. Пусть ошибка частоты автогенератора (ее отклонение от номинального значения) равна 1 МГц, а после окончания процесса регулирования она снижается до 100 Гц. Для коэффициента регулирования получим: $K_{\text{рег}}=10^6/100=10^4$.

3) Полоса схватывания - максимально допустимая величина первоначальной ошибки по частоте автогенератора, при которой устройство нормально функционирует после его включения.

4) Полоса удержания - максимально допустимая величина собственной ошибки по частоте автогенератора в установившемся режиме работы. Как правило, полоса удержания больше полосы схватывания.

5) Переходный процесс установления частоты стабилизируемого автогенератора после включения устройства АПЧ или изменения частоты эталонного генератора. Обычно этот процесс носит апериодический или затухающий колебательный характер. Время установления частоты стабилизируемого автогенератора - время переходного процесса, за которое частота входит в определенную зону.

6) Устойчивость работы устройства АПЧ определяется несколькими параметрами. Поскольку устройство АПЧ является схемой с обратной связью, то в ней подобно автогенератору могут возникнуть собственные автоколебания, если будут выполнены условия баланса амплитуд и фаз. Такой режим работы является недопустимым.

15.3. ЧАСТОТНАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Структурная схема устройства ЧАП непрерывного типа соответствует схеме АПЧ (рис. 13.2).

В ней под звеном сравнения следует понимать частотный дискриминатор, напряжение на выходе которого зависит от частоты на его входе. Известно несколько схем частотных дискриминаторов, наиболее распространенными из которых являются схемы балансного типа (рис. 13.4) и на расстроенных контурах.

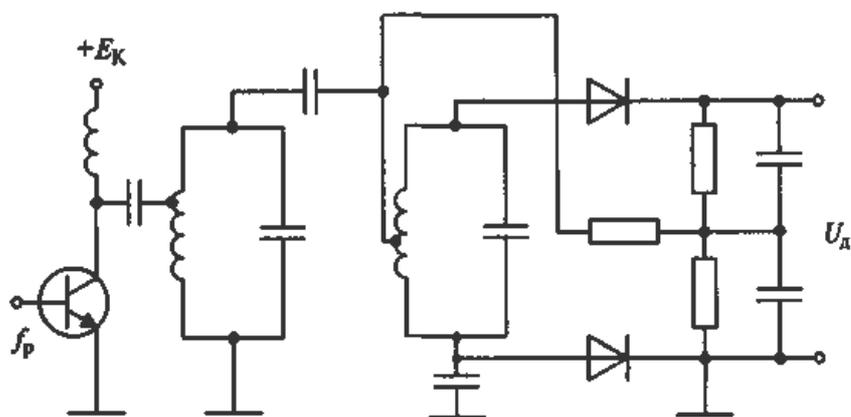


Рис. 13.4. Частотный дискриминатор балансного типа

Из схем управления частотой автогенератора выделим две: с варикапом и ферритом. Варикапом называется полупроводниковый диод, емкость закрытого p-n-перехода которого существенно зависит от значения обратного напряжения $U_{обр}$. Данная зависимость определяется следующим примерным соотношением:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2|U_{обр}|}}. \quad (15.1)$$

Схема управляющего элемента с варикапом приведена на рис. 13.5.

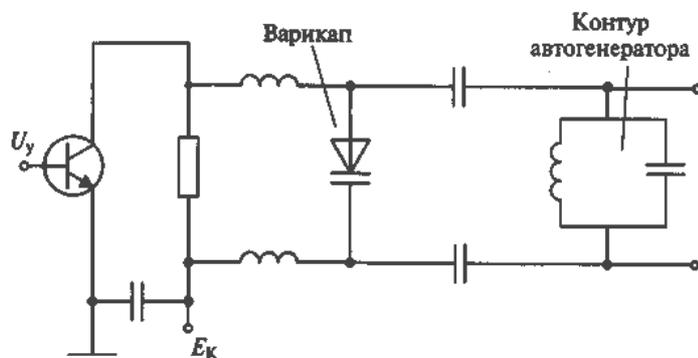


Рис. 13.5. Схема управляющего элемента с варикапом

Схема управляющего элемента с ферритом показана на рис. 13.6. Катушка индуктивности с ВЧ ферритом располагается в зазоре электромагнита. При изменении тока подмагничивания меняется дифференциальная магнитная проницаемость феррита, что приводит к изменению индуктивности контура и частоты автоколебаний.

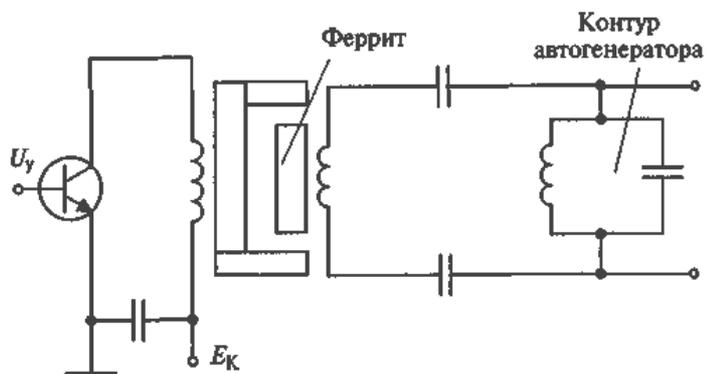


Рис. 13.6. Схема управляющего элемента с ферритом

В обеих схемах характеристика управляющего элемента $\Delta f_y = \psi(U_y)$ подобна характеристике, приведенной на рис. 13.3,б. В качестве ФНЧ может использоваться однозвенный RC-фильтр (рис. 13.7).

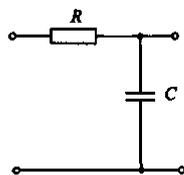


Рис. 13.7. Однозвенный RC-фильтр

Системы АПЧ являются нелинейными устройствами, поскольку в них одно или несколько звеньев являются нелинейными. При линеаризации таких звеньев исследование АПЧ проводится в рамках линейной модели, что позволяет получить некоторые важные результаты.

Определим точность ЧАП в установившемся режиме работы, в котором линейная модель устройства описывается системой из трех уравнений:

$$\Delta f_{CT} = \Delta f_H - \Delta f_y; \Delta f_y = S_y u_y; u_y = u_D = S_D \Delta f_{CT} \quad (15.2)$$

где Δf_{CT} - отклонение частоты стабилизируемого автогенератора от номинального значения; Δf_H - начальная расстройка того же автогенератора; Δf_y - изменение частоты автогенератора под действием управляющего

элемента в замкнутой системе. (Остальные параметры определены выше на рис. 13.3.). Решив совместно уравнения (13.2), получим уравнение для отклонения частоты стабилизируемого автогенератора в установившемся режиме работы:

$$\Delta f_{\text{ст}} = \Delta f_{\text{о.р.}} = \frac{\Delta f_{\text{н}}}{1 + S_y S_d}, \quad (13.3)$$

где $\Delta f_{\text{о.р.}}$ - остаточная расстройка.

Из (13.3) следует, что благодаря действию устройства ЧАП первоначальное отклонение частоты стабилизируемого автогенератора от номинального значения $\Delta f_{\text{н}}$ уменьшается в $K_{\text{рег}} = (1 + S_y S_d)$ раз. Поскольку коэффициент авторегулирования $K_{\text{рег}} \gg 1$, то это уменьшение может быть весьма существенным - в 1000 и более раз.

15.4. ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Структурная схема устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАП) непрерывного типа соответствует обобщенной схеме АПЧ (рис. 13.2). В ней под звеном сравнения следует понимать фазовый дискриминатор, напряжение на выходе которого зависит от мгновенной разности фаз входных сигналов. Таким образом, единственное отличие ФАП от ЧАП состоит в замене сравнивающего элемента - частотного дискриминатора на фазовый, что, однако, приводит к важным изменениям в работе устройств. Известны несколько схем фазовых дискриминаторов, одна из которых - кольцевого типа - изображена на рис. 13.8. Все остальные звенья схемы ФАП идентичны рассмотренным выше звеньям ЧАП.

Фазовый дискриминатор, вырабатывающий напряжение, зависящее от разности мгновенных фаз входных колебаний, можно рассматривать как перемножитель этих колебаний.

Перемножим два колебания:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{ВЫХ}} &= ku_1u_2 = kU_1 \cos \omega_1 t \cdot U_2 \cos \omega_2 t = \\
 &= 0,5kU_1U_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t].
 \end{aligned}
 \tag{13.4}$$

После фильтрации колебания с суммарной частотой получим выходной сигнал, зависящий от разности фаз входных сигналов:

$$u_{\text{ВЫХ}} = 0,5kU_1U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t = U_m \cos \varphi(t).
 \tag{13.5}$$

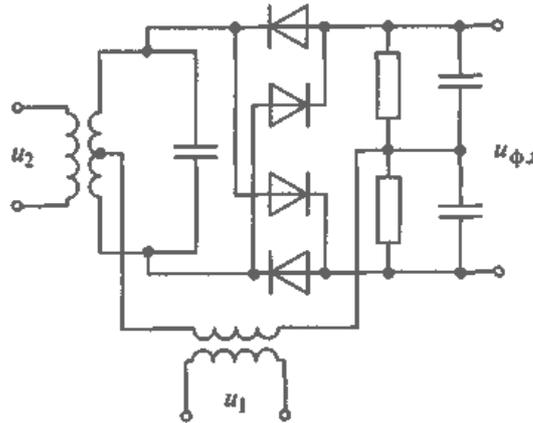


Рис. 13.8. Схема фазового дискриминатора кольцевого типа

Рассмотрим установившийся режим работы ФАП, приняв во внимание два обстоятельства. Во-первых, поскольку в этом режиме напряжение на выходе фильтра нижних частот равно входному напряжению, то справедливо следующее равенство: $u_{\text{ф.д.}} = u_y$, где $u_{\text{ф.д.}}$ - напряжение на выходе фазового дискриминатора, u_y - напряжение на входе управляющего элемента. Во-вторых, в нормально функционирующей ФАП должна устанавливаться постоянная разность фаз сигналов стабилизируемого и эталонного АГ: $\varphi_{\text{СТ}}(t) - \varphi_{\text{ЭТ}}(t) = \varphi_p = \text{const}$, что означает равенство частот этих колебаний: $f_{\text{СТ}}(t) = f_{\text{ЭТ}}(t)$, или выполнение равенства: $\Delta f_{\text{СТ}} = \Delta f_{\text{Н}} - \Delta f_{\text{У}} = 0$, т.е. $\Delta f_{\text{У}} = \Delta f_{\text{Н}}$.

С учетом последних соотношений для ФАП в установившемся режиме справедлива следующая система из двух уравнений:

$$u_{\text{ФД}} = U_m \cos \varphi(t); u_y = u_{\text{ФД}} = \Delta f_{\text{Н}} / S_{\text{У}}
 \tag{13.6}$$

Это уравнение можно решить графическим методом (рис. 13.9). Здесь возможны три случая:

- 1) графики функций пересекаются во множестве точек;
- 2) график второй функции (13.6) является касательной по отношению к первой;
- 3) графики не имеют ни одной точки пересечения

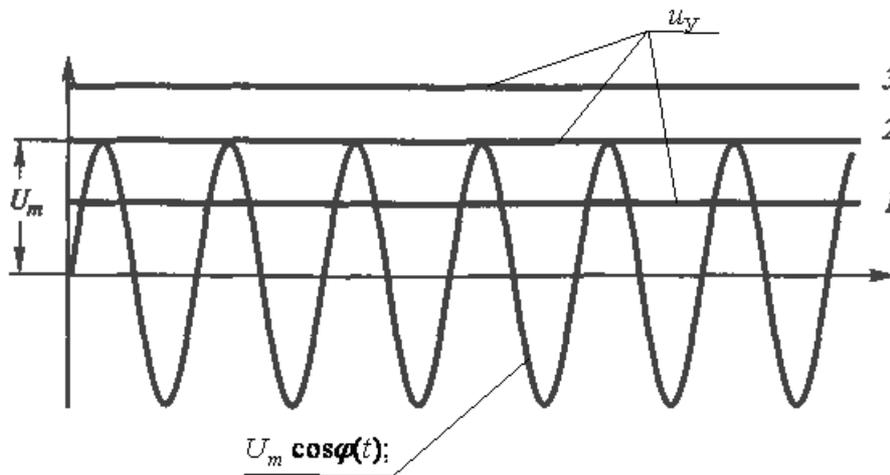


Рис.13.9. Графическое решение уравнения (13.6)

Очевидно, в 3-м случае, при котором нет точек пересечения графиков, система уравнений (13.6) не имеет решения, что означает неработоспособность ФАП. В 1-м случае есть множество точек пересечения графиков - по две на каждый период, - и, следовательно, ФАП должна нормально функционировать. Второй случай является предельным первого, при котором начальная расстройка Δf_n стабилизируемого АГ может быть максимальна. Такое максимальное значение Δf_n , в установившемся режиме называется полосой удержания, для которой согласно (13.6) получим:

$$\Delta f_{уд} = S_y U_m . \quad (15.7)$$

Из проведенного анализа следует, что преимущество ФАП перед ЧАП состоит в ее более высокой точности: в ФАП частоты стабилизируемого и эталонного автогенераторов равны, в ЧАП они отличаются на величину остаточной расстройки $\Delta f_{o.p}$. Для обеспечения большой полосы схватывания и высокой точности применяют комбинированные схемы ЧАП - ФАП.

15.5. ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ

Структурная схема синтезатора с одним кольцом фазовой автоподстройки частоты приведена на рис. 13.10.

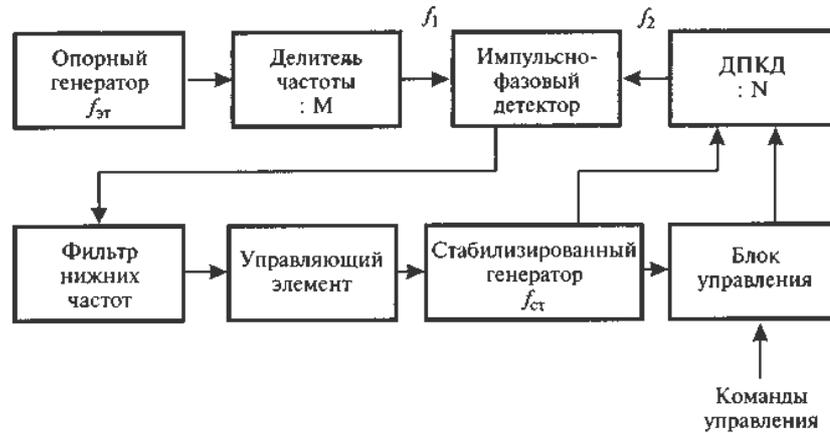


Рис. 13.10. Структурная схема синтезатора с одним кольцом фазовой автоподстройки частот

Данная схема соответствует общей схеме автоматической подстройки частоты (рис. 13.2), если под преобразователями частоты понимать делитель в M раз частоты опорного генератора и делитель в N раз частоты стабилизируемого генератора, а под звеном сравнения - импульсно-фазовый дискриминатор. На схеме ДПКД - делитель с переменным коэффициентом деления - K -разрядный программируемый цифровой счетчик. Назначение других звеньев схемы ясно из сделанных на них надписей.

В блоке управления осуществляется прием и хранение данных программирования и формирование кодового сигнала, по которому устанавливается значение коэффициента деления N в зависимости от поступившей на синтезатор команды. В результате действия фазовой автоподстройки частоты устанавливается равенство частот сигналов, поступающих на вход импульсно-фазового дискриминатора: $f_1=f_2$, что позволяет записать следующее соотношение для частот стабилизируемого и эталонного автогенераторов с учетом значений коэффициентов деления:

$$\frac{f_{ст}}{N} = \frac{f_{эт}}{M} \quad \text{или} \quad f_{ст} = \frac{N}{M} f_{эт}. \quad (13.7)$$

Согласно (13.7) шаг сетки частот $\Delta f_{ш}=f_{эт}/M$. Меняя управляемое значение N , устанавливают требуемое значение частоты стабилизируемого

генератора, который с помощью управляющего элемента может перестраиваться в требуемом диапазоне частот. Схема автогенератора с управляющим элементом на варикапе может соответствовать рис. 13.5 или с ферритом - на рис. 13.7.

Пример. Требуется создать синтезатор с диапазоном частот 118...136 МГц и шагом $\Delta f_{ш}=25$ кГц. Выбираем частоту кварцевого автогенератора $f_{гт}=1$ МГц. Отсюда требуемое значение $M=1000/25=40$. Согласно (13.7) для нижней частоты 118 МГц следует иметь: $N_1 = 118000/25=4720$, для верхней частоты $N_2=136000/25=5440$. Следовательно, с помощью ДПКД - цифрового счетчика - следует обеспечить изменение коэффициента деления N через 1 в пределах 4720...5440. Современные синтезаторы частот строятся на основе одной большой микросхемы, в которую объединяются все звенья схемы рис. 13.10, за исключением управляемого по частоте стабилизируемого автогенератора.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В чем состоит назначение синтезатора частот? Какие параметры определяют его работу?
2. В чем состоит назначение АПЧ? Перечислите основные типы устройств АПЧ.
3. Какими параметрами характеризуются устройства АПЧ?
4. Нарисуйте структурную схему частотной АПЧ. Поясните принцип ее работы. Что такое остаточная расстройка?
5. Нарисуйте структурную схему фазовой АПЧ. Поясните принцип ее работы.
6. Чем отличается схема частотной от фазовой АПЧ? Какая из этих схем обеспечивает лучшую точность?
7. Нарисуйте структурную схему цифрового синтезатора частот. Поясните принцип ее работы.
8. Как производится перестройка частоты в цифровом синтезаторе?

ЛЕКЦИЯ 14. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

14.1. НАЗНАЧЕНИЕ, ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Умножители частоты в структурной схеме радиопередатчика располагаются перед усилителями мощности ВЧ или СВЧ колебаний, повышая в требуемое число раз частоту сигнала возбуждателя. Умножители частоты могут также входить в состав и самого возбуждателя или синтезатора частот. Для входного и выходного сигнала умножителя частоты запишем:

$$u_{ВХ}(t) = U_{ВХ} \cos(\omega t + \varphi_1); u_{ВЫХ}(t) = U_{ВЫХ} \cos(n\omega t + \varphi_2) \quad (14.1)$$

где n — коэффициент умножения частоты в целое число раз.

Классификация умножителей частоты возможна по двум основным признакам: принципу действия, или способу реализации функции (14.1), и типу нелинейного элемента. По принципу действия умножители подразделяют на два вида: основанные на синхронизации частоты автогенератора внешним сигналом, в n раз меньшим по частоте (рис. 14.1,а), и с применением нелинейного элемента, искажающего входной синусоидальный сигнал, и выделением из полученного многочастотного спектра требуемой гармоник (рис. 14.1,б).

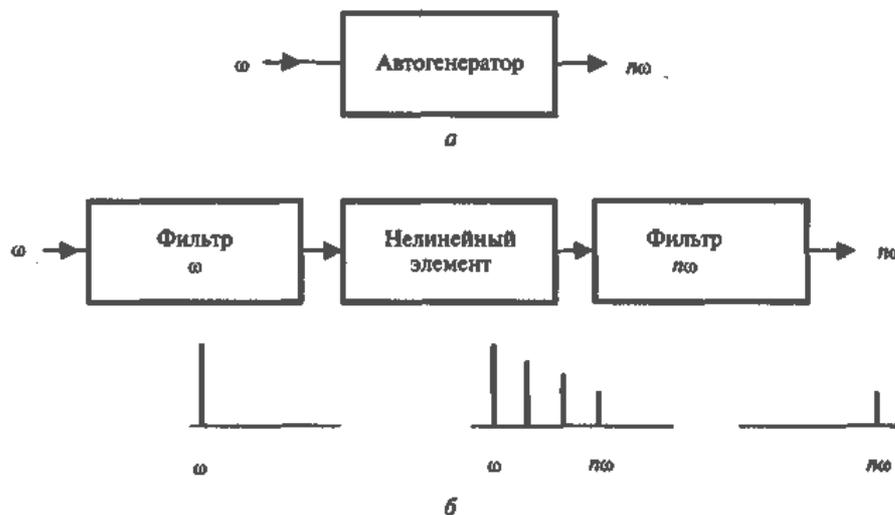


Рис. 14.1. Умножители частоты

По типу используемого нелинейного элемента умножители частоты второго вида подразделяют на транзисторные и диодные.

Основными параметрами умножителя частоты являются:

- коэффициент умножения по частоте n ;
- выходная мощность n -й гармоники P_n ;
- входная мощность первой гармоники P_1 ;
- коэффициент преобразования $K_{пр} = P_n/P_1$;
- коэффициент полезного действия $\eta = P_n/P_0$ (в случае транзисторного умножителя);
- уровень подавления побочных составляющих.

Недостаток умножителей частоты (рис. 14.1, а) первого вида состоит в сужении полосы синхронизма с увеличением коэффициента умножения n . У умножителей частоты второго вида уменьшается коэффициент преобразования $K_{пр}$ с повышением n . Поэтому в таких схемах обычно ограничиваются значением $n = 2$ или 3 и при необходимости включают последовательно несколько умножителей частоты, чередуя их с усилителями.

17.2. ТРАНЗИСТОРНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Схема транзисторного умножителя частоты (рис. 14.2) и методика его расчета практически ничем не отличаются от расчета ГВВ. Необходимо только выходную цепь генератора настроить на n -ю гармонику и выбрать значение угла отсечки $\theta = 120^\circ/n$, соответствующее максимальному значению коэффициента $\alpha_n(\theta)$. При расчете выходной цепи коэффициент разложения косинусоидального импульса по первой гармонике $\alpha_1(\theta)$ следует заменить на коэффициент по n -й гармонике $\alpha_n(\theta)$. Контур в выходной цепи, настроенный в резонанс с n -и гармоникой сигнала, должен обладать удовлетворительными фильтрующими свойствами.

Коэффициент умножения схемы на рис. 14.2 обычно не превышает 3–4 раз при КПД, равном 10–20%.

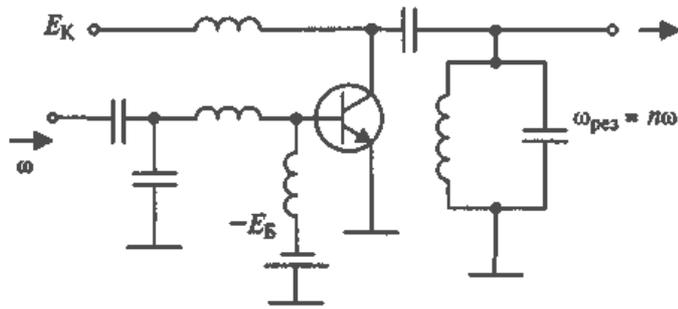


Рис. 14.2. Схема транзисторного умножителя частоты

17.3. ДИОДНЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Работа диодных умножителей частоты основана на использовании эффекта нелинейной емкости. В качестве последней используется барьерная емкость обратно смещенного р-п-перехода. Полупроводниковые диоды, специально разработанные для умножения частоты, называются варакторами. При $\gamma=0,5$ и $\varphi_0=0,5$ В для нелинейной емкости варактора получим:

$$C(u) = \frac{C_n}{\sqrt{1+2u}}, \quad (14.2)$$

где u - обратное напряжение, приложенное к р-п-переходу.

График нелинейной функции (17.2) показан на рис. 14.3.

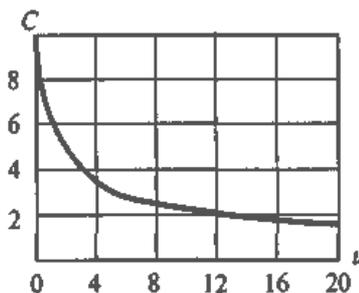


Рис. 17.3. Зависимость емкости варактора от величины обратного напряжения

Заряд, накапливаемый нелинейной емкостью, с напряжением и током связан зависимостями:

$$C(u) = \frac{dq}{du} \quad \text{или} \quad q = \int C(u) du; \quad (14.3)$$

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = C(u) \frac{du}{dt} \quad \text{или} \quad q = \int i(t) dt.$$

Две основные схемы диодных умножителей частоты с варакторами приведены на рис. 14.4.

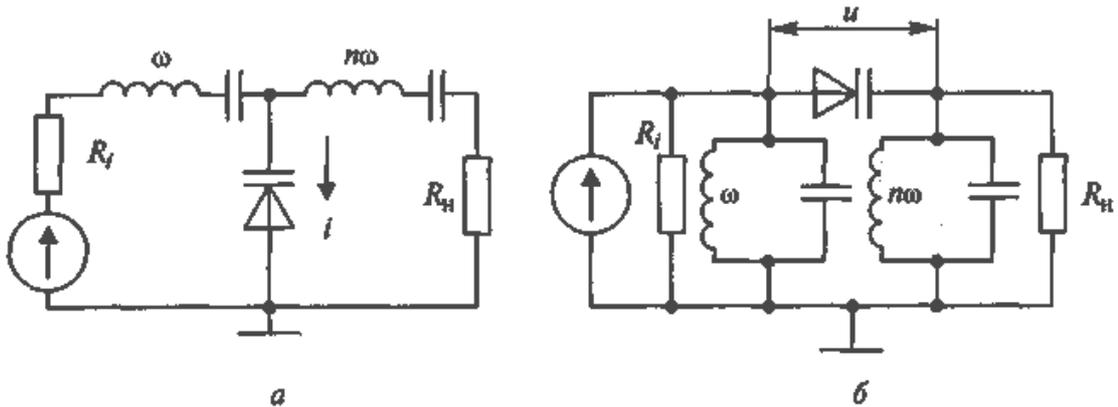


Рис. 14.4. Диодные умножители частоты с варакторами

В схеме диодного умножителя параллельного вида (рис. 14.4, а) имеются два колебательных контура последовательного типа, настроенные в резонанс соответственно с частотой входного ω и выходного $m\omega$ сигналов. Такие контуры имеют малое сопротивление на резонансной частоте и большое - на всех остальных (рис. 14.5).

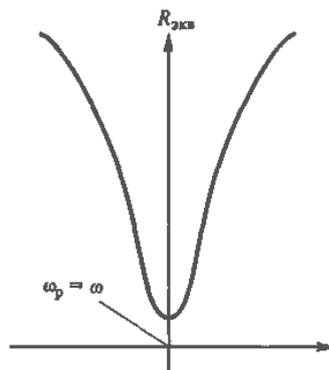


Рис. 14.5. Зависимость сопротивления последовательного контура от частоты

Поэтому первый контур, настроенный в резонанс с частотой входного сигнала ω , пропускает только первую гармонику тока, а второй контур,

настроенный в резонанс с частотой выходного сигнала $n\omega$, - только n -ю гармонику. В результате ток, протекающий через варактор, имеет вид:

$$i = I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + I_n \cos(n\omega t + \varphi_n), \quad (14.4)$$

Поскольку емкость варактора (17.2) есть нелинейная функция, то согласно (17.3) при токе (17.4) напряжение на варакторе отлично от синусоидальной формы и содержит гармоники.

Одна из этих гармоник, на которую настроен второй контур, проходит в нагрузку.

Таким образом, с помощью нелинейной емкости в устройстве происходит преобразование мощности сигнала с частотой ω в сигнал с частотой $n\omega$, т.е. умножение частоты.

Аналогичным образом работает вторая схема умножителя частоты последовательного вида (рис. 14.4, б), в которой имеется два контура параллельного типа, настроенные в резонанс соответственно с частотой входного ω и выходного $n\omega$ сигналов. Такие контуры имеют большое сопротивление на резонансной частоте и малое - на всех остальных. Поэтому напряжение на первом контуре, настроенном в резонанс с частотой входного сигнала ω , содержит только первую гармонику, а на втором контуре, настроенном в резонанс с частотой выходного сигнала $n\omega$, - только n -ю гармонику. В результате напряжение, приложенное к варактору, имеет вид:

$$u = U_0 + U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (14.5)$$

где U_0 - постоянное напряжение смещения на варакторе.

Поскольку емкость варактора (17.2) есть нелинейная функция, то согласно (17.3) при напряжении (17.5) ток, протекающий через варактор, отличен от синусоидальной формы и содержит гармоники. Одна из этих гармоник, на которую настроен второй контур, проходит в нагрузку. Таким образом, с помощью нелинейной емкости в схеме происходит преобразование мощности сигнала с частотой ω в сигнал с частотой $n\omega$, т.е. умножение частоты.

Варакторные умножители частоты в дециметровом диапазоне при $n=2$ и 3 имеют высокий коэффициент преобразования $K_{пр}=P_n/P_1=0,6\dots0,7$. При больших величинах n в СВЧ диапазоне значение $K_{пр}$ уменьшается до 0,1 и ниже.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Каким образом осуществляется умножение частоты колебаний?
2. Нарисуйте схему транзисторного умножителя частоты.
3. Поясните, почему с помощью нелинейной емкости можно производить умножение частоты колебаний.
4. Нарисуйте схемы диодного умножителя частоты последовательного и параллельного типа. В чем состоят различия между ними?
5. Где применяются умножители частоты?

ЛЕКЦИЯ 15. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

15.1. ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Модуляцией называется процесс управления одним или несколькими параметрами колебаний высокой частоты в соответствии с законом изменения передаваемого сообщения. Передаваемый сигнал называют модулирующим, управляемый высокочастотный - модулируемым. Частота модулирующего сигнала должна быть на один и более порядков ниже модулируемого.

Классифицировать методы модуляции можно по трем признакам в зависимости:

- от управляемого параметра высокочастотного сигнала: амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ);
- числа ступеней модуляции: одно-, двух-, трехступенчатая;
- вида передаваемого сообщения – (аналогового, цифрового или импульсного) - непрерывная, со скачкообразным изменением управляемого параметра (такую модуляцию называют манипуляцией) и импульсная.

Описание модулированных сигналов возможно в рамках временного и спектрального методов. Для неискаженного приема модулированного сигнала полоса пропускания всех высокочастотных трактов радиопередатчика и радиоприемника должна быть равна или больше ширины спектра излучаемого сигнала. С другой стороны, спектр модулированного сигнала не должен выходить за выделенную данному каналу допустимую полосу излучения (рис. 15.1).

Излучения, лежащие за пределами выделенной полосы, называются внеполосными. Их уровень не должен превышать определенной, строго нормируемой величины. В противном случае данный канал связи будет создавать помехи другим каналам.



Рис. 15.1. Допустимая полоса излучения спектра модулированного сигнала

Ширина спектра модулированного высокочастотного сигнала $\Delta f_{\text{сп}}$ зависит как от спектра передаваемого сообщения, так и от вида модуляции. Параметром, характеризующим модулированный сигнал, позволяющим сравнивать различные виды модуляции, является база сигнала:

$$B = T \Delta f_{\text{сп}}, \quad (15.1)$$

где T - длительность элемента сигнала.

При передаче аналоговых сообщений верхняя частота его спектра F связана с параметром T , трактуемым как время интервала отсчета, соотношением $T = 1/(2F)$ и поэтому (15.1) принимает вид:

$$B = \Delta f_{\text{сп}} / (2F). \quad (15.2)$$

При передаче цифровой информации двоичным кодом, состоящим из логических 1 и 0, со скоростью V , равной количеству передаваемых элементарных посылок (бит) в секунду ($\text{бит/с} = \text{бод}$), величина T трактуется как длительность элементарной посылки $T = 1/V$, и поэтому:

$$B = \Delta f_{\text{сп}} / V. \quad (15.3)$$

При $B = 1$ высокочастотный модулированный сигнал называется узкополосным, при $B > 3 \dots 4$ - широкополосным. В соответствии с этим определением в зависимости от используемого вида сигнала радиотехническая система в целом называется узко- или широкополосной.

При амплитудной модуляции сигнал всегда является узкополосным; при частотной (в зависимости от характеризующего ее параметра девиации частоты) - узко- или широкополосным. Вид модуляции и значение параметра

В оказывают существенное влияние на помехоустойчивость радиотехнической системы и получение требуемого соотношения сигнал-шум в радиоприемном устройстве.

Пример модулированных сигналов одинаковой мощности, но с разной шириной спектра приведен на рис. 15.2.

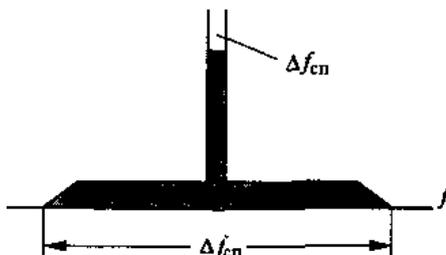


Рис. 15.2. Пример спектров модулированных сигналов одинаковой мощности и разной шириной спектра

Рассмотрим, чем вызвана необходимость применения двухступенчатой, а в некоторых случаях даже трехступенчатой модуляции. Пусть при одной частоте несущих колебаний $f_{\text{нес}}$ требуется передавать сообщения от нескольких источников. Для обеспечения возможности разделения принятых сообщений в радиоприемном устройстве поступают следующим образом. Каждое из сообщений модулирует сначала свою индивидуальную несущую, называемую в этом случае поднесущей (рис. 15.3).

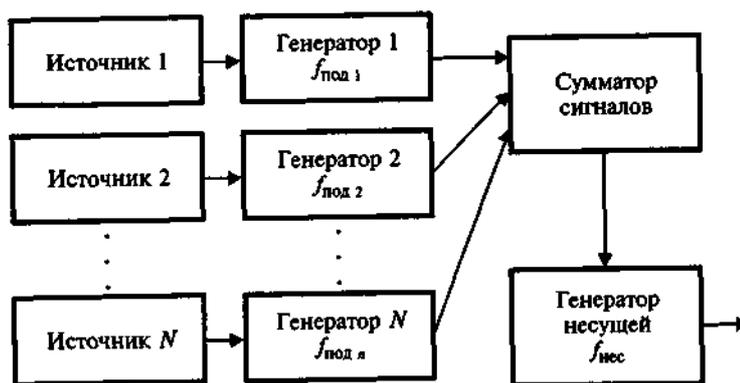


Рис. 15.3. Объединение поднесущих в групповой сигнал, модулирующий несущую

Все поднесущие с разными частотами объединяются в общий, групповой сигнал, модулирующий несущую.

При схеме на рис. 15.3 возможны разные комбинации видов модуляции, например в первой ступени АМ, во второй - ЧМ. Модуляция при этом называется АМ-ЧМ. Возможны и такие варианты: ЧМ-ЧМ, ЧМ-ФМ и т.д.

15.2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

При АМ в соответствии с законом передаваемого сообщения меняется амплитуда модулируемого сигнала. При тестовом тональном модулирующем сигнале высокочастотный модулируемый сигнала равен:

$$u(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (15.4)$$

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} U_0 m \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{1}{2} U_0 m \cos(\omega_0 + \Omega)t$$

где $m = U_{\text{мод}}/U_0 \leq 1$ - коэффициент амплитудной модуляции; ω_0 - частота несущих колебаний. График функции (15.4), который можно наблюдать на экране осциллографа, приведен на рис. 15.4.

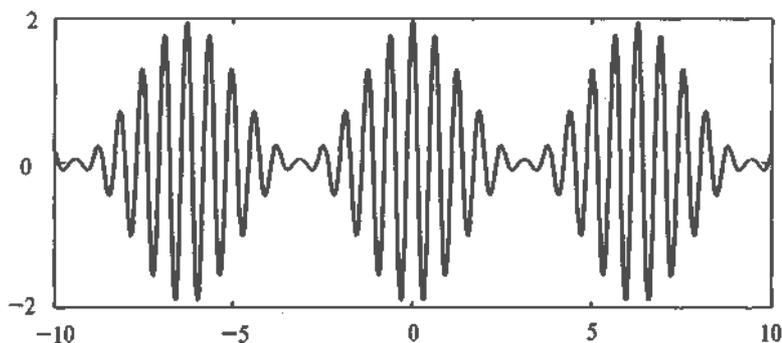


Рис. 15.4. Осциллограмма АМ сигнала

По помехоустойчивости АМ существенно уступает частотной и фазовой и поэтому в современных радиотехнических системах практически не применяется. Однако в давно действующих системах, работающих в длинно-, средне- и коротковолновых диапазонах волн, амплитудный вид модуляции является доминирующим.

АМ осуществляется в генераторах с независимым возбуждением в основном в выходном или предоконечном каскадах путем изменения напряжения на одном или нескольких электродах электронного прибора. В соответствии с этим в транзисторных генераторах различают коллекторную,

базовую и эмиттерную АМ, а в ламповых - анодную, анодно-экранную, сеточную и катодную. При модуляции только предоконечного каскада выходной ВЧ усилитель мощности работает в режиме усиления модулированных колебаний.

Общая структурная схема усилительного тракта РПДУ, относящаяся ко всем способам АМ, изображена на рис. 15.5. Передаваемое сообщение поступает на вход модулятора, и после усиления модулирующий сигнал мощностью $P_{\text{мод}}$ поступает на ВЧ усилитель. Требуемое значение $P_{\text{мод}}$ зависит от мощности высокочастотных колебаний P_1 , коэффициента m и способа модуляции. Требуемая мощность источника питания P_0 также определяется данными параметрами.

При любом способе амплитудной модуляции различают три основных режима работы: молчания (или несущей), максимальный и минимальный. При модуляции режим модулируемого ВЧ каскада непрерывно меняется. Максимальному режиму соответствует максимальное значение амплитуды колебаний, минимальному режиму - минимальное, в режиме молчания ($U_{\text{мол}}$) модуляция отсутствует.



Рис. 15.5. Структурная схема усилительного тракта РПДУ передатчика с АМ

Амплитуда ВЧ колебаний и мощность при тональной АМ меняются по закону: $U_{\text{мод}}=U_{\text{мол}}(1+m\cos\omega_0t)$; $P_1=P_{1\text{мол}}(1+m\cos\omega_0t)^2$.

Мгновенные мощности ВЧ сигнала в трех режимах - молчания ($P_{1\text{мол}}$), максимальном ($P_{1\text{макс}}$, пиковом) и минимальном ($P_{1\text{мин}}$) - связаны соотношениями:

$$P_{1\text{макс}}=P_{1\text{мол}}(1+m)^2; P_{1\text{мин}}=P_{1\text{мол}}(1-m)^2. \quad (15.5)$$

Кроме мгновенных, важна и средняя мощность ВЧ колебаний за период модулирующего сигнала T :

$$P_{1\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{1\text{мол}} (1 + m \cos \Omega t)^2 dt = \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) P_{1\text{мол}}. \quad (15.6)$$

Из трех последних формул при $m=1$ получим:

$$P_{1\text{макс}}=4P_{1\text{мол}}; P_{1\text{мин}}=0; P_{1\text{ср}}=1,5P_{1\text{мол}}.$$

Пиковая мощность генератора при амплитудной модуляции в четыре раза превосходит мощность в режиме несущей (молчания).

Спектр АМ колебания (15.4) имеет вид:

$$u(t)=U_0 \cos \omega_0 t + 0,5mU_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0,5mU_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t, \quad (15.7)$$

из которого следует, что спектр колебания при амплитудной модуляции тональным сигналом состоит из трех составляющих с частотами: ω_0 (совпадает с частотой несущей), $\omega_0 - \Omega$ (нижняя боковая), $\omega_0 + \Omega$ (верхняя боковая), мощности между которыми распределены в пропорции: $1:(0,5m^2):(0,5m^2)$ (рис. 15.6, а), а сумма определяется согласно (15.6).

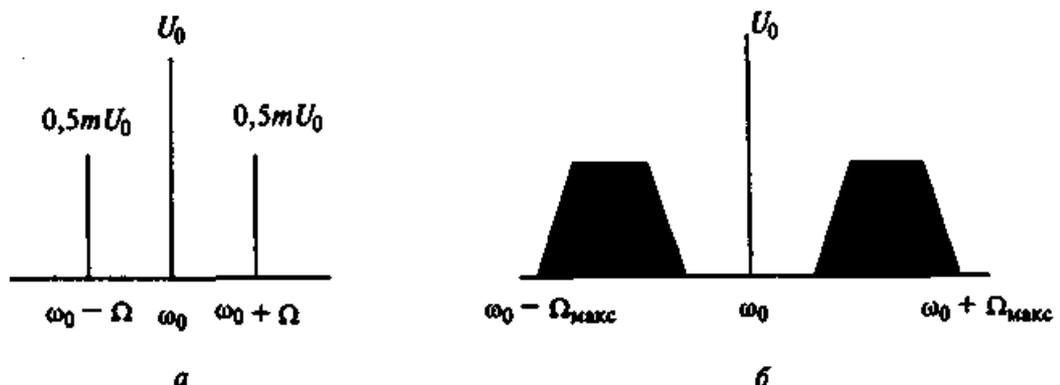


Рис. 15.6 Примеры спектров АМ сигналов

Согласно (15.7) ширина спектра АМ колебания, построенного на рис. 15.6, а) равна $\Delta f_{\text{сп}}=2F$. Следовательно, в соответствии с (15.2), имея базу $B=1$, сигнал при АМ модуляции относится к классу узкополосных.

Спектр АМ колебания при модуляции сигналом, занимающим спектр от $\Omega_{\text{мин}}$ до $\Omega_{\text{макс}}$, представлен на рис. 15.6, б).

Две характеристики при АМ определяют свойства радиопередатчика в целом: модуляционная $m=\Phi(U_{\Omega})$ (рис. 15.7, а) и модуляционно-частотная $m=\Phi(\Omega)$ (рис. 15.7, б), где U_{Ω} , Ω - амплитуда и частота модулирующего сигнала.

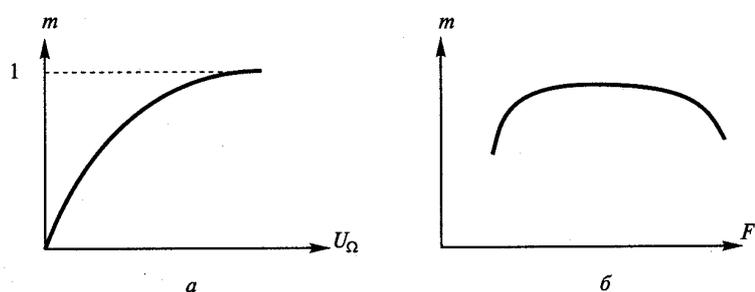


Рис. 15.7. Модуляционная $m=\Phi(U_{\Omega})$ (а) и модуляционно-частотная $m=\Phi(\Omega)$ (б) характеристики при АМ

19.3. АМПЛИТУДНАЯ АНОДНАЯ И КОЛЛЕКТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора при анодной и коллекторной модуляции приведены на рис. 15.8.

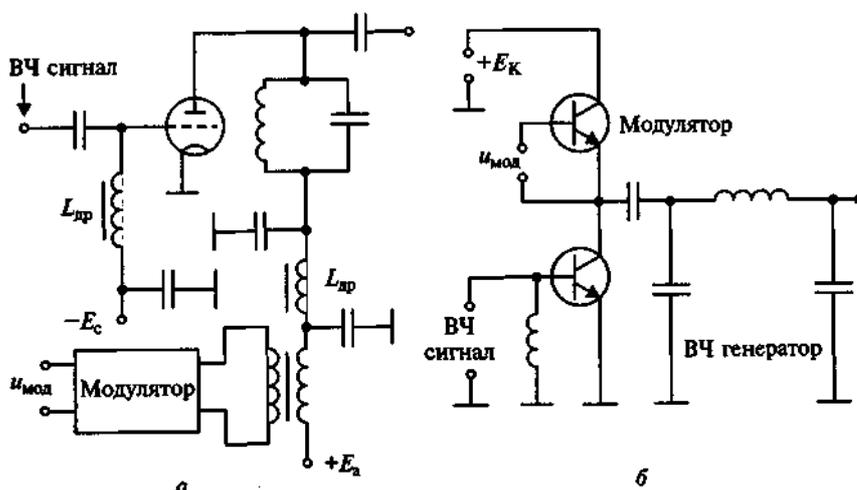


Рис. 15.8. Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора при анодной и коллекторной модуляции

На схеме рис. 15.8, а показано соединение модулятора с ВЧ генератором с помощью трансформатора. В транзисторных радиопередатчиках возможна также бестрансформаторная связь между ними благодаря использованию модуляторного транзистора в качестве управляемого переменного сопротивления, включенного в коллекторной цепи генераторного транзистора (рис. 15.8, б). В первом случае напряжение источника питания выбирается исходя из режима молчания; во втором случае - исходя из максимального режима.

Для осуществления неискаженной амплитудной модуляции необходимо правильно выбрать режим работы ВЧ генератора. Критерием такой оценки является линейность статической модуляционной характеристики - зависимости амплитуды первой гармоники тока ВЧ модулируемого генератора от постоянного напряжения на электроде электронного прибора, на который подается модулирующий сигнал.

В соответствии с данным определением при анодной модуляции это есть зависимость первой гармоники анодного тока ВЧ лампового генератора I_{a1} от постоянного напряжения на аноде лампы E_a в динамическом режиме работы (рис. 15.9, а), при коллекторной модуляции - зависимость первой гармоники коллекторного тока ВЧ транзисторного генератора $I_{к1}$ от постоянного напряжения на коллекторе E_k в динамическом режиме работы (рис. 15.9, б).

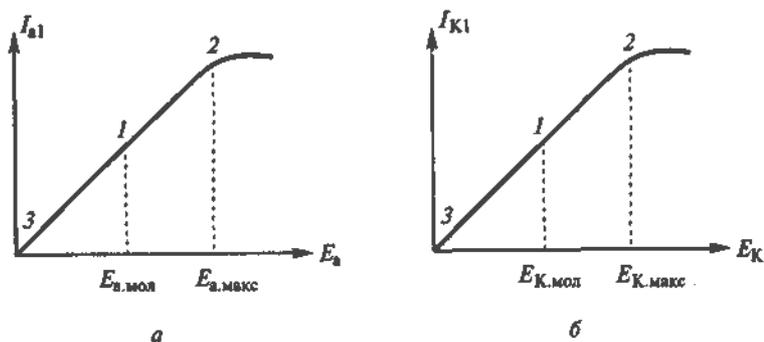


Рис. 15.9 Статические модуляционные характеристики при анодной (а) и коллекторной (б) модуляции

На характеристиках точке 1 соответствует режим молчания или несущей, точке 2 - максимальный, точке 3 - минимальный режим. Чем меньше графики модуляционных характеристик $I_{a1}(E_a)$ и $I_{K1}(E_K)$ отклоняются от прямой линии, тем меньше уровень нелинейных искажений передаваемого сообщения. Для обеспечения линейности этих графиков точка 2 должна соответствовать граничному режиму работы, а все остальные - перенапряженному. При этом КПД генератора на протяжении всей характеристики остается приблизительно неизменным.

Необходимость обеспечения при $m=1$ пиковой мощности, в четыре раза превосходящей мощность в режиме молчания, и соблюдение линейности статической модуляционной характеристики - два сложно выполнимых требования, предъявляемых к радиопередатчикам с амплитудной модуляцией. При этом в пиковой точке (точка 2) все параметры генераторной лампы и транзистора не должны превосходить предельно допустимых параметров на данные электронные приборы. При коллекторной модуляции это означает, что при $m=1$ для получения мощности в режиме молчания, равной P_1 следует выбрать ВЧ транзистор мощностью $P_{1\text{макс}}=4P_1$. В пиковой точке напряжение на коллекторе генераторного транзистора:

$$U_{KЭ\text{макс}}=E_K(1+\xi_{\text{макс}})(1+m), \quad (15.8)$$

где $\xi_{\text{макс}}$ - коэффициент использования коллекторного напряжения в максимальном режиме работы.

Из (15.8) следует, что при $m=1$ и $\xi_{\text{макс}}$ близким к 1, напряжение питания для генераторного транзистора следует устанавливать согласно соотношению $E_K \leq 0,25U_{KЭ\text{доп}}$, т.е. в четыре раза меньше допустимого напряжения коллектор - эмиттер.

Напряжение и мощность модулятора при анодной и коллекторной амплитудной модуляции равны:

$$U_{\text{мод}}=mE_a; \quad P_{\text{мод}}=0,5U_{\text{мод}} I_{\text{мод}}=0,5(mE_a)(mI_{a0\text{мол}})=0,5m^2P_{0\text{мол}};$$

$$U_{\text{мод}} = mE_K; P_{\text{мод}} = 0,5U_{\text{мод}} I_{\text{мод}} = 0,5(mE_K)(mI_{K0\text{мол}}) = 0,5m^2 P_{0\text{мол}},$$

где $P_{0\text{мол}}$ - мощность, потребляемая ВЧ генератором в режиме молчания. Мощность модулятора расходуется на повышение средней мощности модулированных колебаний, определяемой согласно (15.5). Сам модулятор представляет собой усилитель мощности низкой частоты.

19.4. АМПЛИТУДНАЯ СЕТОЧНАЯ И БАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Схемы соединения модулируемого каскада (ВЧ генератора) и амплитудного модулятора с помощью трансформатора при сеточной и базовой модуляции приведены на рис. 15.10 и 15.11.

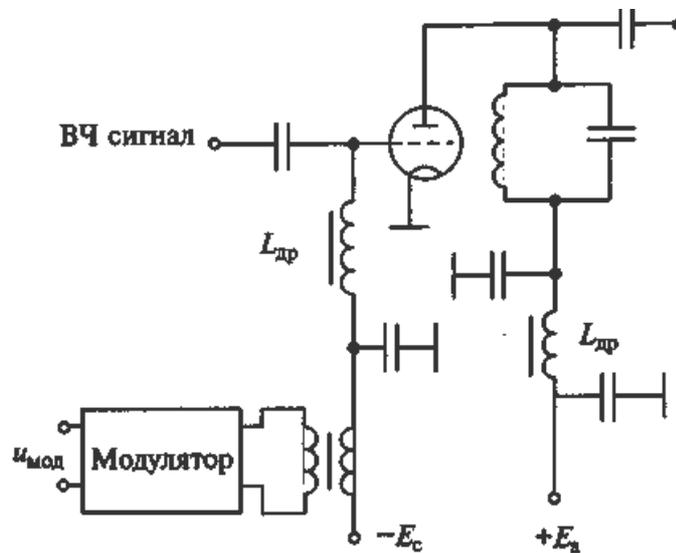


Рис. 15.10. Схема сеточной модуляции напряжением смещения

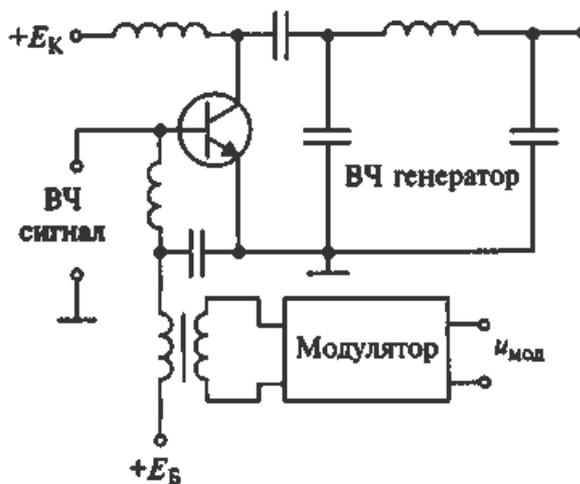


Рис. 15.11. Схема базовой модуляции напряжением смещения

В соответствии определением статической модуляционной характеристики при сеточной модуляции это есть зависимость амплитуды первой гармоники анодного тока ВЧ лампового генератора I_{a1} от постоянного напряжения смещения на сетке лампы E_c в динамическом режиме работы (рис. 15.12, а); при базовой модуляции - зависимость амплитуды первой гармоники коллекторного тока ВЧ транзисторного генератора I_{K1} от постоянного напряжения смещения на базе E_B в динамическом режиме работы (рис. 15.12, б).

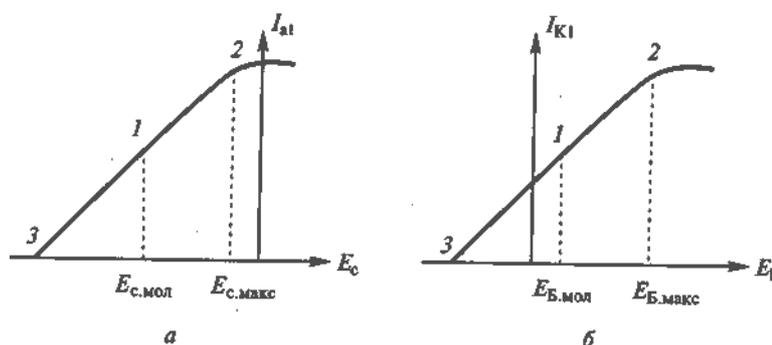


Рис. 15.12. Статические модуляционные характеристики при сеточной (а) и базовой (б) модуляции

На характеристиках точке 1 соответствует режим молчания или несущей, точке 2 - максимальный, точке 3 - минимальный режим. Чем меньше графики модуляционных характеристик $I_{a1}(E_c)$ и $I_{K1}(E_B)$ отклоняются от прямой линии, тем меньше уровень нелинейных искажений передаваемого сообщения за счет амплитудной модуляции. Для получения линейности этих графиков точка 2 на них должна соответствовать граничному режиму работу, а все остальные - недонапряженному. При этом КПД генератора на протяжении всей характеристики меняется по линейному закону, уменьшаясь начиная с точки 2.

В пиковой точке (точка 2) все параметры генераторной лампы и транзистора не должны превосходить предельно допустимых параметров на данные электронные приборы. При модуляции это означает, что при $m=1$ для получения мощности в режиме молчания, равной P_1 , следует выбрать ВЧ

транзистор мощностью $P_{1\max}=4P_1$. В пиковой точке напряжение на коллекторе генераторного транзистора:

$$U_{KЭ\max}=E_K(1+\xi_{\max}), \quad (15.10)$$

где ξ_{\max} - коэффициент использования коллекторного напряжения в максимальном режиме работы.

Из (15.10) следует, что при $m=1$ и ξ_{\max} , близким к 1, напряжение питания для генераторного транзистора следует устанавливать два раза меньше допустимого напряжения коллектор-эмиттер: $E_K=0,5U_{KЭ\text{доп}}$. Мощность модулятора при сеточной и базовой модуляции на 1-2 порядка меньше, чем соответственно при анодной и коллекторной модуляции.

Расчет ВЧ генератора при всех видах АМ начинается с максимального режима, мощность в котором определяется согласно (15.5). По напряженности этот режим во всех случаях является граничным. Затем рассчитывается режим молчания и определяется требуемая мощность амплитудного модулятора.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В чем состоит сущность процесса модуляции?
2. Перечислите основные виды модуляции.
3. Что означает двухступенчатая модуляция?
4. Чем отличается немодулированный сигнал от модулированного?
5. Что такое база сигнала? Как она определяется в случае передачи аналоговых и цифровых сообщений?
6. Что означает понятие «выделенная полоса частот»?
7. Что такое внеполосные излучения и причина их появления?
8. Какой спектр имеет сигнал при амплитудной модуляции?
9. Как связаны между собой мощность в режиме несущей, средняя и максимальная мощности при амплитудной модуляции?

10. Как осуществляется анодная и коллекторная амплитудная модуляция? В каком режиме по напряженности должен быть при этом генератор?

11. Как осуществляется сеточная и базовая амплитудная модуляция? В каком режиме по напряженности должен быть при этом генератор?

12. Проведите сравнение разных видов амплитудной модуляции.

ЛЕКЦИЯ 16. ОДНОПОЛОСНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

16.1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛА ПРИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Причиной нелинейных искажений сигнала при амплитудной модуляции является нелинейность статической модуляционной характеристики. Количественно эти искажения определяются с помощью коэффициента нелинейных искажений:

$$K_{\text{нел}} = \frac{U_{1\text{мод}}}{\sqrt{U_{2\text{мод}}^2 + U_{3\text{мод}}^2 + U_{4\text{мод}}^2 + \dots}}, \quad (16.1)$$

где $U_{1\text{мод}}$, $U_{2\text{мод}}$, $U_{3\text{мод}}$ - 1, 2, 3-я и т.д. амплитуды гармоник модулирующего сигнала.

Для получения удовлетворительного результата по разборчивости передаваемых речевых сообщений при проведении специальных артикуляционных испытаний необходимо иметь значение коэффициента $K_{\text{нел}} < 4-5\%$. Снизить значение $K_{\text{нел}}$ и уложиться в указанную норму можно с помощью схемы автоматического регулирования по линейризации процесса амплитудной модуляции. Структурная схема такого устройства приведена на рис.16.1

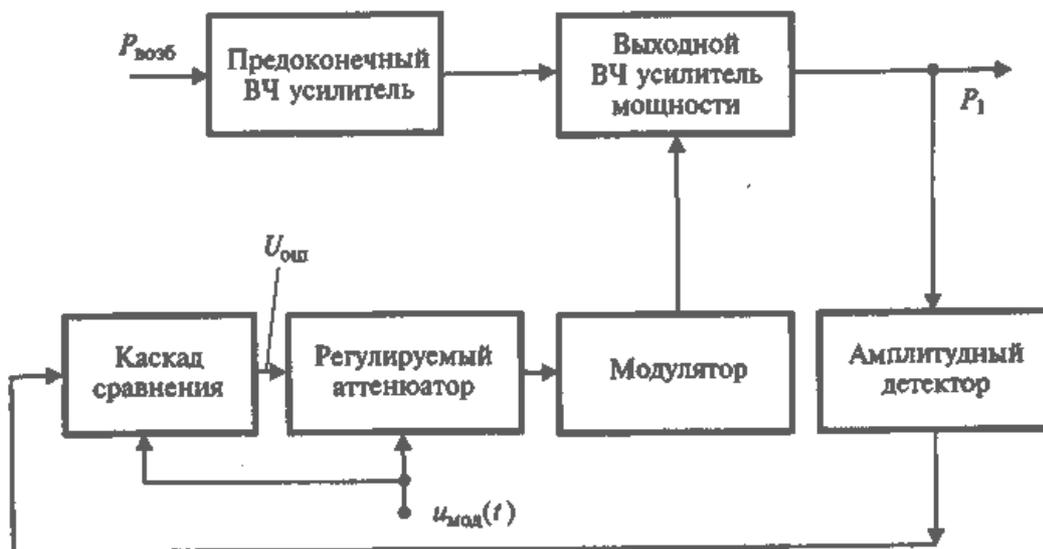


Рис. 16.1. Структурная схема устройства автоматического регулирования по линеаризации процесса амплитудной модуляции

В схеме происходит сравнение двух сигналов: входного, модулирующего и выходного, снимаемого с линейного амплитудного детектора. В результате сравнения сигнал ошибки $U_{\text{ош}}$ подается на регулируемый аттенюатор, с помощью которого вносятся предискажения во входной модулирующий сигнал, которые автоматически компенсируют все искажения сигнала при его дальнейших преобразованиях, тем самым снижая значение коэффициента $K_{\text{нел}}$.

16.2. ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Одной из особенностей амплитудной модуляции является неэкономное распределение мощности ВЧ генератора, большая часть которой. (около 67%) расходуется на передачу несущего колебания, тогда как на долю боковых составляющих, в которых заложена информация о передаваемом сообщении, остается только 33 % мощности. Поэтому было предложено передавать не весь спектр АМ колебания, а только одну боковую полосу - ОБП сигнал (рис. 16.2). Обсудим, какие преимущества и недостатки возникают при этом в системе радиосвязи.

Рассмотрим случай передачи тонального сигнала:

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t. \quad (16.2)$$

Для ВЧ сигнала при амплитудной модуляции получим:

$$u(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (16.3)$$

где $m = U_{\text{мод}}/U_0 \leq 1$ - коэффициент глубины амплитудной модуляции; ω_0 - частота несущих колебаний. Выделив из АМ сигнала (20.3), нижнюю боковую составляющую, получим:

$$u_{\text{б.с}}(t) = 0,5mU_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (16.4)$$

При передаче сообщения, занимающего спектр от $\Omega_{\text{мин}}$ до $\Omega_{\text{макс}}$, спектры АМ сигнала и с одной боковой полосой (ОБП сигнал) представлены на рис. 16.2.

При передаче ОБП сигнала вся мощность РПДУ может расходоваться на боковую составляющую, поэтому вместо (20.4) запишем:

$$u_{\text{обп}}(t) = mU_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (16.5)$$

Из проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

– амплитуда ОБП сигнала (16.5) по сравнению с амплитудой боковой при АМ сигнале (16.4) возрастает в два раза, что дает выигрыш по мощности в четыре раза;

– ширина спектра ОБП сигнала уже полосы спектра АМ сигнала в два раза (рис. 16.2), что позволяет сузить полосу пропускания радиоприемника по промежуточной частоте и получить выигрыш в отношении сигнал-помеха по мощности также в два раза (мощность шумов в радиоприемнике пропорциональна его полосе пропускания по промежуточной частоте);

– согласно (16.5) в обычном радиоприемнике ОБП сигнал будет воспринят как несущее колебание со смещенной частотой и, следовательно, выделить переданное сообщение не удастся.

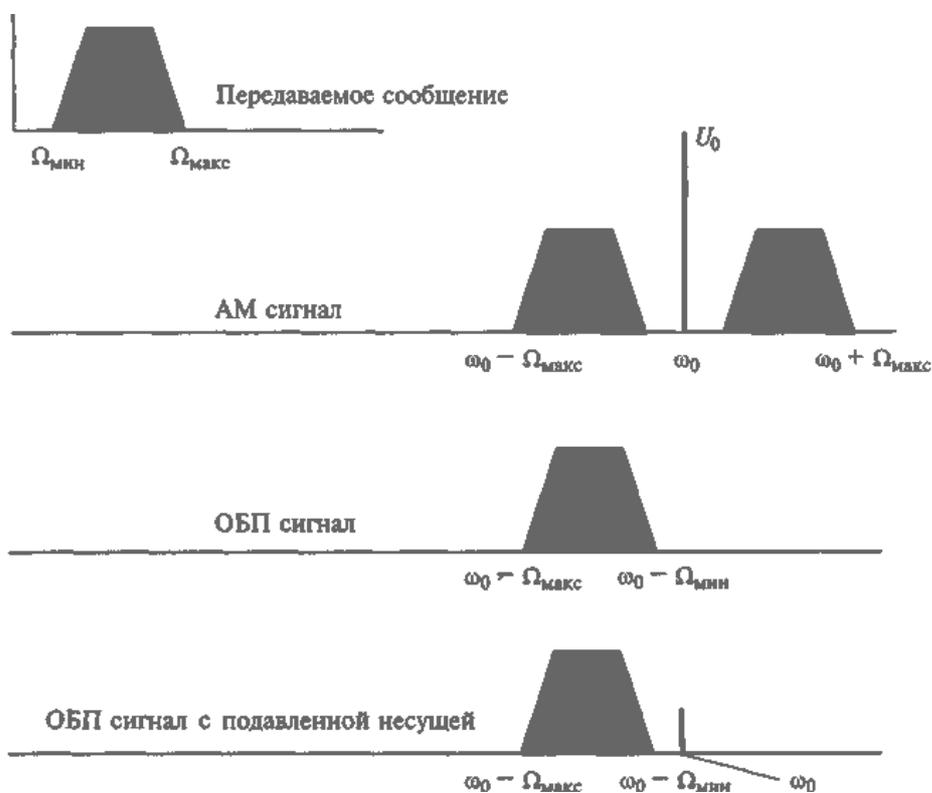


Рис. 16.2. Спектры АМ сигнала и с одной боковой полосой
Данные выводы позволяют сделать следующее заключение:

– общий выигрыш по мощности при передаче сигнала ОБП по сравнению с АМ составляет 8 раз или 9 дБ (например, вместо мощности 10-20%. РПДУ 1000 Вт при АМ в случае ОБП достаточна мощность всего 125 Вт);

– в радиоприемнике необходимо восстановление несущих колебаний, иначе принять ОБП сигнал нельзя.

Такое восстановление несущих колебаний осуществляется или с помощью передачи специального так называемого пилот-сигнала, или путем передачи подавленной несущей, на которую расходуется небольшая (10-20%) мощность.

Восстанавливать частоту несущих колебаний в радиоприемнике необходимо с высокой точностью. Например, при передаче речевых сообщений точность такого восстановления должна быть менее 10 Гц, иначе принятое сообщение будет искажено.

16.3. СТРУКТУРА ОБП СИГНАЛА

Пусть вместо тонального сигнала передается некоторое сообщение с изменяющейся амплитудой и частотой сигнала, для которого запишем:

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}}(t) \cos\left(\int \Omega(t) dt\right), \quad (16.6)$$

что позволяет ОБП сигнал представить в виде:

$$u_{\text{с.с}}(t) = m(t)U_0 \cos\left[\omega_0 t - \int \Omega(t) dt\right]. \quad (16.7)$$

Из (16.7) следует, что ОБП сигнал есть сигнал с амплитудной и фазовой модуляцией. Поэтому в качестве тестового сигнала при однополосной модуляции может использоваться двухчастотный сигнал, который относится к числу сигналов с такой двойной модуляцией - амплитудной и фазовой. Подав на вход ВЧ усилительного тракта двухчастотный сигнал, по спектру выходного сигнала определяют линейные качества проверяемого устройства (рис. 16.3). Для неискаженного усиления ОБП сигнала уровень побочных составляющих в выходном комбинационном

спектре при 2-частотном входном сигнале должен быть менее - 35 дБ относительно основного сигнала, а точность восстановления частоты несущей - менее 10 Гц.

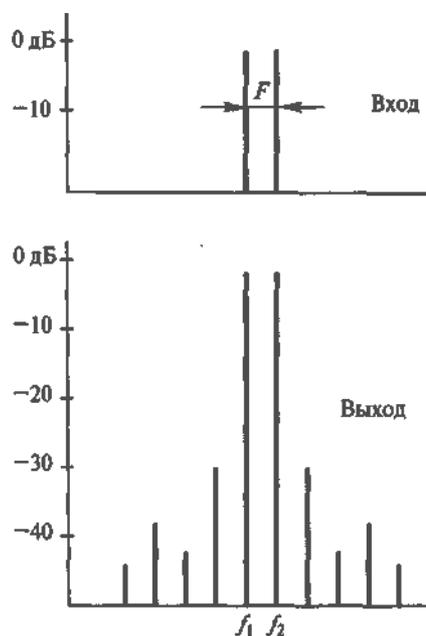


Рис. 16.3. Определение линейных качеств усилительного тракта двухчастотным сигналом

16.4. УСИЛЕНИЕ ОБП СИГНАЛА В ДВУХКАНАЛЬНОМ УСИЛИТЕЛЕ (СХЕМА КАНА)

Получение малого уровня нелинейных искажений в ВЧ усилителях мощности является сложной технической задачей, связанной к тому же со снижением КПД радиопередатчика. В схеме двухканального усилителя удается разрешить данную проблему путем отдельного усиления двух сигналов, один из которых содержит информацию о фазовой модуляции, другой - об амплитудной (рис. 16.4). В канале 1 усиливается ВЧ сигнал с постоянной амплитудой, содержащий информацию о фазовой модуляции. Постоянство амплитуды сигнала обеспечивается в канале с помощью включенного на его входе амплитудного ограничителя. В канале 2 усиливается только огибающая сигнала - низкочастотный сигнал, содержащий информацию об амплитудной модуляции. После усиления до

требуемой величины мощности сигналы с выходов обоих каналов перемножаются, вновь образуя сигнал ОБП.



Рис. 16.4. Схема двухканального усилителя для отдельного усиления сигналов с фазовой и амплитудной модуляцией

16.5. ФОРМИРОВАНИЕ ОБП СИГНАЛА

Самый простой и надежный способ формирования ОБП сигнала основан на подавлении несущей с помощью специального балансного смесителя и фильтрацией одной из боковых полос (рис. 16.5).

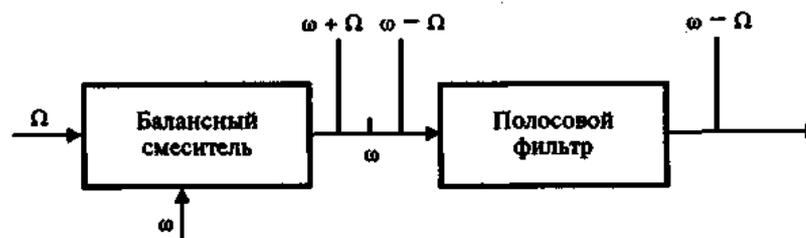


Рис. 16.5. Формирования ОБП сигнала с подавлением несущей

На выходе балансного смесителя образуются два сигнала: с суммарной и разностной частотой. С помощью полосового фильтра один из этих сигналов подавляется и на выходе всей схемы появляется сигнал только с верхней или нижней боковой полосой.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Что является причиной нелинейных искажений сигнала при амплитудной модуляции?

2. Что такое однополосная модуляция? В чем состоят ее преимущества?

3. Какова структура однополосного сигнала?

4. Как осуществляется формирование однополосного сигнала?

5. Как проверяются искажения сигнала при однополосной модуляции?

6. Как можно усиливать сигнал при однополосной модуляции?

ЛЕКЦИЯ 17. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

17.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Мгновенная частота $\omega(t)$ связана с фазой $\theta(t)$ сигнала соотношением:

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}, \quad \theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt, \quad (17.1)$$

Поэтому частотная и фазовая модуляция взаимосвязаны, их объединяют общим названием - угловая модуляция. При частотной модуляции (ЧМ) мгновенная частота сигнала изменяется по закону модулирующего сигнала, при фазовой (ФМ) - фаза. Поэтому при модуляции тестовым синусоидальным сигналом частотой Ω :

$$u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t. \quad (17.2)$$

при ЧМ и ФМ соответственно получим:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{дев}} \cos \Omega t, \quad (17.3)$$

где $\Delta\omega_{\text{дев}} = kU_{\text{мод}}$ - девиация частоты;

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0, \quad (17.4)$$

где $\Delta\varphi_{\text{дев}} = kU_{\text{мод}}$ - девиация фазы.

Высокочастотное, несущее колебание:

$$u(t) = U_0 \cos \theta(t) = U_0 \cos \left(\int_0^t \omega(t) dt \right). \quad (17.5)$$

При ЧМ тональным сигналом (17.2) с учетом (17.3) несущее колебание (17.5) примет вид (рис. 17.1):

$$u(t) = U_0 \cos \left(\omega_0 t + k \int_0^t U_m \cos \Omega t \right) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t), \quad (17.6)$$

где $m_f = \Delta\omega/\Omega$ - индекс частотной модуляции.

При ФМ тональным сигналом (17.2) с учетом (17.4) несущее колебание (17.5) принимает вид:

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{дев}} \cos \Omega t + \theta_0), \quad (17.7)$$

где $\Delta\varphi_{\text{дев}}$ - девиация фазы, или индекс фазовой модуляции.

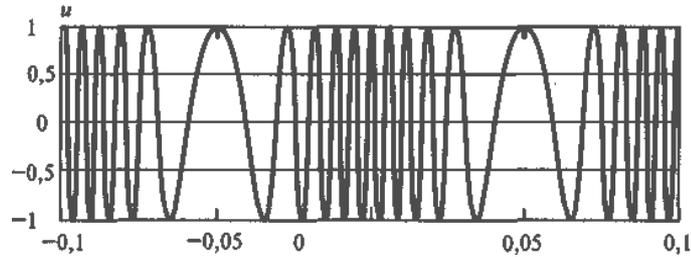


Рис. 17.1 Осциллограмма сигнала с ЧМ при тональной модуляции

Из (17.6) и (17.7) следует, что при частоте модулирующего сигнала $\Omega = \text{const}$ отличить ЧМ от ФМ не представляется возможным. Это различие можно обнаружить только при изменении частоты Ω . При ЧМ согласно (17.6) девиация частоты $\Delta\omega_{\text{дев}} = \text{const}$ при изменении частоты Ω , а девиация фазы сигнала меняется по закону $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \Delta\omega_{\text{дев}}/\Omega$.

При ФМ согласно (17.7) амплитуда колебания фазы сигнала $\Delta\varphi_{\text{дев}} = \text{const}$, а мгновенная частота сигнала меняется по закону

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \Delta\varphi_{\text{дев}}\Omega \sin \Omega t, \quad (17.8)$$

следовательно, девиация частоты пропорциональна частоте модулирующего сигнала $\Delta\omega_{\text{дев}} = \Delta\varphi_{\text{дев}}/\Omega$. Данное различие между ЧМ и ФМ иллюстрируется с графиками рис. 17.2.

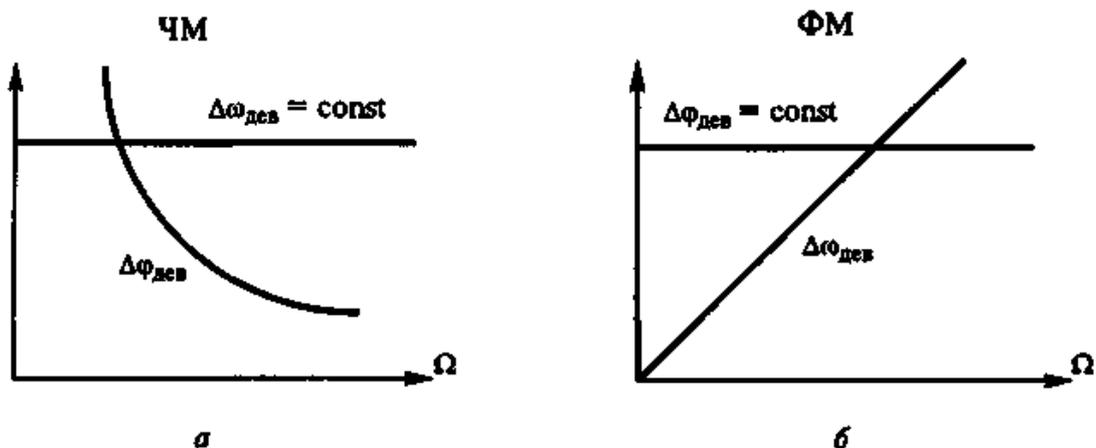


Рис. 17.2. Графики зависимостей девиации частоты и индекса модуляции от частоты модулирующего сигнала при ЧМ (а) и ФМ (б)

Таким образом, при ЧМ и ФМ меняется как мгновенная частота, так и фаза модулируемого ВЧ сигнала. Основные параметры, характеризующие

эти виды модуляции - девиация частоты $\Delta\omega_{\text{дев}}$ и девиация фазы $\Delta\phi_{\text{дев}}$, - по-разному зависят от частоты модулирующего сигнала Ω .

21.3. СПЕКТР СИГНАЛА ПРИ ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Представим выражение для ЧМ сигнала

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m_q \sin \Omega t)$$

(17.6) в виде суммы двух слагаемых

$$u(t) = U_0 \cos(m_q \sin \Omega t) \cdot \cos \omega_0 t - U_0 \sin(m_q \sin \Omega t) \cdot \sin \omega_0 t \quad (17.9)$$

Разложив периодические функции в (17.9) в ряд Фурье, имеем:

$$u(t) = U_0 J_0(m_q) \cos \omega_0 t + U_0 J_1(m_q) \cdot [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + U_0 J_2(m_q) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t - \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \dots \quad (17.10)$$

где $J_n(m_q)$ - функция Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента m_q ; n - целое число.

Согласно (17.10) при ЧМ спектр высокочастотного сигнала при тональном модулирующем сигнале частотой Ω имеет бесконечное число спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты ω_0 через интервалы, равные Ω . Частоты этих спектральных составляющих равны $\omega_0 \pm n\Omega$, а амплитуды - $U_0 J_n(m_q)$. Аналогичный результат получается и при фазовой модуляции с заменой параметра m_q на $\Delta\phi_{\text{дев}}$. С помощью приведенных графиков можно построить спектр ЧМ и ФМ сигнала при заданном значении $m_q=x$ или $\Delta\phi_{\text{дев}}=x$. В качестве примера такие спектрограммы при $m_q=5$ и $m_q=2,4$ приведены на рис. 17.3.

Следует заметить, что спектральная составляющая с частотой ω_0 , и несущая с частотой ω_0 - разные понятия. Так, при $m_q=2,4$ спектральная составляющая с частотой ω_0 равна 0, но это не означает отсутствие несущей в сигнале. Поэтому при угловой модуляции вместо термина «несущая частота» используют понятие средней частоты.

Теоретически спектр ЧМ сигнала безграничен. Однако, как показывает анализ, большая часть энергии ЧМ сигнала сосредоточена в полосе

$$\Delta f_{cn} = 2(1 + m_{\omega} + \sqrt{m_{\omega}})F, \quad (17.11)$$

где F - высшая частота в спектре модулирующего сигнала.

Именно на эту величину и следует рассчитывать полосы пропускания ВЧ трактов радиопередатчиков и радиоприемников. При $m_{\omega} \ll 1$ ширина спектра ЧМ сигнала: $\Delta f_{cn} = 2F$. ЧМ с индексом $m_{\omega} < 1$ является узкополосной, с индексом $m_{\omega} > 2 - 3$ - широкополосной. Преимущества ЧМ в полной мере реализуются при $m_{\omega} > 1$.

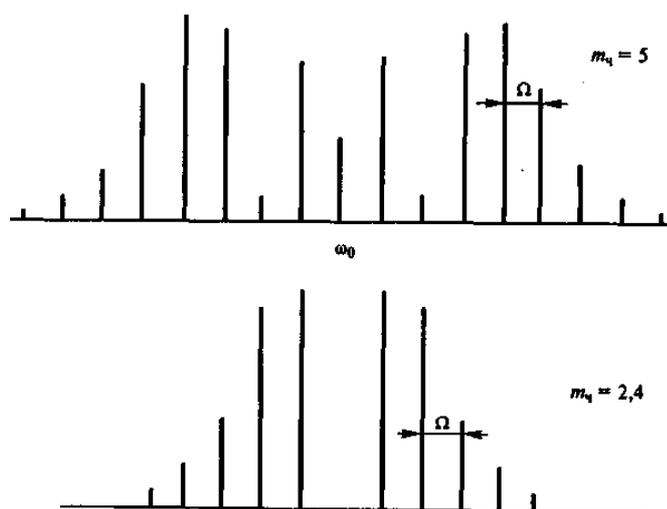


Рис. 17.3 Спектр ЧМ сигнала при $m_{\omega}=5$ и $m_{\omega}=2,4$

21.4. МЕТОДЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Методы осуществления угловой модуляции можно разделить на прямые и косвенные. Прямой метод при ЧМ означает непосредственное воздействие на колебательную систему автогенератора, определяющую частоту колебаний. Косвенный метод состоит в преобразовании ФМ в ЧМ.

Прямой метод при ФМ означает воздействие на ВЧ усилитель или множитель частоты, т.е. на электрические цепи, определяющие фазу высокочастотных колебаний. Косвенный метод заключается в преобразовании частотной модуляции в фазовую.

Сказанное можно пояснить с помощью четырех структурных схем, представленных на рис. 17.4, на которых приняты следующие обозначения: Г - автогенератор, У - усилитель, ЧМ - частотный модулятор, ФМ - фазовый модулятор, И - интегратор. Для преобразования ФМ в ЧМ на входе фазового модулятора включается интегратор (рис. 17.4, в), а частотной - в фазовую на входе ЧМ - дифференцирующая цепь (рис. 17.4, г).

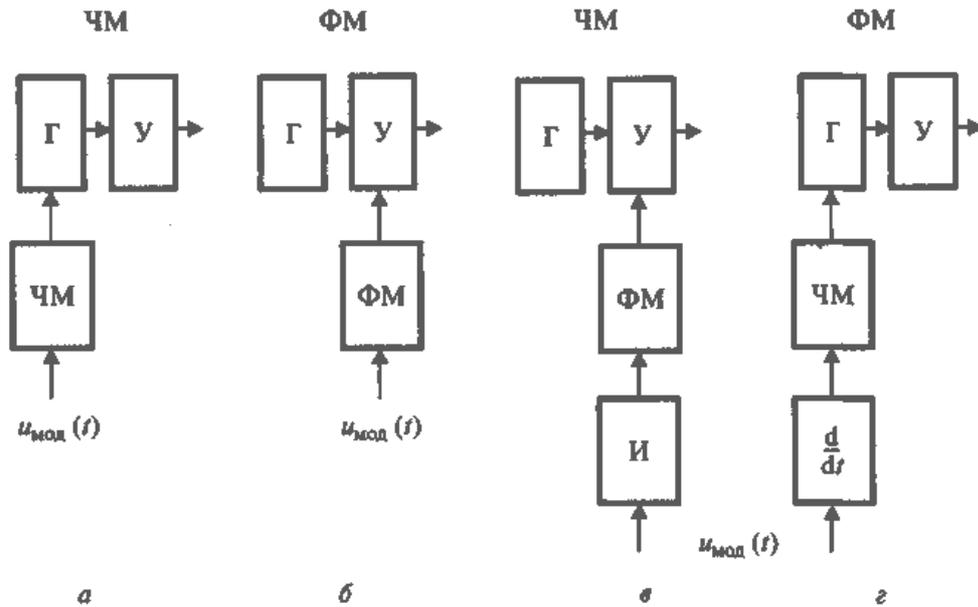


Рис. 17.4 Структурные схемы для получения ЧМ и ФМ прямым и косвенным методами

Сигнал на выходе интегратора $u_{\text{вых}}(t)$ связан с входным сигналом $u_{\text{мод}}(t)$ соотношением:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{T} \int u_{\text{мод}}(t) dt. \quad (17.12)$$

При модулирующем сигнале (17.2) из (17.12) получим:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{мод}}}{T\Omega} \sin \Omega t. \quad (17.13)$$

При этом для фазы сигнала имеем:

$$\varphi(t) = Ku_{\text{вых}}(t) = \frac{KU_{\text{мод}}}{T\Omega} \sin \Omega t. \quad (17.14)$$

Для мгновенной частоты сигнала при функции, описывающей фазу согласно (17.14), получим:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{KU_{mod}}{T} \sin \Omega t. \quad (17.15)$$

Из (17.15) следует, что девиация частоты $\Delta\omega_{dev} = \frac{KU_{mod}}{T} = const$, что и требуется иметь при ЧМ. Из сравнения последнего выражения с девиацией фазы $\Delta\varphi_{dev} = \frac{KU_{mod}}{T\Omega} = const$ (17.14) получим:

$$\Delta\omega_{dev} = \Delta\varphi_{dev}(\Omega)\Omega = const. \quad (17.16)$$

Согласно (17.16) фаза меняется с частотой модулирующего сигнала, причем минимальному значению $\Omega_{мин}$ соответствует максимальное значение отклонения фазы $\Delta\varphi_{dev.макс}$. Примем $\Delta\varphi_{dev.макс} = 1$ рад. Тогда при косвенном методе ЧМ имеем: $\Delta\omega_{dev} = \Omega_{мин}$. Небольшое значение девиации частоты $\Delta\omega_{dev}$, которое можно получить при косвенном методе ЧМ, ограничивает область его использования. Повышение $\Delta\omega_{dev}$ возможно путем увеличения $\Delta\varphi_{dev.макс}$ за счет применения многоконтурных колебательных цепей или умножения частоты сигнала в n раз, что в такое же число раз увеличивает девиацию частоты. По аналогичной методике, исследуя схему косвенной модуляции ФМ с использованием дифференцирующей цепи (рис. 17.4, г), получим для девиации фазы: $\Delta\varphi_{dev} = \Delta\omega_{dev}/\Omega = const$ и, следовательно, $\Delta\varphi_{dev.макс} = \Delta\omega_{dev.макс}/\Omega_{макс}$.

21.5. ЧАСТОТНЫЙ И ФАЗОВЫЙ МОДУЛЯТОРЫ

Наибольшее применение имеет ЧМ на основе варикапа - полупроводникового диода с обратнo смещенным р-п-переходом. Закон изменения емкости р-п-перехода, называемой барьерной, или зарядной, от величины обратного напряжения U имеет вид:

$$C(U) = \frac{C_{нач}}{\left(1 + \frac{|U|}{\varphi_0}\right)^\gamma} \quad (17.17)$$

где $C_{нач}$ - начальная емкость; $\varphi_0=0,5...0,7$ В (для кремния) - контактная разность потенциалов. График зависимости (17.17) приведен на рис. 17.5.

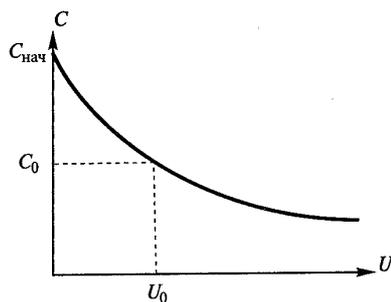


Рис. 17.5. График зависимости изменения барьерной емкости варикапа от величины обратного напряжения

Схема ЧМ с варикапом в контуре автогенератора, приведена на рис. 17.6,а. Схема ФМ с тремя контурами ВЧ усилителя и тремя варикапами, что позволяет увеличить девиацию фазы, изображена на рис. 17.6,б.

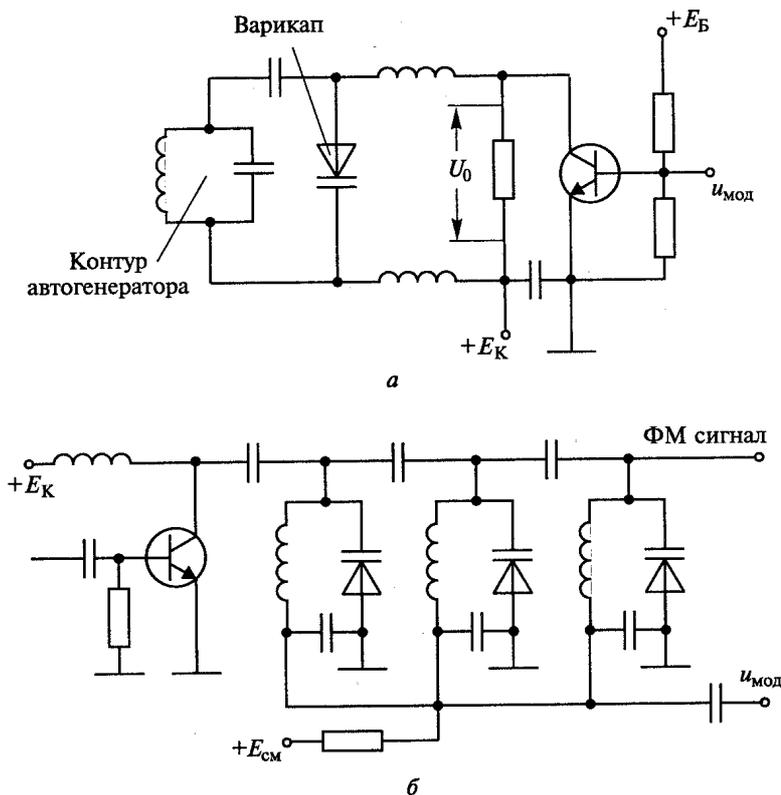


Рис. 17.6. Схема модулятора ЧМ с варикапом в контуре автогенератора (а) и многозвенного модулятора ФМ (б)

При небольшой амплитуде модулирующего напряжения ΔU относительное изменение частоты под действием варикапа составит:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = k_{св} \frac{C_0 \gamma \Delta U}{2C_k U_0}, \quad (17.18)$$

где $k_{св}$ - коэффициент связи варикапа с контуром; C_0 - емкость варикапа при $U=U_0$; C_k - емкость контура.

21.6. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ НЕСУЩЕЙ ПРИ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Поскольку при прямом методе ЧМ к контуру автогенератора подключается частотный модулятор, то это приводит к снижению стабильности частоты автоколебаний. Для нейтрализации этого явления используют три способа:

- модуляцию осуществляют в кварцевом автогенераторе;
- применяют косвенный метод модуляции, т.е. преобразование ФМ в ЧМ согласно схеме на рис. 17.4, в;
- стабилизируют частоту автогенератора, к которому подключен частотный модулятор, с помощью системы АПЧ.

Два первых способа обеспечивают получение сравнительно малой девиации частоты, и поэтому они применяются в основном при узкополосной ЧМ, когда девиация частоты не превышает нескольких килогерц.

Пример схемы кварцевого автогенератора с частотным модулятором на варикапе приведен на рис. 17.7. В ней $\Delta f_{дв} = 2...3$ кГц при частоте несущей 10...20 МГц.

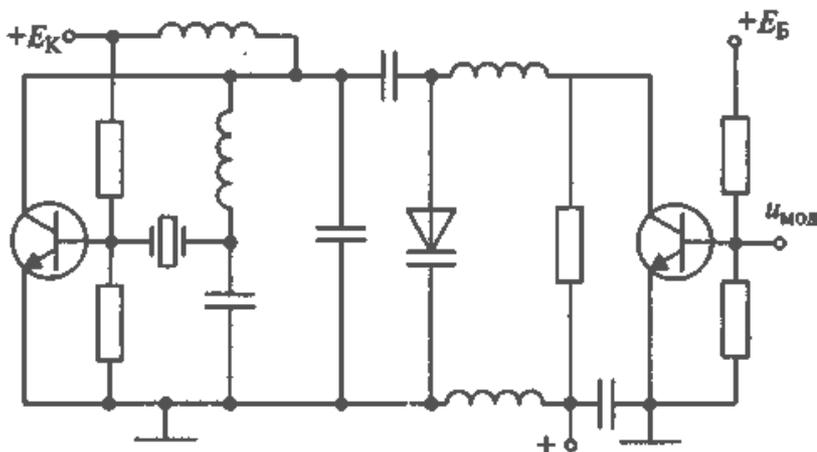


Рис. 17.7 схемы кварцевого автогенератора с частотным модулятором на варикапе на варикапе

Третий метод позволяет обеспечить малую нестабильность частоты и требуемое, в том числе большое, значение девиации частоты. Структурная схема устройства автоматической подстройки частоты автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором приведена на рис. 17.8. Частотный модулятор подключен к стабилизируемому автогенератору (рис. 17.6,а). Следует установить такое быстродействие системы авторегулирования, чтобы она реагировала на относительно медленные изменения частоты автогенератора под действием дестабилизирующих факторов (например, изменения температуры) и не откликалась бы на относительно быстрые изменения частоты под действием модулирующего сигнала.

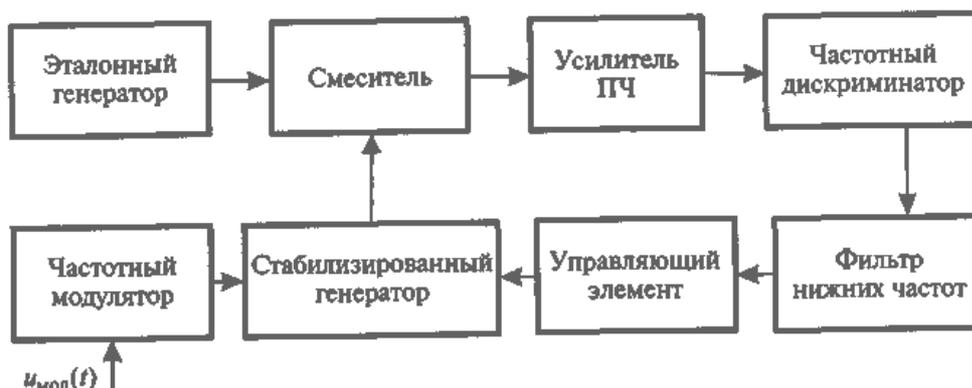


Рис. 17.8. Структурная схема АПЧ автогенератора с подключенным к нему частотным модулятором

Для реализации данного условия АЧХ замкнутого кольца АПЧ должна иметь вид согласно рис. 17.9, на котором Ω_1 - Ω_2 спектр частот модулирующего сигнала.

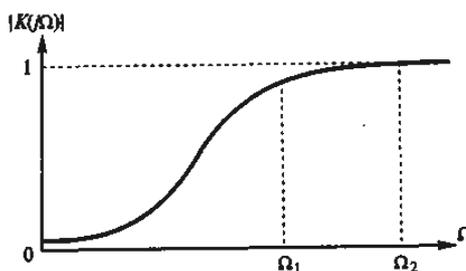


Рис. 17.9. АЧХ замкнутого кольца АПЧ

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Каким соотношением связаны частота с фазой сигнала?
2. Как меняется частота и фаза сигнала при частотной модуляции?
3. Как меняется частота и фаза сигнала при фазовой модуляции?
4. Какой спектр имеет сигнал при частотной и фазовой модуляции?
5. Как отличить частотную модуляцию от фазовой?
6. Как осуществляется прямая и косвенная частотная и фазовая модуляция?

ЛЕКЦИЯ 18. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

18.1. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

При передаче дискретной, в том числе цифровой, кодированной информации - комбинации двоичных сигналов, состоящей из логических 1 и 0, модуляцию называют манипуляцией сигнала, а устройство, реализующее данный процесс, - как модулятором, так и манипулятором.

Процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, соответственно заменяя название АМ на АТ, ЧМ на ЧТ, ФМ на ФТ. Три названных способа манипуляции ВЧ сигнала имеют разный уровень помехоустойчивости, определяемой как вероятность ошибки принятого символа на выходе приемника от соотношения мощностей полезного сигнала и белого шума на входе демодулятора. Поскольку метод амплитудной манипуляции по помехоустойчивости существенно уступает ЧТ и ФТ, то в современных системах радиосвязи используют в основном частотную и фазовую манипуляцию. В качестве ФМ обычно используют ее разновидность - относительную фазовую модуляцию (ОФМ), называемую также фазоразностной.

При ОФМ при передаче логической 1 фаза несущего колебания скачком изменяется на $\Delta\phi$, например на π по отношению к фазе предыдущего бита, а при передаче логического 0 - фаза остается той же, что и у предыдущего бита. Общим для обоих видов манипуляции (ЧТ и ФТ) является скорость передачи сообщения V , равная количеству передаваемых элементарных посылок (бит) в секунду (бит/с=бод), или длительность элементарной посылки $\tau=1/V$ (рис. 18.1,а).

Кроме того, ЧТ характеризует дискрет частоты $\Delta F = F_1 - F_2$ (рис. 18.1,б), а ФТ - девиация, или дискрет фазы $\Delta\varphi$ (рис. 18.1,в), позволяющие различать логические 1 и 0.

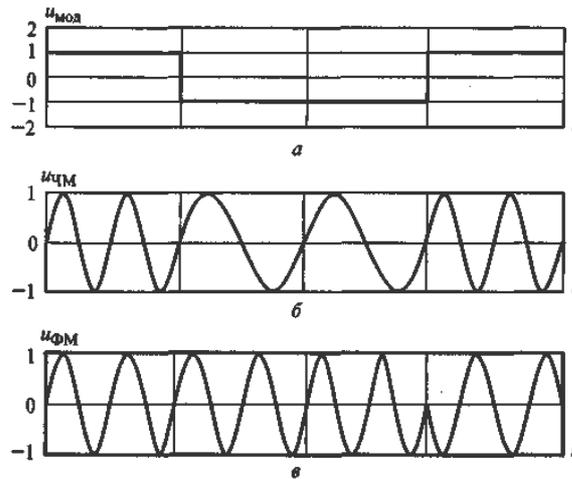


Рис. 18.1. Осциллограммы сигналов при относительной фазовой манипуляции (ОФМ) (б) и частотной телеграфии (ЧТ) (в)

22.2. ФАЗОВАЯ ТЕЛЕГРАФИЯ (ФТ)

В зависимости от значения фазы $\Delta\varphi$ наиболее часто используются разновидности ФТ, приведенные в табл. 22.1.

Таблица 18.1

Значение $\Delta\varphi$	Русское название	Международное название	Сокращенное название
π	Бинарная ФТ	Binary Phase Shift Keying	BPSK
$\pi/2$	Квадратурная ФТ	Quadrature Phase Shift Keying	QPSK
$\pi/2$	Квадратурная ФТ со смещением	Offset Quadrature Phase Shift Keying	OQPSK

При бинарной ФТ возможно два значения начальной фазы сигнала: 0 или π , что позволяет различить единичный бит информации: 1 или 0.

При квадратурной манипуляции возможно четыре значения начальной фазы сигнала: 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ или при смещении первого значения фазы на $\pi/4$ другая комбинация: $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$. Поэтому здесь можно различить комбинацию из двух битов информации согласно табл. 18.2.

В результате при квадратурной ФМ, объединяя нечетный бит с четным или одновременно передавая битовые комбинации от двух источников, можно по сравнению с бинарной ФМ в два раза увеличить объем передаваемой информации за тот же по длительности сеанс связи. Смещение по начальной фазе осуществляется с целью лучшего различия одного символа от другого. Так, первый символ, определяемый с помощью N бит (в частности, N=8 или 16), передается без начального смещения фазы, второй символ - со смещением, 3-й символ - снова без смещения и т.д. (табл. 18.2).

Таблица 18.2

Кодовая комбинация	ФТ без смещения	ФТ при смещении на $\pi/4$	ЧТ
11	0	$\pi/4$	F_1
01	$\pi/2$	$3\pi/4$	F_2
10	π	$5\pi/4$	F_3
00	$3\pi/2$	$7\pi/4$	F_4

Формирование ФТ сигнала как бинарного, так и квадратурного вида возможно с помощью процессора по специальной программе. Реализация бинарной фазовой манипуляции сигнала с девиацией фазы $\Delta\varphi_{\text{дев}}=\pi$ возможна с помощью схемы, приведенной на рис. 18.2.

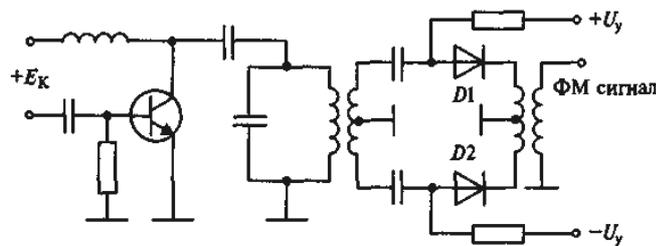


Рис. 18.2. Схема бинарной фазовой манипуляции

Фазовый модулятор содержит два электронных ключа, в качестве которых используются диоды. Открывая попеременно один или другой электронный ключ, снимают ВЧ сигнал с разных обмоток ВЧ трансформатора и тем самым скачком на $\Delta\varphi_{\text{дев}}=\pi$ меняют фазу сигнала. (На схеме рис. 18.2 отображен случай, когда диод D1 открыт, а D2 закрыт.)

22.3. ЧАСТОТНАЯ ТЕЛЕГРАФИЯ

Применение одноступенчатой модуляции не позволяет во многих случаях реализовать преимущества ЧТ и ФТ. Это связано с тем, что в идеальном случае полоса пропускания радиоприемника должна быть равна спектру принятого сигнала. Практически данное требование из-за нестабильности частоты несущей передатчика и частоты гетеродина приемника реализовать не удастся: полосу пропускания с учетом названных нестабильностей частоты приходится расширять, что снижает помехоустойчивость. Поэтому, более продуктивным оказывается двухступенчатая модуляция, при которой логические 1 и 0 модулируют сначала поднесущую сравнительно низкой частоты, а затем этой поднесущей модулируют частоту несущей радиопередатчика. Рассмотрим более подробно такой метод двухступенчатой модуляции на примере ЧТ - ЧМ, выполняемой согласно структурной схеме, приведенной на рис. 18.3.

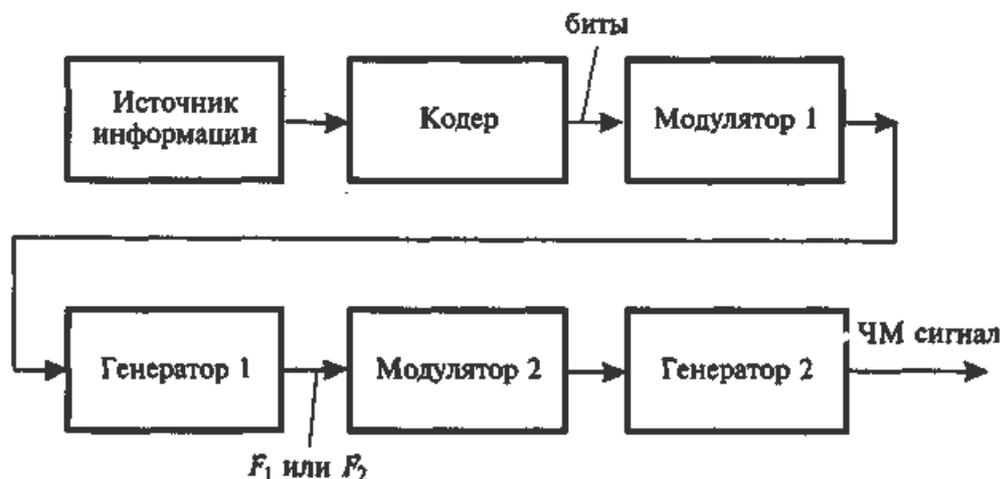


Рис. 18.3. Структурная схема двухступенчатой модуляции ЧТ-ЧМ

В первой ступени модуляции сигнал, поступающий от источника информации, с помощью кодирующего устройства (кодера) преобразуется в последовательность двоичных символов - в биты информации. Далее в модуляторе 1 логической единице присваивается частота F_1 , а логическому нулю - F_2 (при фазовой модуляции им присваивались бы разные значения начальных фаз). Далее синусоидальный сигнал с частотой F_1 и F_2 во второй ступени модулирует с девиацией $\Delta f_{\text{дев}}$ частоту несущей радиопередатчика. (В радиоприемнике такой сигнал дважды проходит процедуру демодуляции:

сначала выделяется частота поднесущей, а затем - исходное цифровое сообщение - битовая последовательность - см. рис. 18.1, б). При такой двухступенчатой модуляции полосы пропускания фильтров, устанавливаемых в канале поднесущей частоты, удастся сузить до ширины спектра передаваемого сообщения и тем самым повысить помехоустойчивость.

Рассмотрим, как нужно выбирать частоты F_1 и F_2 . Во-первых, следует обеспечить «плавный» переход, т.е. без скачка фазы, от сигнала с частотой F_1 к сигналу с частотой F_2 так, как показано на рис. 18.1, в. Это вызвано тем, что при скачке фазы происходит «размытие» мгновенного спектра сигнала, что снижает помехоустойчивость радиоприема и создает помехи другим системам радиосвязи. Во-вторых, значения этих частот, а точнее, соотношение между ними, должно быть таково, чтобы энергетический спектр модулированного сигнала был бы сконцентрирован в возможно узкой полосе. В-третьих, сигналы с частотами F_1 и F_2 должны быть ортогональны. Ортогональными называют сигналы, не перекрывающиеся во времени и с несовпадающими спектральными составляющими.

Введем понятие среднего значения частоты поднесущей: $F_0=0,5(F_1+F_2)$ и разности, или дискрета частоты, $\Delta F=F_1-F_2$. Тогда для частот, определяющих соответственно логические 1 и 0, запишем:

$$- \text{ для логической 1: } F_1=F_0+0,5\Delta f=KF_T;$$

$$- \text{ для логического 0: } F_2=F_0-0,5\Delta f=NF_T,$$

где $F_T=1/\tau$ - частота следования элементарных посылок; K, N - числа, показывающие, сколько периодов частоты поднесущей укладывается внутри элементарной посылки, т. е. внутри одного бита, причем $K>N$ (рис. 18.1, б).

$$\text{Для дискрета частоты имеем } \Delta F=F_1-F_2=F_T(K-N).$$

Фазы сигналов внутри элементарных посылок на протяжении одного бита изменяются по закону:

$$- \text{ внутри бита логической 1: } \varphi_1(t)=2\pi F_1 t=2\pi F_0 t+\Delta\varphi(t);$$

– внутри бита логического 0: $\varphi_2(t)=2\pi F_2 t=2\pi F_0 t+\Delta\varphi(t)$, где дополнительное изменение фазы сигнала: $\Delta\varphi(t)=2\pi 0,5\Delta F t=\pi F_\tau(K-N)t$.

К концу элементарной посылки, т.е. при $t=\tau=1/F_\tau$, дополнительный набег фазы на протяжении одного бита составит:

– для логической 1: $\Delta\varphi=+\pi(K-N)$;

– для логического 0: $\Delta\varphi=-\pi(K-N)$.

При $K=1+N$ значение $\Delta\varphi=+\pi$ для логической 1 и $\Delta\varphi=-\pi$ для логического 0. Такой случай при $K=4$ и $N=3$ представлен на рис. 18.4, а, где логическая единица – $F_1=4F_\tau$; логический ноль – $F_2=3F_\tau$. Можно, например, выбрать следующие значения параметров:

$\tau=1,28$ мс или $F_\tau=781,25$ Гц; $F_1=3125$ Гц; $F_2=2343,75$ Гц.

Разложим в ряд Фурье периодическое колебание прямоугольной формы (меандр):

$$y(\omega t) = \frac{2A}{\pi} \left(\sin \Omega t + \frac{1}{3} \sin 3\Omega t + \frac{1}{5} \sin 5\Omega t + \dots \right) \quad (18.1)$$

Рассматривая колебание (рис. 18.4,а) как сумму двух амплитудно-модулированных сигналов с частотами F_1 и F_2 , с учетом последней зависимости для огибающей получим спектр, представленный при $K=1+N$ на рис. 18.5. (Сплошные линии относятся к сигналу с частотой F_1 , пунктирные – F_2 .)

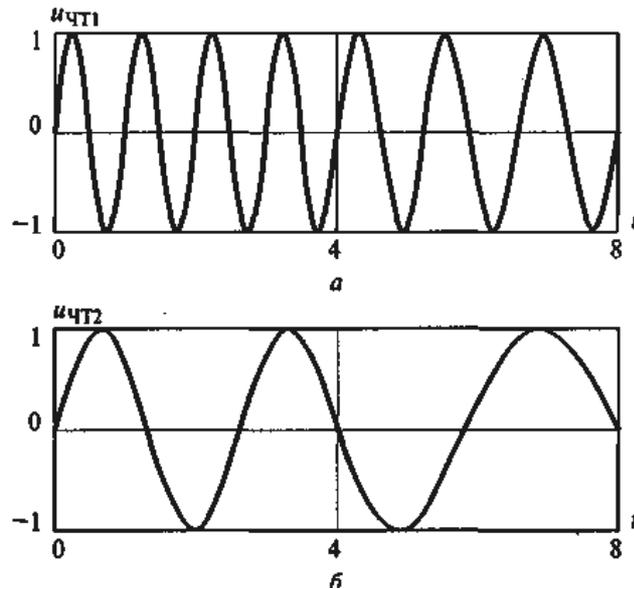


Рис. 18.4. Осциллограммы битовых посылок при ЧТ для логических единицы (а) и нуля (б)

Из рассмотрения полученного спектра следует, что основная энергия сигнала сосредоточена в полосе $\Delta F=5F_{\tau}$, а выбранные сигналы ортогональны.

Такой спектр можно еще более сузить при $K=1,5$ и $N=1$, т.е. при логической 1, представленной тремя полупериодами сигнала с частотой F_1 внутри одного бита и двумя полупериодами частоты F_2 внутри бита для логического 0 (рис. 18.4, б). При этом, согласно полученному выше выражению набег фазы на протяжении одного бита составит для логической 1: $\Delta\varphi = +\pi/2$; для логического 0: $\Delta\varphi = -\pi/2$. Такой случай частотной манипуляции называется манипуляцией с минимальным сдвигом (имеется в виду минимальный сдвиг фазы) - способ MSK (Minimum Shift Keying).

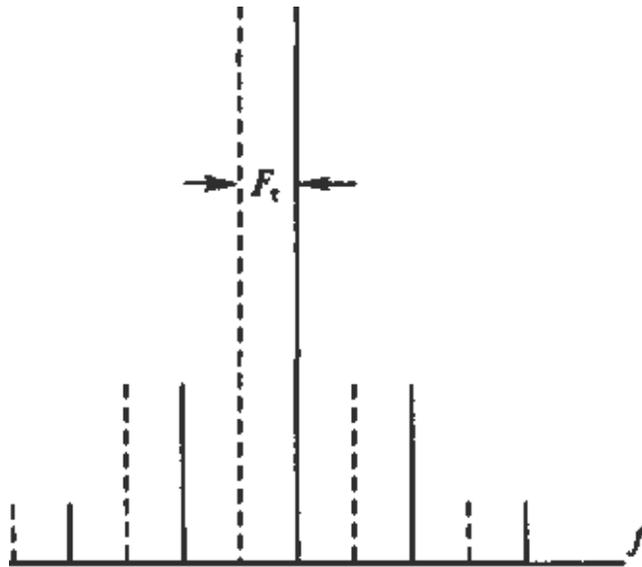


Рис. 18.5. Спектр сигнала при ЧТ с минимальным сдвигом

При ЧТ, как и при квадратурной ФТ, можно попарно передавать биты, используя при этом четыре значения частоты, и тем самым вдвое увеличить объем информации (табл. 18.2).

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В чем состоят отличия частотной и фазовой модуляции при передаче дискретных сообщений?
2. Как осуществляется двухступенчатая частотная модуляция при передаче дискретных сообщений?
3. Как выглядит осциллограмма сигнала с двухступенчатой частотной модуляцией при передаче дискретных сообщений?
4. Как меняется фаза сигнала при относительной фазовой манипуляции?
5. Что называется квадратурной фазовой манипуляцией?

ЛЕКЦИЯ 19. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

19.1. ПАРАМЕТРЫ И СПЕКТР СИГНАЛА ПРИ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Импульсная модуляция (ИМ) широко используется в радиолокации, при передаче телеметрической информации и в других случаях. Излучаемый РПДУ сигнал, модулированный последовательностью прямоугольных импульсов показан на рис. 19.1. Спектр радиосигнала при ИМ широкий, поэтому ее применяют в РПДУ СВЧ диапазона.

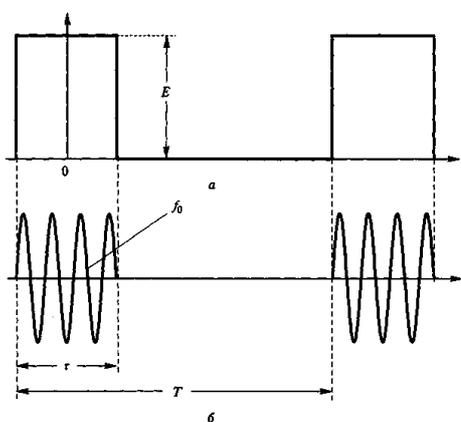


Рис. 19.1. Излучаемый ИМ сигнал

При ИМ сигнал определяют следующие параметры: τ - длительность импульса; T - период повторения импульсов; $q=(T-\tau)/\tau$ - скважность; f_0 - частота несущей; $P_{и}$ - мощность сигнала в импульсе; $P_{ср}=P_{и}(\tau/T)$ - средняя мощность сигнала; $\Delta f_{сп}$ - ширина спектра излучаемого сигнала; вид модуляции импульсов.

Раскроем содержание последнего параметра. Импульсы, модулирующие несущую с частотой f_0 , могут быть, в свою очередь, сами промодулированы. При этом различают: амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), временно-импульсную модуляцию (ВИМ), кодово-импульсную модуляцию (КИМ), внутриимпульсную модуляцию - частотную или фазовую. Спектр сигнала при ИМ определяется в два этапа. На первом этапе определяется спектр

периодической последовательности импульсов, модулирующих несущую; на втором этапе - спектр несущей, промодулированной импульсами. При периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 19.1, а) спектр можно получить, разложив функцию в ряд Фурье. В результате получим для амплитуд составляющих в этом спектре, следующих через интервалы $\Omega=2\pi/T$ или $F=1/T$:

$$A_k = \frac{2E}{\pi k} \left| \sin\left(\pi k \frac{\tau}{T}\right) \right| = \frac{2E}{\pi k} |\sin(0,5k\tau\Omega)| \quad (19.1)$$

где E - амплитуда импульса (рис. 19.1, а); k - целое положительное число.

Результат расчета линейчатого спектра при $AM=E=1$, $\alpha=\tau/T=0,1$, $N=20$ приведен на рис. 19.3. Из (19.1) и рассмотренного примера следует, что при $\omega=2\pi k/\tau$ или $f=k/\tau$ амплитуда $A_k=0$.

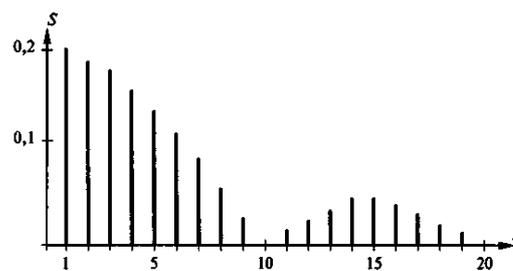


Рис. 19.2 Пример линейчатого спектра при ИМ

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов (рис. 19.1, б) подобен спектру на рис. 19.2, но симметричен и смещен относительно начала координат на частоту несущей f_0 . Пример центральной части такого спектра представлен на рис. 19.3. Теоретически ширина спектра рассматриваемого сигнала бесконечна. Однако большая часть его энергии сосредоточена в полосе $\Delta f_{\text{ср}}=6/\tau$ (согласно рис. 19.3 принимается во внимание основной и по два с каждой стороны боковых «лепестка» спектра).

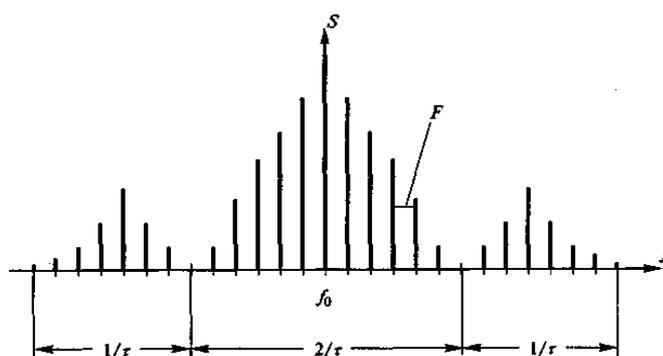


Рис. 19.3. Пример центральной части спектра периодической последовательности радиоимпульсов

23.2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И КЛАССИФИКАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

Радиопередатчики в импульсе могут излучать очень большую мощность - в десятки и даже сотни мегаватт. Поскольку, однако, эти импульсы излучаются с большой скважностью q , то, используя принцип накопления энергии паузе между импульсами, мощность первичного источника можно понизить в то же число q раз. Структурная схема такого импульсного модулятора приведена на рис. 19.4

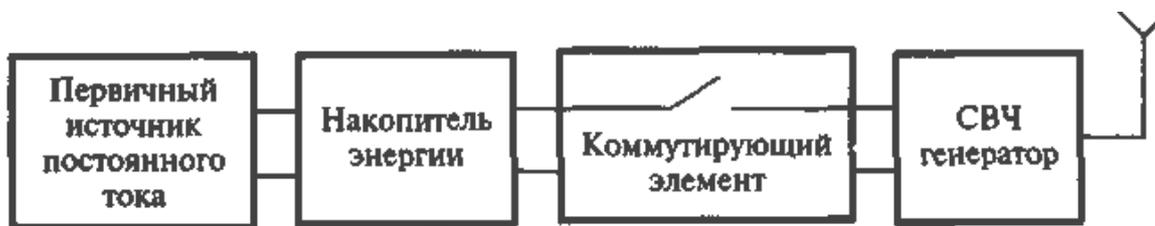


Рис. 19.4 Структурная схема импульсного модулятора

Мощность первичного источника постоянного тока:

$$P_0 = \frac{P_{\text{имп}}}{\eta_g(1+q)}, \quad (19.2)$$

где $P_{\text{имп}}$ - мощность СВЧ генератора в импульсе; η_g - КПД генератора.

Пример. Мощность СВЧ радиопередатчика в импульсе $P_{\text{имп}}=1$ МВт, скважность $q=1000$, $\eta=50\%$. Согласно (19.2) требуемая мощность первичного источника постоянного тока: $P_0=2$ кВт.

Классификация импульсных модуляторов осуществляется по двум признакам: типу накопительного элемента и виду коммутирующего устройства. Возможны три типа накопительных элементов: емкостного, индуктивного и смешанного вида. Коммутирующие устройства подразделяются: на жесткого типа (электривакуумные лампы и высоковольтные транзисторы) и мягкого типа (тиратроны и тиристоры - кремниевые управляемые вентили). В импульсных модуляторах жесткого типа длительность сформированного импульса определяется длительностью входного импульса. В импульсных модуляторах мягкого типа входной импульс определяет только начало формируемого импульса, длительность которого определяется параметрами накопительного элемента.

23.3. ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР ЖЕСТКОГО ТИПА С ЕМКОСТНЫМ НАКОПИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Схема такого модулятора приведена на рис. 19.5 Работа схемы распадается на две фазы.

Первая фаза. Ключ - высоковольтный транзистор - закрыт за счет отрицательного напряжения, поданного на базу; протекает процесс заряда высоковольтного конденсатора С (рис. 19.6 а) по экспоненциальному закону:

$$U_C = E_0 \left(1 - e^{-t/T_{зар}} \right), \quad (19.3)$$

где $T_{зар} = (R_1 + R_2)C$ - постоянная времени цепи заряда; E_0 - напряжение источника питания; $t < T$ - текущее время.

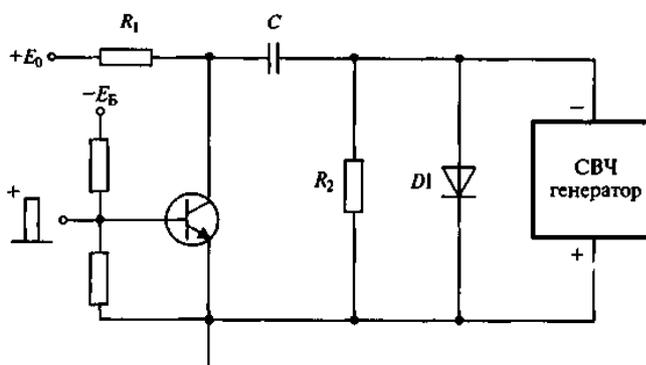


Рис. 19.5 Схема импульсного модулятора жесткого типа с емкостным накопительным элементом

Вторая фаза. По истечении времени T - периода повторения импульсов - на вход схемы приходит импульс положительной полярности, открывающий транзисторный ключ, вследствие чего к СВЧ генератору прикладывается положительное напряжение E_0 , до которого успел зарядиться конденсатор. Начинается разряд конденсатора через транзистор и СВЧ генератор (рис. 19.6 б) по закону:

$$U_C = E_0 e^{-t/T_3}, \quad (19.4)$$

где $T_p = (R_{\text{мод}} + R_{\text{ог}})C$ - постоянная времени цепи разряда, где $R_{\text{мод}}$, $R_{\text{ог}}$ - сопротивления ключа и генератора по постоянному току.

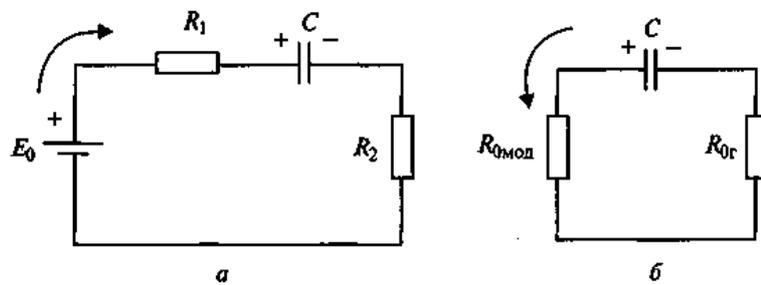


Рис. 19.6 Эквивалентная схема ИМ жесткого типа с емкостным накопительным элементом

Время разряда определяется длительностью импульса τ , после чего ключ закрывается и вновь повторяется 1-я фаза процесса - заряд конденсатора. Графики, отображающие описанный процесс заряда и разряда конденсатора C , приведены на рис. 19.7 а. Постоянную времени цепи заряда $T_{\text{зар}}$ определим из условия: за время T конденсатор должен успеть зарядиться до напряжения источника постоянного напряжения E_0 . Для его выполнения согласно (19.3) следует иметь $(T/T_{\text{зар}} \geq 3)$. Постоянную времени цепи разряда T_p определим из условия: за время τ (длительности импульса - напряжение на конденсаторе, приложенное к СВЧ генератору, должно уменьшится не более чем на $\Delta U_C = E_0 - E_1$ - (рис. 19.7 а). При $\Delta U_C / E_0 < 1$ из (19.4) получим:

$$\frac{\Delta U_C}{E_0} = \frac{\tau}{T_p} \quad \text{или} \quad T_p = \tau \frac{E_0}{\Delta U_C}. \quad (19.5)$$

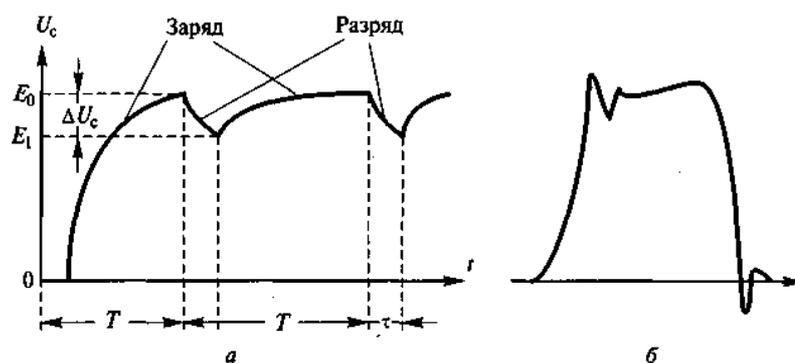


Рис. 19.7 Графики, отображающие процесс заряда и разряда конденсатора в ИМ жесткого типа с емкостным накопительным элементом

Значение ΔU_C определяется режимом работы электронного прибора в СВЧ генераторе.

Поскольку в ИМ осуществляется коммутация больших значений токов, то при переключении, т.е. переходе из 1-й фазы работы во 2-ю и обратно, возникает переходный колебательный процесс (рис. 19.8, б). Для его ослабления в схему (рис. 19.6) включается диод Д1, гасящий возникающие колебания. КПД модулятора определяется как отношение энергии, отдаваемой конденсатором во время разряда W_C (2-я фаза), к энергии, идущей на заряд конденсатора $W_C + W_R$ (1-я фаза), где W_R - энергия, расходуемая в сопротивлениях:

$$\eta_{\text{мод}} \frac{W_C}{W_C + W_R} = 1 - \frac{\Delta U_C}{2E_0} = 1 - \frac{\tau}{2T_p}. \quad (23.6)$$

Пример. Длительность импульса $\tau = 1 \text{ мкс} = 10^{-6} \text{ с}$; период повторения импульсов $T = 1 \text{ мс} = 10^{-3} \text{ с}$; сопротивления: $R_{\text{мод}} = 2 \text{ Ом}$, $R_{0г} = 100 \text{ Ом}$. Допустимое изменение напряжения $\Delta U_C / E_0 = 5\%$. Согласно (19.5) для постоянной времени цепи разряда получим: $T_p = 1 / 0,05 = 20 \text{ мкс}$.

Емкость $C = T_p / (R_{\text{мод}} + R_{0г}) = 20 \cdot 10^{-6} / 102 = 2 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} = 0,2 \text{ мкФ}$.

Постоянная времени цепи заряда $T_3 = 0,2 \cdot T = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

Сопротивления: $(R_1 + R_2) = T_3 / C = 0,2 \cdot 10^{-3} / 0,2 \cdot 10^{-6} = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм}$. (время измеряется в секундах, емкость - в фарадах, сопротивление - в омах). Согласно (19.6) КПД модулятора составляет 97,5%.

23.4. ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР МЯГКОГО ТИПА С ИСКУССТВЕННОЙ ЛИНИЕЙ

Принцип действия данного модулятора основан на формировании импульса прямоугольной формы с помощью длинной или искусственной линии. Пусть линия длиной S с волновым сопротивлением ρ при разомкнутом ключе K заряжена до напряжения E (рис. 19.8,а). После замыкания ключа на сопротивление нагрузки $R_H = \rho$ начнется разряд линии. При этом в линии образуется две волны, одна из которых с амплитудой $U_{H1} = 0,5E$ со скоростью V начнет двигаться влево (1-я волна); другая волна той же амплитуды с той же скоростью (2-я волна) - вправо (рис. 19.8б). Первая волна, достигнув сопротивления $R_H = \rho$, будет им поглощена, образуя импульс амплитудой $U_{H1} = 0,5E$ и длительностью $\tau_3 = S/V$ (рис. 19.8а).

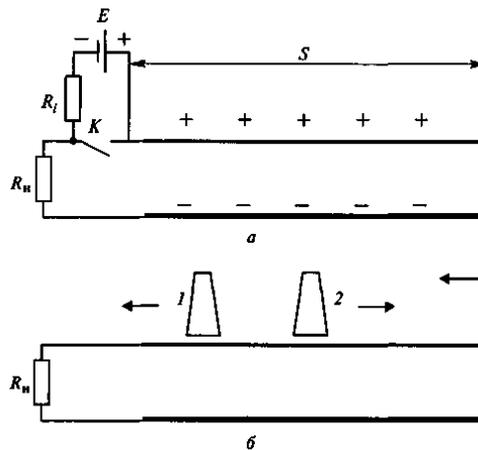


Рис. 19.8 Принцип действия ИМ мягкого типа с искусственной линией

Вторая волна, достигнув разомкнутого конца линии, полностью от него отразится, поскольку в этом случае коэффициент отражения $\Gamma = 1$. После отражения, начав двигаться влево, вторая волна, как и первая, достигнув с задержкой на время τ_3 сопротивления нагрузки $R_H = \rho$, также будет им поглощена, вновь сформировав импульс амплитудой $U_{H1} = 0,5E$ и длительностью τ_3 . Таким образом, за счет обеих волн на нагрузке $R_H = \rho$ будет сформирован импульс амплитудой $U_{H1} = 0,5E$ и длительностью $\tau = 2\tau_3 = 2S/V$ (рис. 19.9,а).

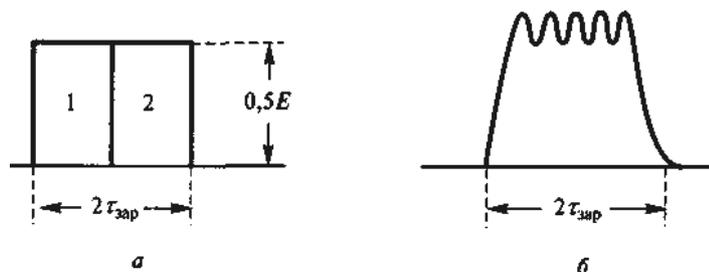


Рис. 19.9 Процесс формирования импульса в ИМ мягкого типа с искусственной линией

Обратимся к схеме ИМ, в которой длинная линия заменена искусственной или линией задержки, составленной из L и C элементов (рис. 19.10).

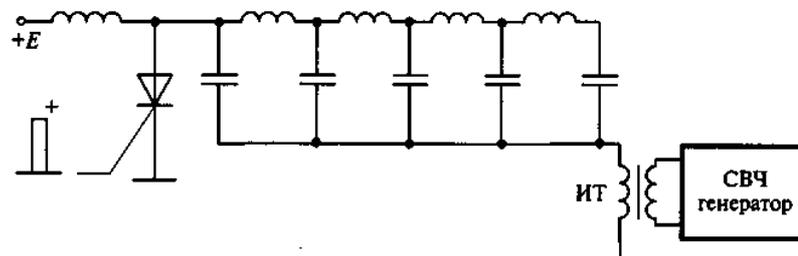


Рис. 19.10. Схема ИМ, в котором длинная линия заменена искусственной линией задержки

Роль электронного ключа в схеме выполняет тиристор. Характеристика тиристора, имеющего второе название - кремниевый управляемый вентиль (КУВ), приведена на рис. 19.11. В зону отпирания с большим током и малым падением напряжения всего в несколько вольт тиристор переходит только после подачи положительного импульса на управляющий электрод. В область запираания тиристор переходит после снятия с него основного напряжения. В целом схема ИМ (рис. 19.10) работает согласно принципу, рассмотренному при анализе длинной линии (рис. 19.8).

После подачи положительного импульса на управляющий электрод электронный ключ - тиристор - замыкается и начинается разряд искусственной линии, длящийся $2\tau_3$, где τ_3 определяется согласно (19.8). После полного разряда линии тиристор переходит в закрытое состояние и начинается заряд искусственной линии от источника напряжением E . После прихода следующего импульса на управляющий электрод весь процесс

повторяется. Таким образом, в модуляторе (рис. 19.10) с помощью искусственной линии формируется импульс длительностью $\tau=2\tau_3$ и напряжением $0,5E$ (рис. 19.9,а). В реальной схеме сформированный импульс имеет вид, представленный на рис. 19.9,б: в нем появляются фронты, а на плоскую часть накладывается, синусоидальный сигнал, зависящий от числа ячеек в линии.



Рис. 19.11 .ВАХ тиристора

Энергия, запасаемая линией при ее заряде: $W_{л}=0,5nC E^2$.

Энергия, расходуемая линией при разряде: $W_p=P_{и}\tau=2P_{и}\tau_3$, где $P_{и}$ - мощность импульса.

Из равенства $W_{л}=W_p$ с учетом (19.7) и (19.8) для напряжения питания получим:

$$E = \sqrt{4\rho P_{и}} . \quad (19.9)$$

С помощью импульсного трансформатора (ИТ) напряжение в линии ($U_{л}=0,5E$ повышается до значения, необходимого для нормальной работы СВЧ генератора (рис. 19.11).

Пример. Определить требуемые параметры искусственной линии в схеме ИМ (рис. 19.11) при длительности импульса $\tau=2$ мкс и мощности $P_{и}=10$ кВт. Примем для одной ячейки $L=10$ мкГн, $C=1000$ пФ. Согласно (19.7) для волнового сопротивления линии получим: $\rho=100$ Ом. Из (19.8) с учетом $\tau_{зар}=0,5\tau$ определим требуемое число ячеек линии: $n=10$. Для напряжения источника питания согласно (19.9) получим $E=2$ кВ.

23.5. ВНУТРИИМПУЛЬСНАЯ ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В радиолокации для получения высокой разрешающей способности и большой дальности применяют сжатие сигнала в радиоприемнике путем внутриимпульсной частотной и фазовой модуляции излучаемого радиопередатчиком сигнала. Одним из таких способов внутриимпульсной модуляции является изменение частоты сигнала по линейному закону (рис. 19.12,а):

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{дев}}t/T, \quad (23.10)$$

где $\Delta\omega_{\text{дев}}$ - девиация частоты; T - длительность линейного ЧМ (ЛЧМ) сигнала.

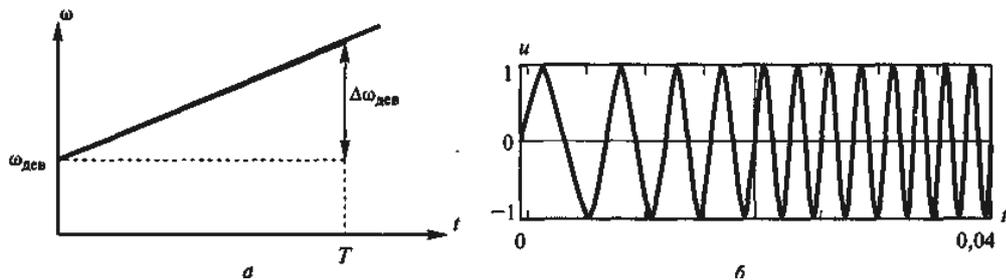


Рис. 19.12. ЛЧМ сигнал

Параметр $m = \Delta f_{\text{дев}}T$, называемый базой сигнала, показывает, во сколько раз можно сжать по времени ЛЧМ сигнал на приемной стороне радиолинии по сравнению с передающей. Для ЛЧМ сигнала (рис. 19.12,б) с учетом (19.10) имеем:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_0 \sin\left(\int \omega(t)dt\right) = U_0 \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{\text{дев}}t^2}{2T}\right) = \\ &= U_0 \sin\left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_{\text{дев}}/\omega_0}{2\omega_0 T}(\omega_0 t)^2\right], \end{aligned} \quad (19.11)$$

т.е. фаза меняется по квадратичному закону.

В РПДУ процесс ИМ и ЧМ следует синхронизировать. Структурная схема РПДУ при этом может иметь вид, показанный на рис. 19.13.

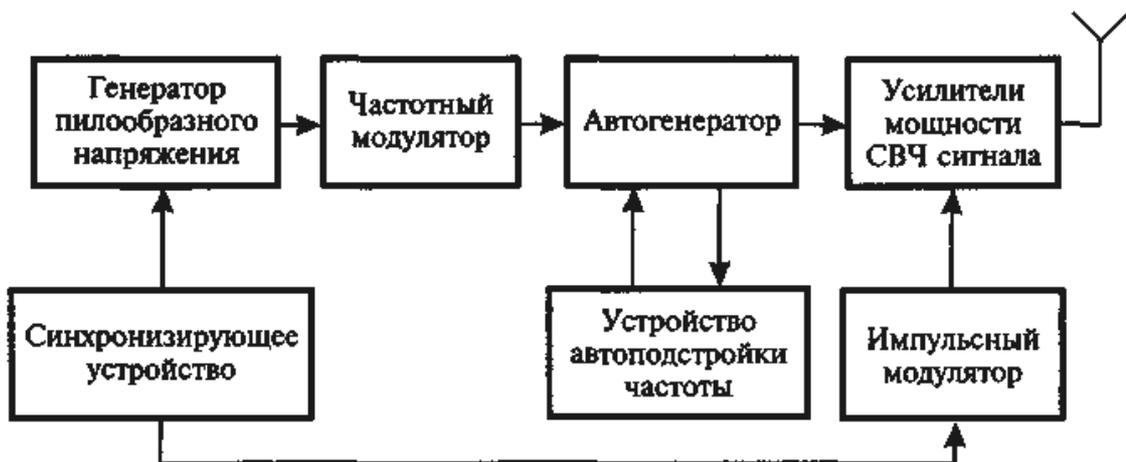


Рис. 19.13. Структурная схема РПДУ ИМ и ЧМ с синхронизацией ИМ и ЧМ

В схеме ЛЧМ сигнал формируется посредством генератора пилообразного напряжения, изменяющего частоту автогенератора по линейному закону. Стабилизация частоты автогенератора осуществляется устройством АПЧ. С помощью синхронизирующего устройства изменение частоты автогенератора начинается в момент подачи импульса на СВЧ усилитель мощности.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. Как выглядит сигнал при импульсной модуляции? Что такое скважность?
2. Какой спектр имеет радиосигнал при импульсной модуляции? Какова ширина спектра излучаемого сигнала?
3. Нарисуйте обобщенную структурную схему импульсного модулятора.
4. Как работает модулятор с емкостным накопительным элементом?
5. Как работает импульсный модулятор с искусственной линией?
6. Зачем применяется внутриимпульсная частотная модуляция?
7. По какому закону меняется фаза ЛЧМ сигнала?

ЛЕКЦИЯ 20. РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ ВЧ ДИАПАЗОНА РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

20.1. РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ

Основные параметры. Для радиовещания предусмотрены следующие полосы частот, мощности излучения на несущей частоте и вид модуляции:

150...285 кГц - в километровом диапазоне волн (иное название - длинные волны), мощность - до 500 кВт, модуляция - амплитудная;

525...1605 кГц - в гектометровом диапазоне волн (средние волны), мощность - до 500 кВт, модуляция - амплитудная;

3,95...26,1 МГц (отдельные участки) - в декаметровом диапазоне волн (короткие волны), мощность - до 500 кВт, модуляция - амплитудная;

66...73 и 87,5...108 МГц - в метровом диапазоне (УКВ ЧМ вещание), мощность - до 15 кВт, модуляция - частотная.

Радиовещание относится к глобальным радиотехническим системам, охватывающим огромные территории на Земном шаре. Распределение частот и время работы радиовещательных передатчиков в разных странах регламентируются международными соглашениями в рамках Международного союза электросвязи, членом которой является и Россия. Благодаря таким соглашениям понижается возможность взаимных радиопомех при приеме радиостанций слушателями. Никто в мире не имеет права заниматься радиовещанием без согласования с международными и государственными органами.

Обобщенная структурная схема длинно- и средневолновых радиопередатчиков.

Схема радиопередатчика с амплитудной модуляцией и мощностью до 500 кВт приведена на рис. 20.1. Радиопередатчик состоит из двух полуккомплектов, мощности которых суммируются с помощью мостового устройства. В предварительных ВЧ широкополосных каскадах, не

требующих перестройки при изменении частоты возбудителя, обычно применяют мощные транзисторы. В выходном ВЧ усилителе мощности используется несколько мощных генераторных ламп, суммируемых по параллельной или двухтактной схеме. В выходном каскаде и согласующем устройстве с антенной при изменении частоты возбудителя осуществляется автоматическая настройка контуров. Блок питания, выполняемый на тиристорах, обеспечивает требуемыми напряжениями все ламповые и транзисторные каскады. При этом для анодов мощных генераторных ламп требуются напряжения более 10 кВ. В этой связи особое внимание уделяют безопасности обслуживающего персонала путем применения нескольких дублирующих друг друга устройств блокировки и электронной защиты, исключающих проникновение в зоны повышенной опасности без предварительного отключения высокого напряжения. В РПДУ с помощью специальных датчиков осуществляется автоматический контроль нормальной работы всех его каскадов и звеньев и немедленной сигнализации в случае нарушения штатного режима. В возбудителе применяется синтезатор, создающий сетку частот с требуемым шагом.



Рис. 20.1. Типовая структурная схема радиопередатчика с амплитудной модуляцией

Абсолютная нестабильность частоты, обеспечиваемая возбудителем, не превышает 10 Гц, а в синхронном режиме работы - 0,01 Гц. (Синхронным называется режим, при котором все радиостанции передают одно и то же сообщение на одной и той же несущей частоте, стабилизация которой осуществляется по принимаемому сигналу «единого времени»). АМ осуществляется одновременно в нескольких каскадах: в выходном и предварительных ВЧ усилителях мощности. АМ обеспечивает полосу частот от 50 до 10000 Гц и малый коэффициент нелинейных искажений. РПДУ в конструктивном отношении выполняют в виде нескольких стоек стандартного размера со съемными блоками, на переднюю панель, которых выносят органы управления и контроля. В каждой из стоек размещается устройство принудительного воздушного или жидкостного охлаждения.

Структурная схема РПДУ УКВ ЧМ радиовещания.

С помощью такого радиопередатчика обеспечивается высококачественное радиовещание в зоне прямой видимости передающей антенны, которую устанавливают на высокой башне или вышке. Радиус зоны прямой видимости для идеализированной модели Земли в форме шара, км:

$$R = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

где h_1 , h_2 - высота поднятия передающей и приемной антенн, м. Так, при $h_1=200$ м и $h_2=10$ м получим $R=14,5$ км. Поскольку зона радиовидимости при УКВ радиовещании сравнительно невелика, то нет смысла особенно увеличивать мощность РПДУ, которая обычно не превышает 1 кВт. И только в особых случаях мощность излучения увеличивают до 15 кВт.

Качественное вещание в УКВ диапазоне обеспечивается за счет расширенного диапазона частот модулирующего сигнала в пределах 30...15000 Гц, высокой линейности характеристик частотного модулятора и применения широкополосной частотной модуляции с общей шириной полосы излучаемого сигнала в 145 кГц. При мощности до 1 кВт радиопередатчик можно выполнить полностью на транзисторах согласно, например, структурной схеме, приведенной на рис. 20.2.

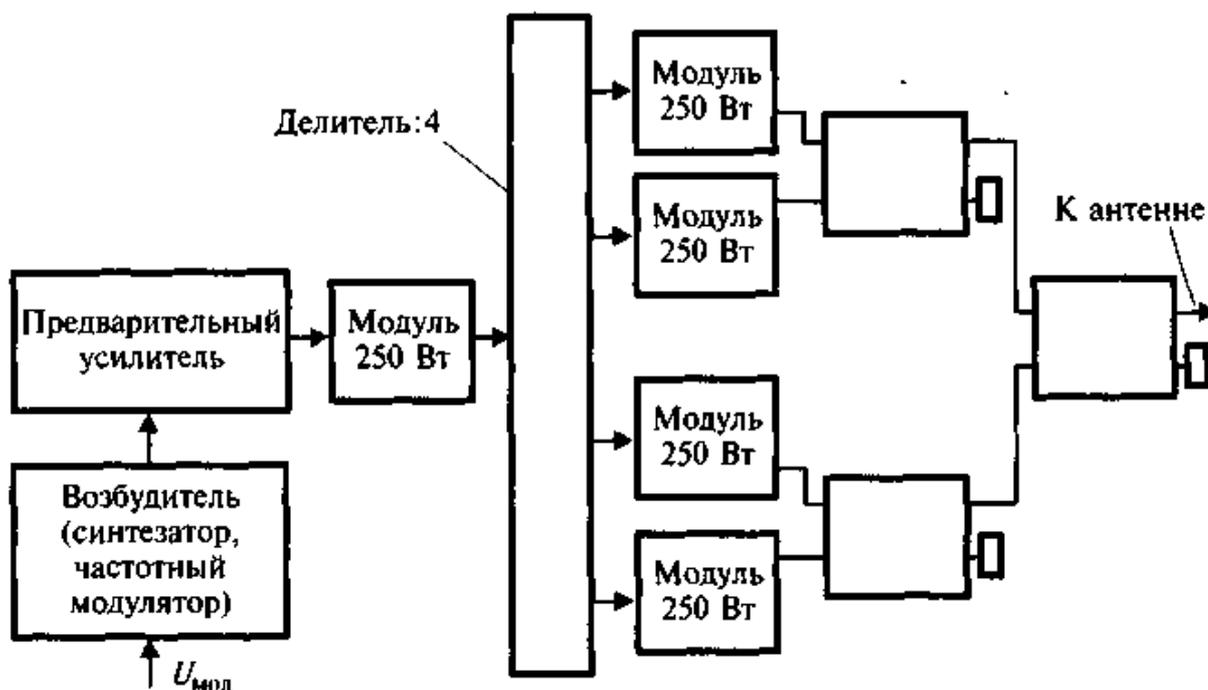


Рис. 20.2. Структурная схема УКВ передатчика

Основой радиопередатчика являются модули мощностью по 250 Вт, суммируемые с помощью трех мостовых устройств коаксиального типа. Каждый модуль, в свою очередь, представляет собой сборку из восьми СВЧ транзисторов мощностью по 50 Вт, также суммируемых с помощью мостовых устройств. Широкополосная линейная ЧМ осуществляется в возбuditеле, в который также входит синтезатор частот, позволяющий менять частоту излучаемого сигнала.

24.2. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКИ

Общая характеристика. Телевизионное радиовещание осуществляется в метровом диапазоне волн, занимая полосы: 48,5...66, 74...100, 174...230 МГц (каналы с 1-го по 12-й), и в дециметровом диапазоне волн в полосе 470...958 МГц (номера каналов с 21-го по 81-й).

Телевизионное РПДУ состоит из двух самостоятельных передатчиков, один из которых передает сигнал изображения, другой - звуковое сопровождение. В передатчике изображения осуществляется АМ с частично подавленной нижней боковой полосой, в передатчике звука – частотная модуляция. Модулирующий сигнал передатчика изображения включает:

видеосигнал яркости - преобразованное в электрический сигнал оптическое изображение, сигнал цветности и сигналы синхронизации - строчный и кадровый.

Спектр частот такого сложного сигнала занимает полосу 0...6,5 МГц. Нижнее значение частоты в этом спектре связано с медленно изменяющейся освещенностью передаваемого изображения. При таком модулирующем сигнале после АМ радиосигнал должен был бы занимать полосу частотой 13 МГц. Однако для сужения ширины спектра излучаемого сигнала нижняя боковая полоса частично подавляется, и в целом спектр радиосигнала телевизионного РПДУ занимает полосу 8 МГц (рис. 20.3).

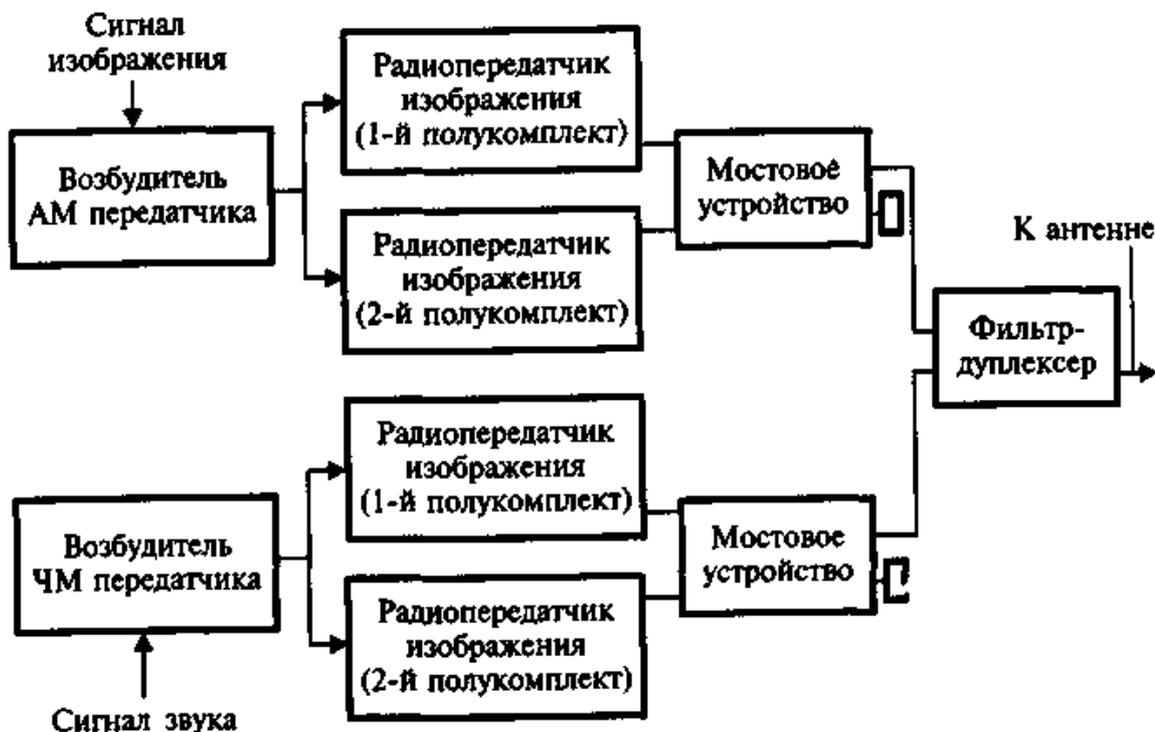


Рис. 20.3. Структурная схема телевизионного радиопередатчика

Параметры радиосигнала передатчика звука соответствуют параметрам радиосигнала УКВ ЧМ вещания и занимают полосу 145 кГц. Частота несущей этого передатчика располагается выше спектра, занимаемого передатчиком изображения (рис. 20.3). Мощность наземных РПДУ изображения в зависимости от условий вещания и охвата обслуживаемой территории составляет от нескольких сотен ватт до 50 кВт, а РПДУ звука - в 10 раз меньше, т.е. не более 5 кВт.

Каждый из РПДУ (изображения и звука) состоит из двух полукомплектов, мощности которых суммируются с помощью мостовых устройств. Таким образом, в целом телевизионный передатчик включает:

- четыре ВЧ или СВЧ усилителей мощности, работающих на общую антенну;
- сумматоры сигналов;
- общий фильтр-дуплексер;
- возбудитель АМ передатчика изображения и возбудитель ЧМ передатчика звука.

При выходе из строя одного из полукомплектов мощность соответствующего РПДУ снижается в четыре раза. Но путем переключения мощность работающего полукомплекта направляется непосредственно в антенну, минуя сумматор, и тогда излучаемая мощность снижается всего в два раза. После мостовых устройств включается фильтр-дуплексер, имеющий два входа с разными частотными полосами и один общий выход, что позволяет направить в одну антенну два сигнала с разными частотами.

Возможна и другая структурная схема телевизионного РПДУ, при которой сначала с помощью фильтра-дуплексера объединяются полукомплекты передатчиков изображения и звука, а затем их мощности суммируются с помощью общего мостового устройства. При мощности до 1 кВт телевизионный передатчик метрового диапазона может быть полностью полупроводниковым, при большей мощности - в выходных каскадах используются электровакуумные приборы. Передатчик звука по схеме и конструкции практически совпадает с РПДУ УКВ ЧМ радиовещания.

Передатчик сигнала изображения.

Одна из возможных структурных схем такого передатчика приведена на рис. 20.4.

В устройстве формирование сигнала с АМ, с частично подавленной нижней боковой полосой (рис. 20.4), производится на промежуточной частоте в блоке АМ-ПЧ.

Блок должен обеспечивать высокую линейность модуляционной характеристики и АЧХ с малой неравномерностью, что достигается с помощью фильтров и специальных корректоров. Сформированный АМ сигнал изображения подается на смеситель, взаимодействует с сигналом стабильного синтезатора частот и переносится в требуемую полосу частот, отведенную для данного телевизионного передатчика.

Усилитель мощности, работающий в режиме усиления АМ колебаний, должен иметь линейную амплитудную характеристику, равномерную АЧХ в пределах 8 МГц и не вносить искажений в усиливаемый по мощности сигнал.

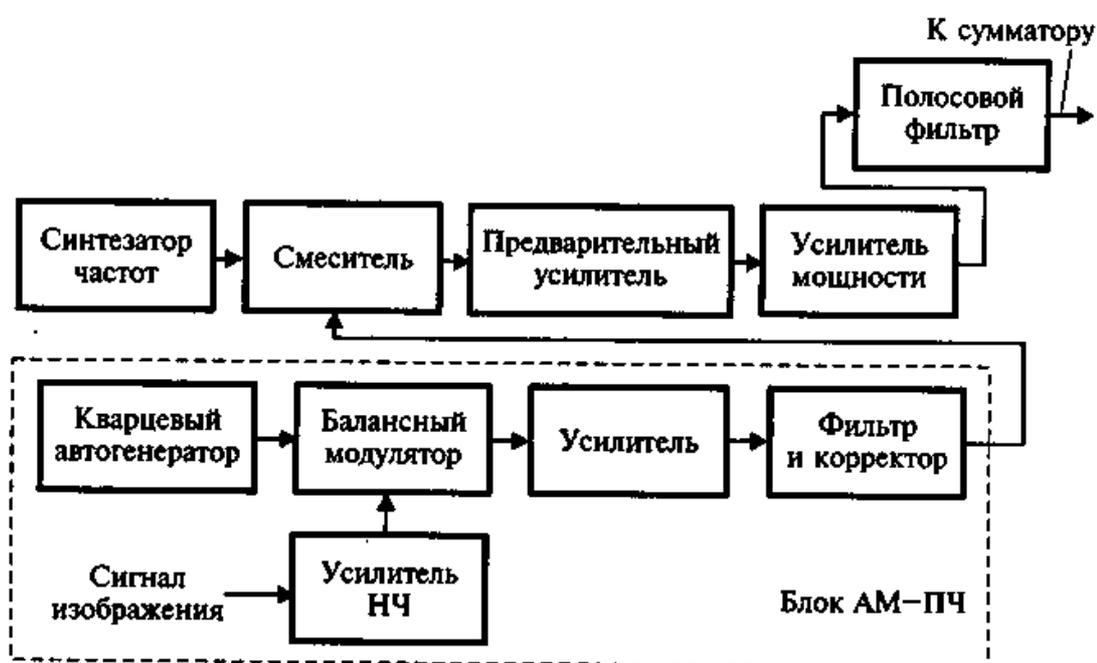


Рис. 20.4. Структурная схема передатчика сигнала изображения

Для соблюдения норм по подавлению побочных излучений радиопередатчика на его выходе включают полосовой фильтр с полосой пропускания 8 МГц.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ:

1. В каких диапазонах частот работают радиовещательные передатчики?
2. Нарисуйте структурную схему радиовещательного передатчика.

3. Какой вид модуляции используется в передатчике, работающем в длинноволновом диапазоне волн и в УКВ диапазоне? Какова ширина спектра сигнала, излучаемого передатчиком в первом и во втором случаях?

4. Сколько каналов и в каких диапазонах частот отведено телевизионному радиовещанию?

5. Как выглядит спектр сигнала, излучаемого телевизионным передатчиком? Какую ширину спектра он занимает?

6. Зачем телевизионный передатчик включает два полуконспекта? Как суммируются их мощности?

7. Как работают на общую антенну телевизионные передатчики изображения и звука, не мешая друг другу? Какая в них модуляция сигнала?

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. СХЕМЫ КАСКАДОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

СХЕМЫ ПИТАНИЯ ГВВ

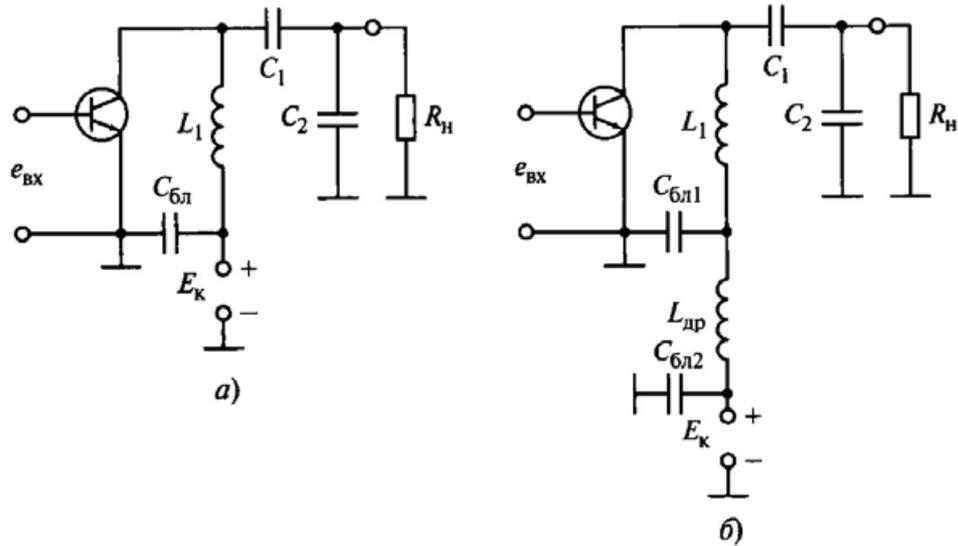


Рис. 1 Схемы последовательного питания коллекторной цепи: простая (а) и с П-образным фильтром (б)

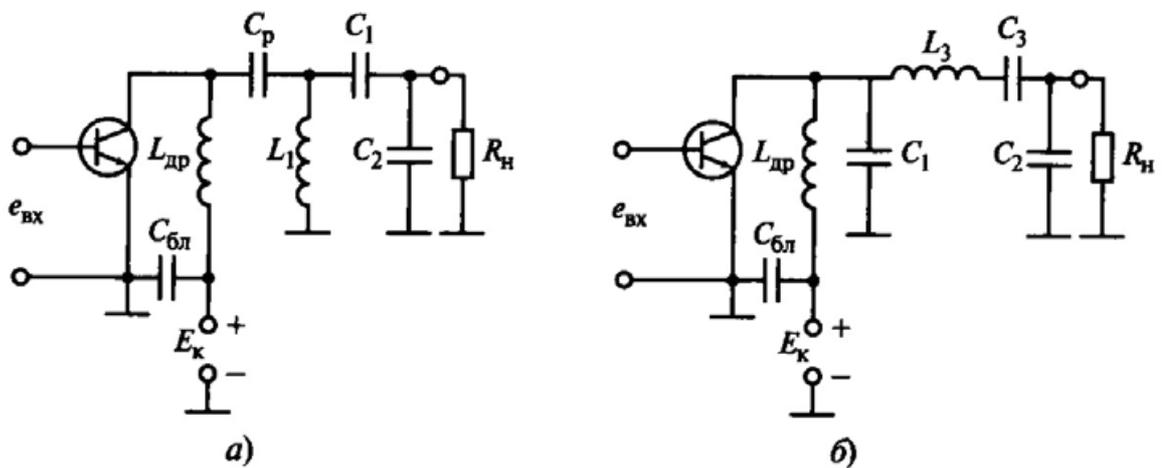


Рис. 2. Схемы параллельного питания коллекторной цепи

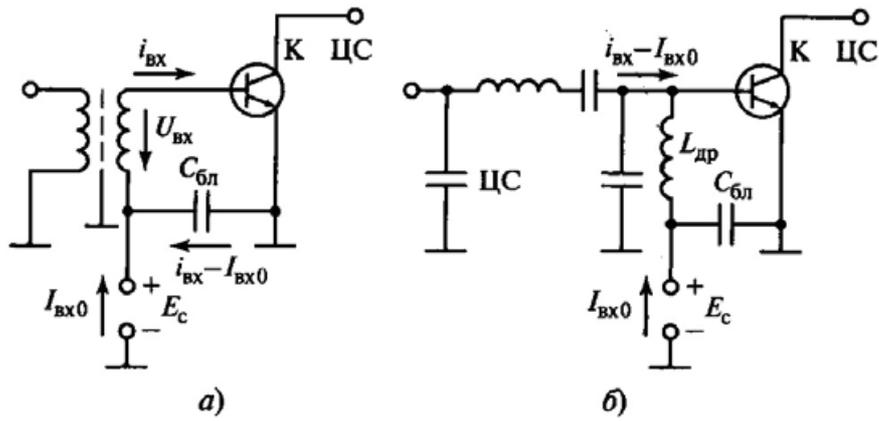


Рис. 3. Схемы последовательного (а) и параллельного (б) питания входной цепи

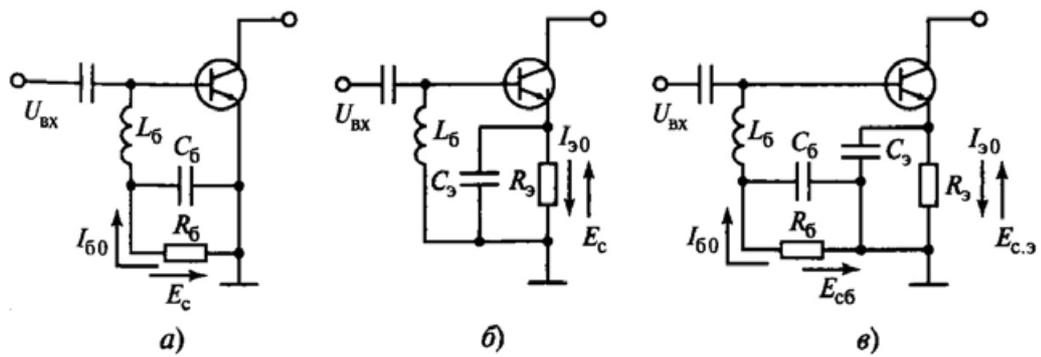


Рис. 4. Схемы автоматического смещения от тока базы (а), тока эмиттера (б) и комбинированная (в)

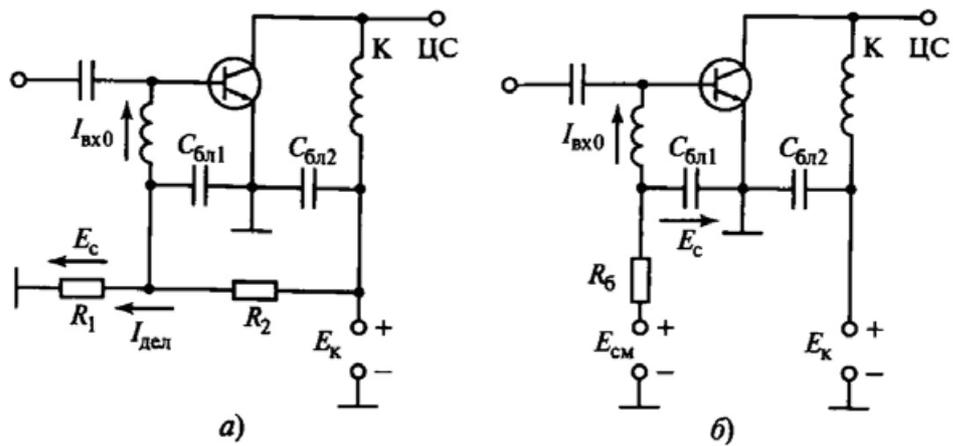


Рис. 5. Схема подачи напряжения смещения от источника коллекторного питания E_k через делитель R_1, R_2 (а) и эквивалентная схема с источником $E_{см}$ и резистором $R_б$ (б)

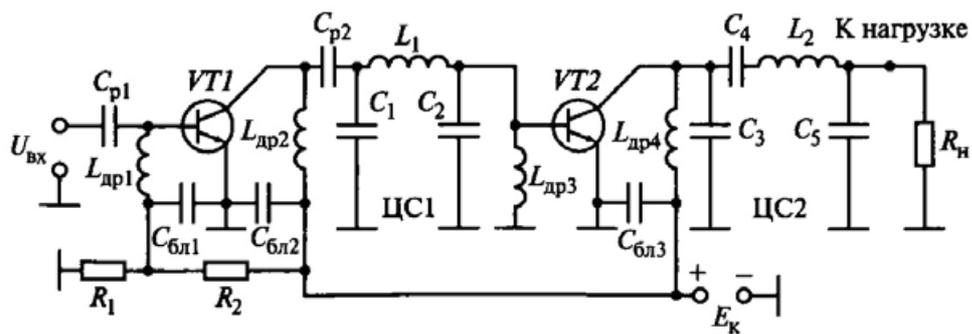


Рис. 6. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя мощности на транзисторах с общим и заземленным эмиттером

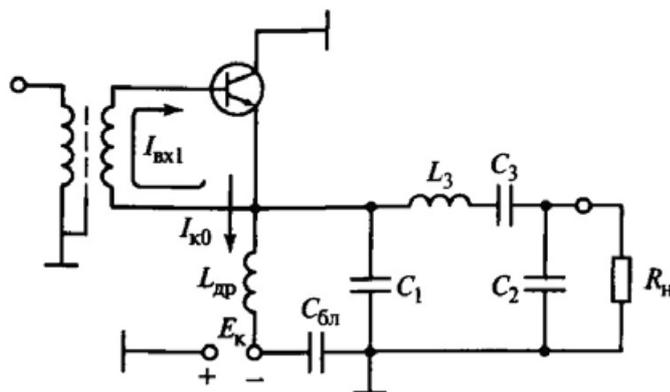


Рис. 7. Принципиальная схема усилителя мощности на транзисторе с общим эмиттером и заземленным коллектором

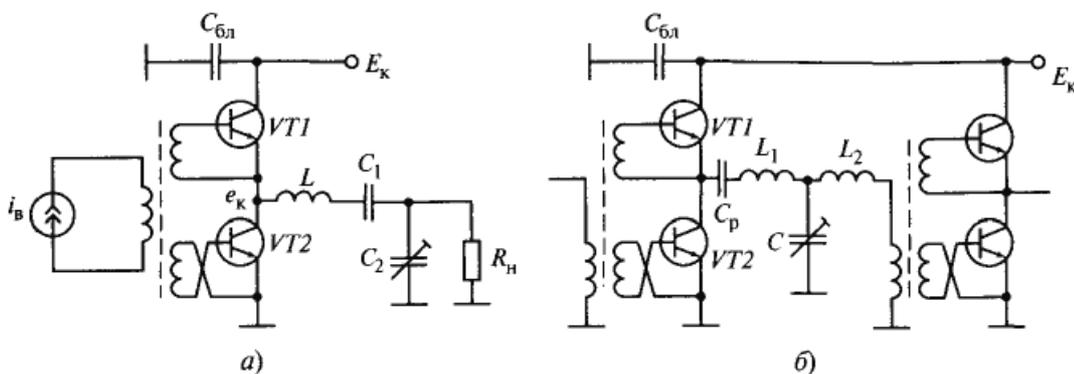


Рис. 8. Ключевые усилители мощности с трансформирующими связями: входной (а) и межкаскадной (б)

АВТОГЕНЕРАТОРЫ

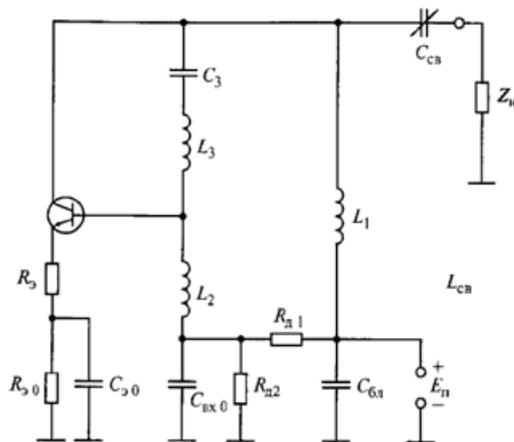


Рис. 9. Пример автогенератора по схеме индуктивной трехточки с общим эмиттером, последовательным питанием цепей коллектора и базы и емкостной связью с нагрузкой

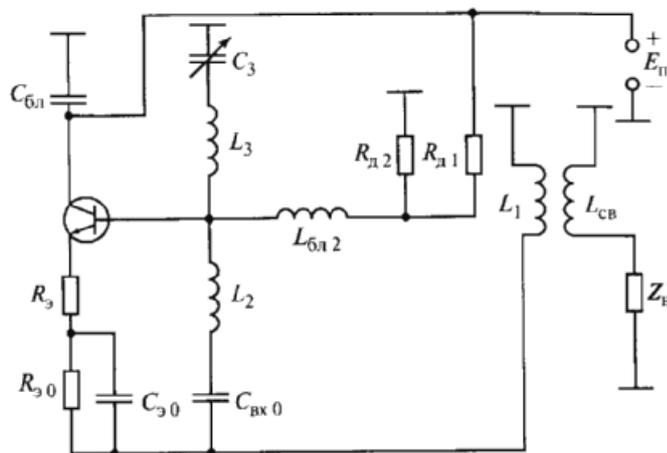


Рис. 10. Пример автогенератора по схеме индуктивной трехточки с общим коллектором, последовательным питанием цепи коллектора, параллельным питанием цепи базы и трансформаторной связью с нагрузкой

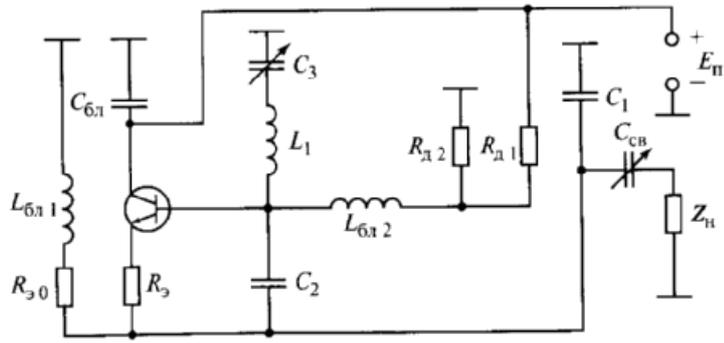


Рис. 11. Пример автогенератора по схеме емкостной трехточки с общим коллектором, параллельным питанием цепей коллектора и базы и емкостной связью с нагрузкой

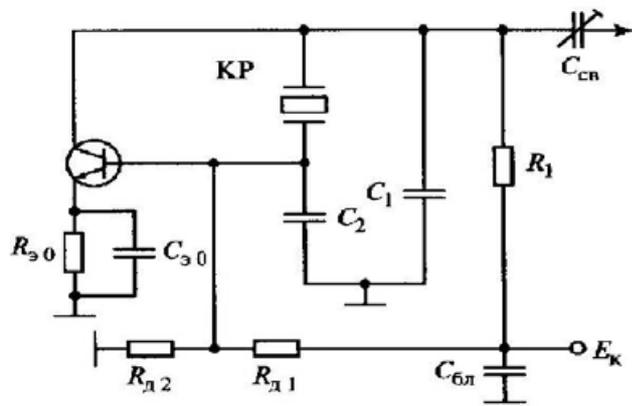
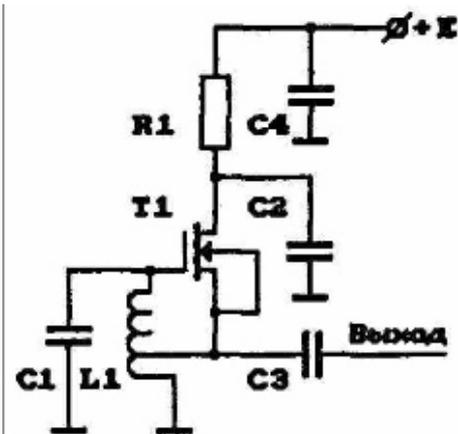
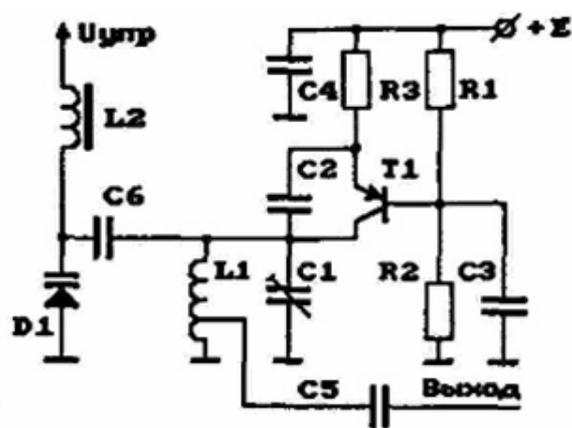
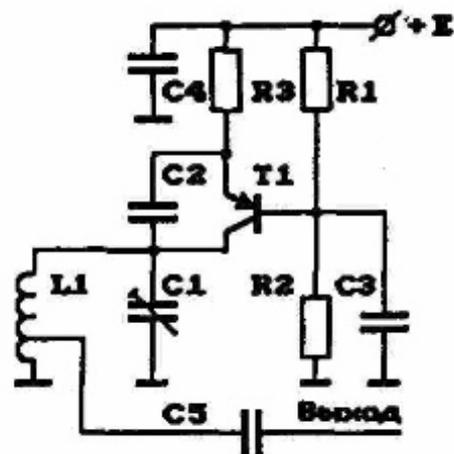
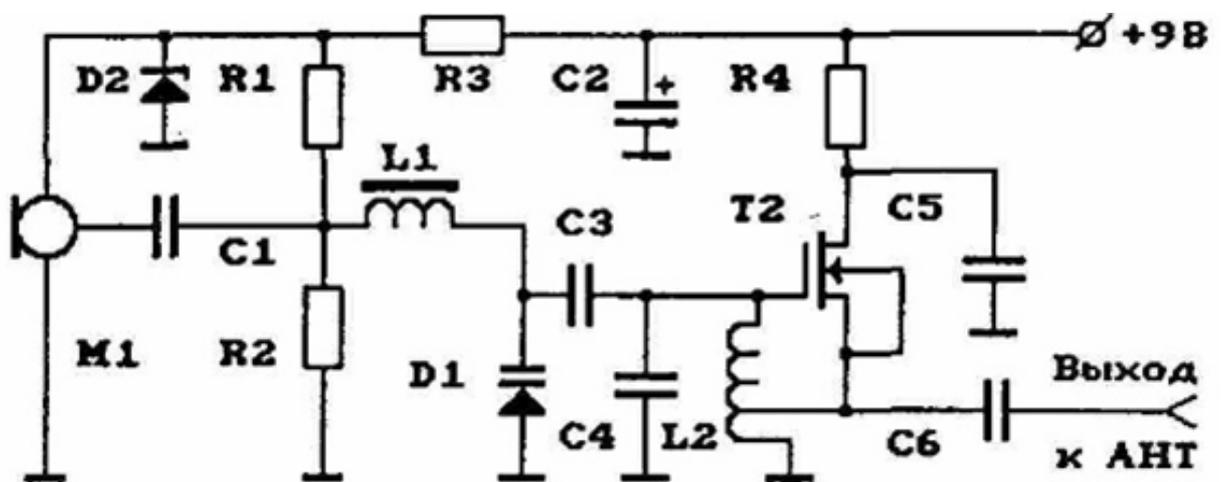
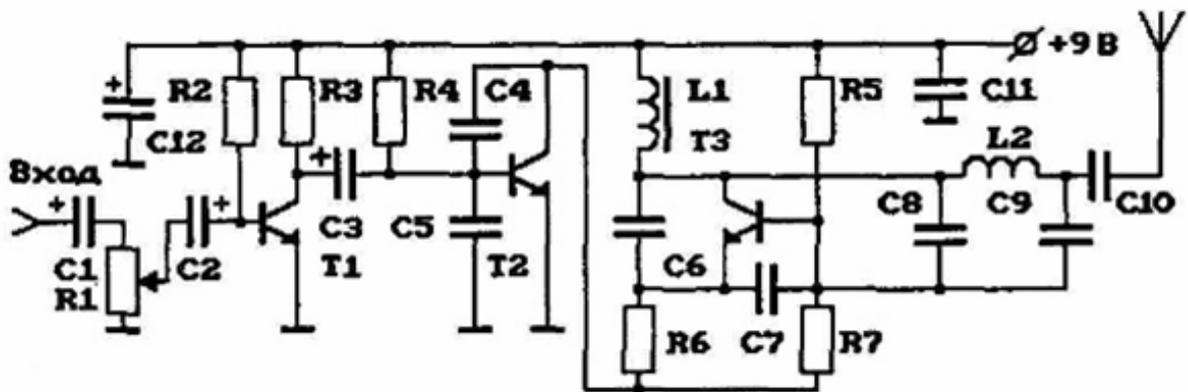
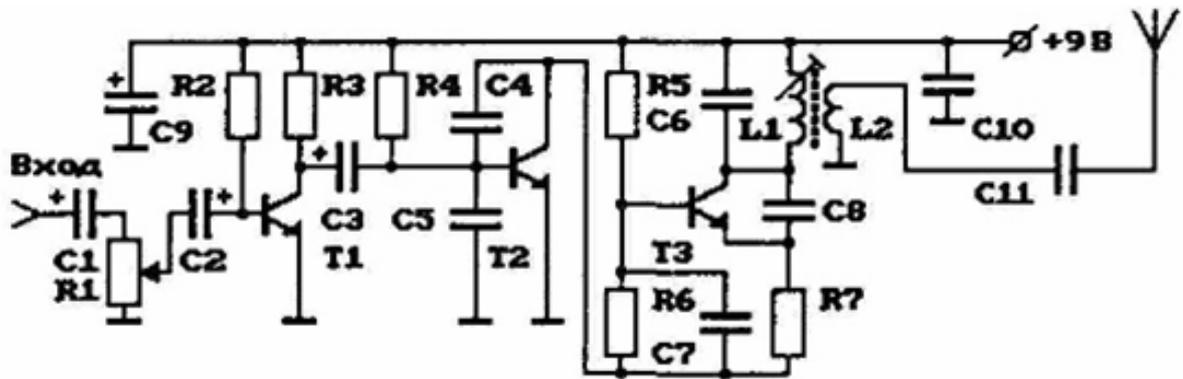
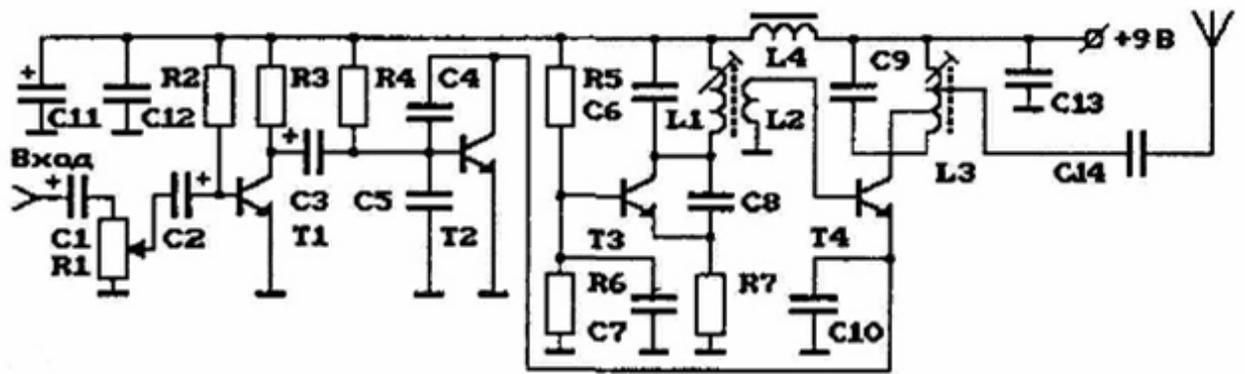
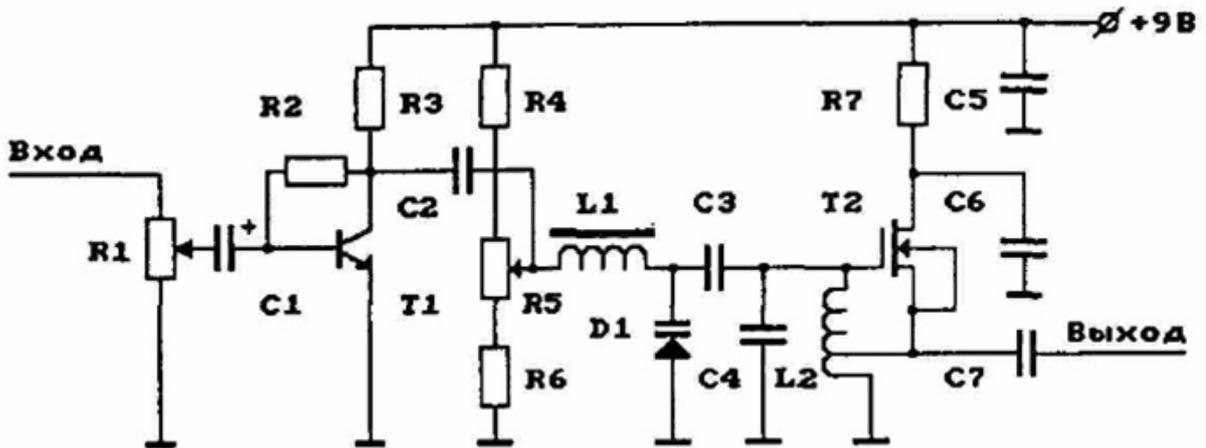
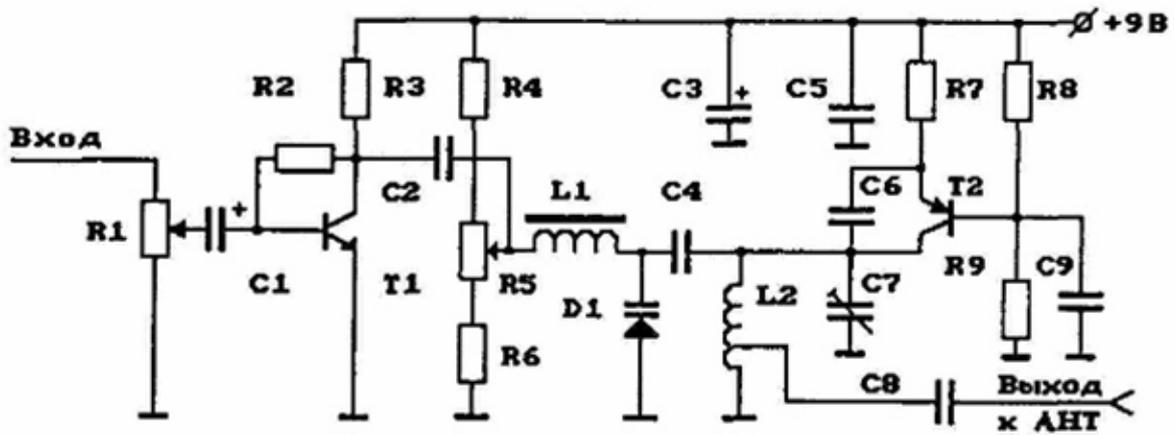
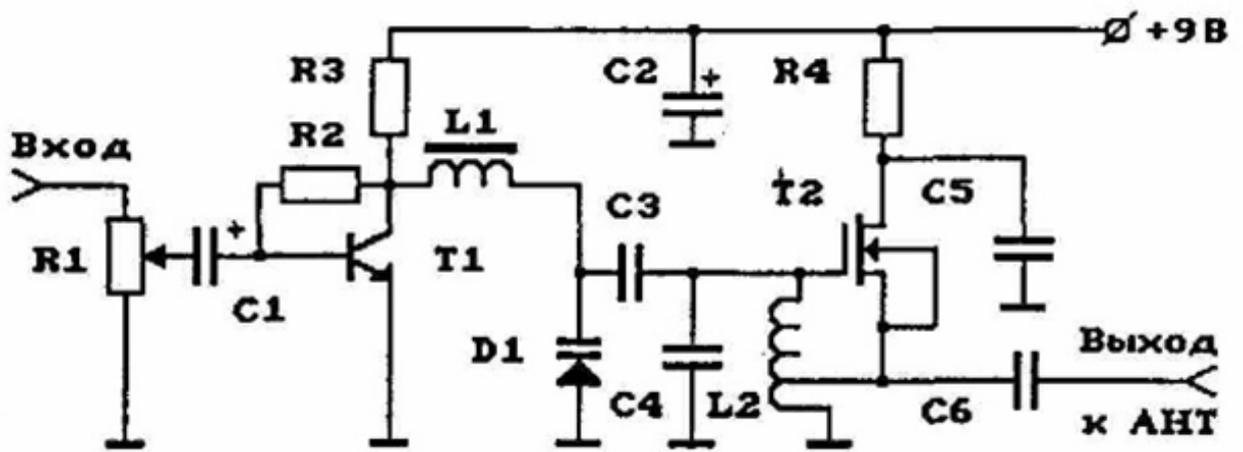


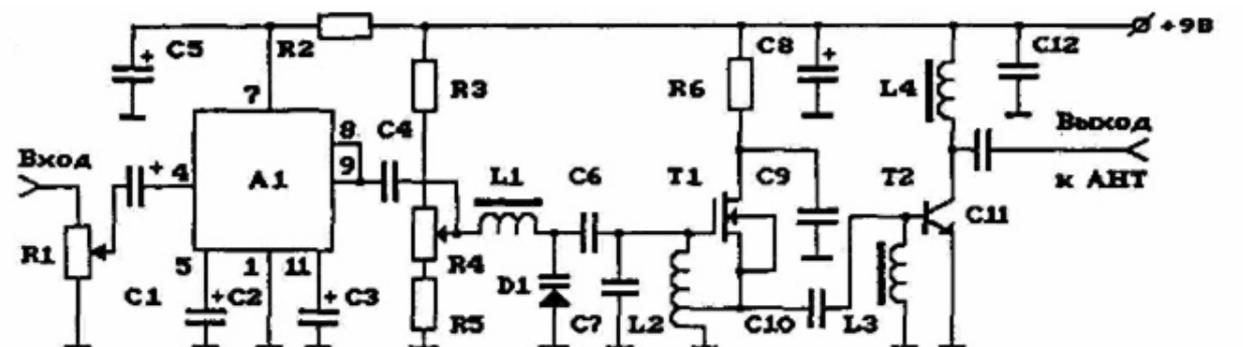
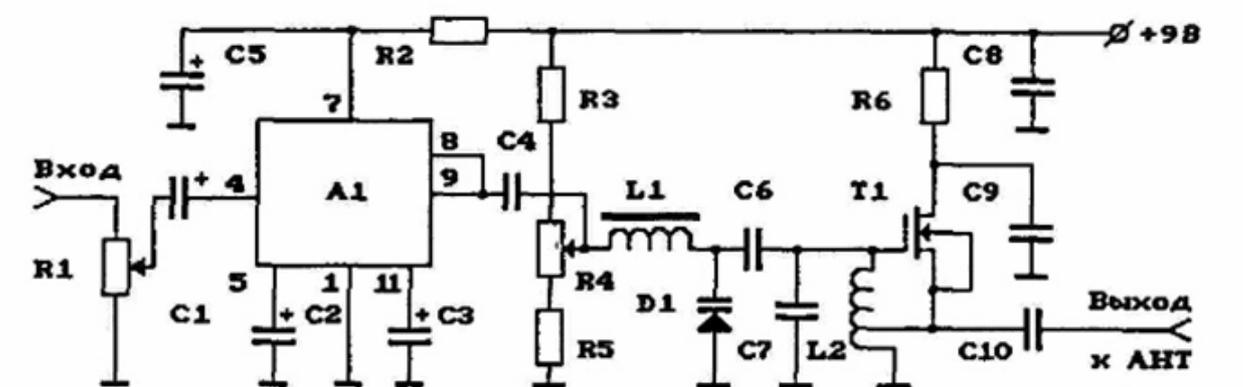
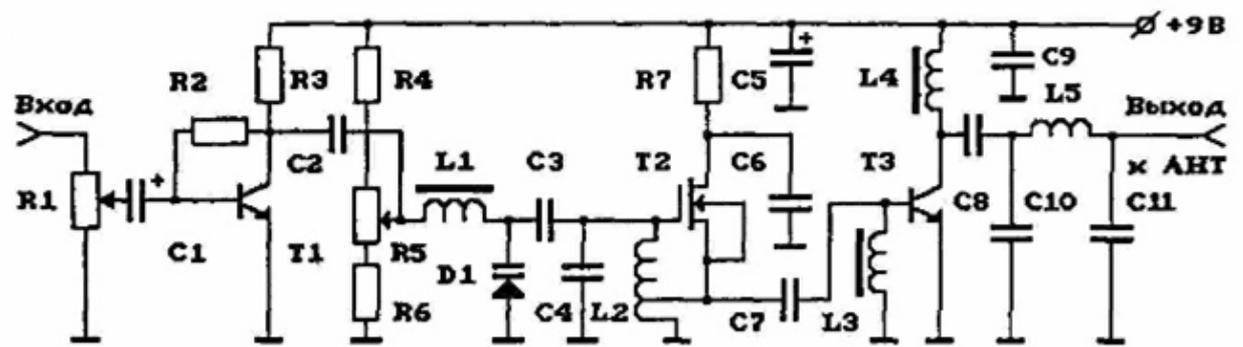
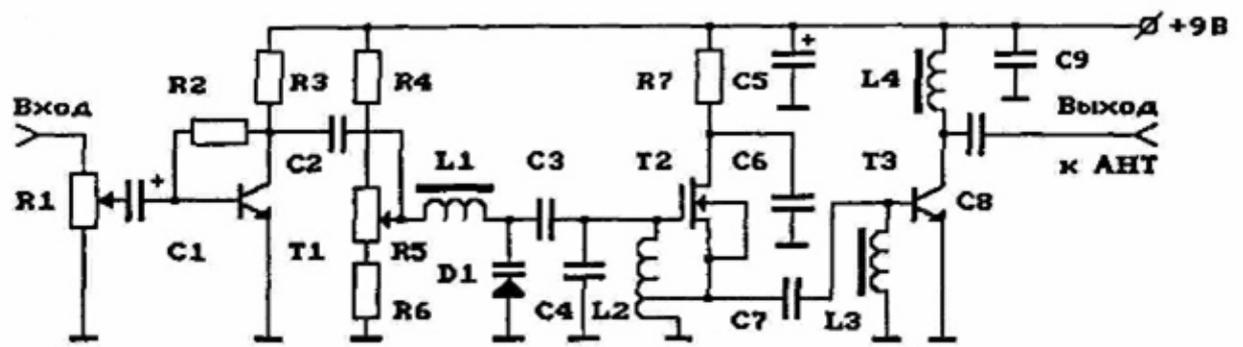
Рис. 12. Пример схемы автогенератора с кварцевым резонатором, включенным между коллектором и базой

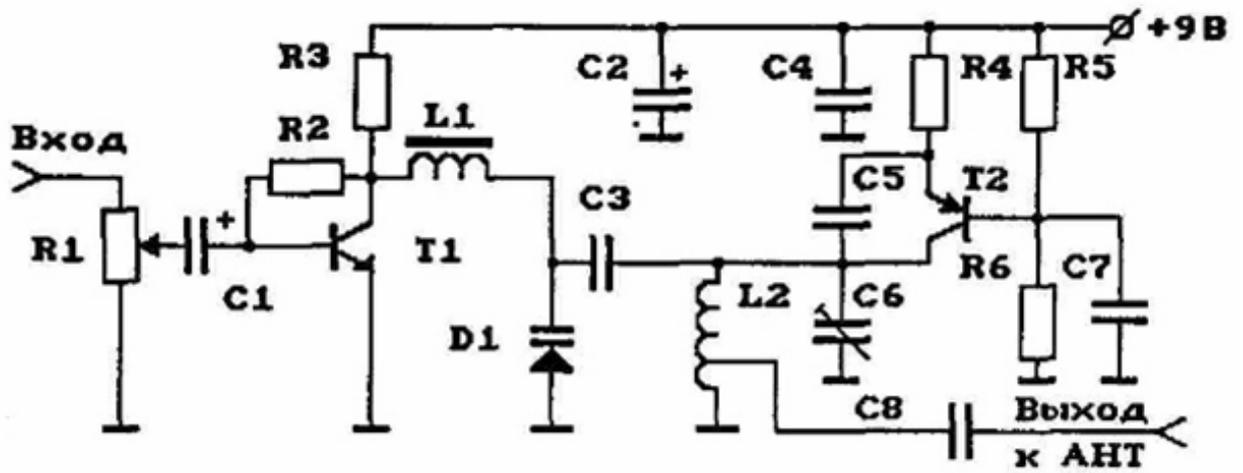
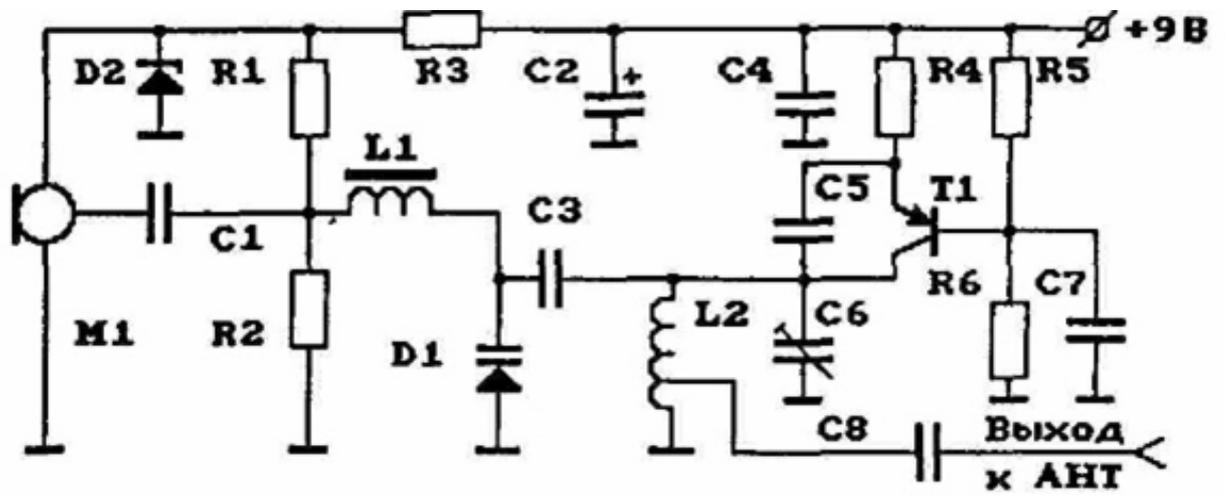
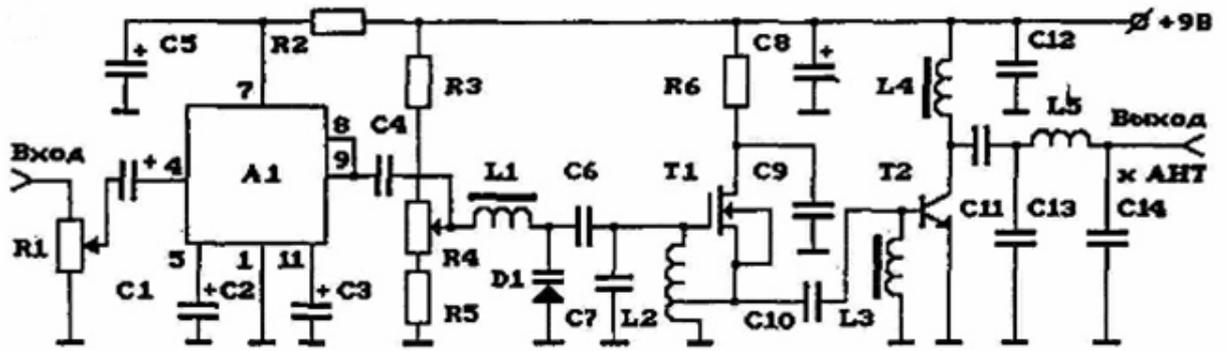
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ПРИМЕРЫ СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ











СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

ОСНОВНАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/ В.В. Шахгильдян, В.Б.Козырев, А.А. Луховкин и др. Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2003. – 559 с.: ил.
2. Ворона В.А. Радиопередающие устройства: Основы теории и расчета : Учеб. пособие для вузов. - М. : Горячая линия-Телеком, 2007. - 383с. : ил
3. Проектирование радиопередатчиков : Учеб. пособие для студ.вузов / Под ред. В.В. Шахгильдяна. - 4-е изд., перераб. и доп. - М. : Радио и связь, 2000. - 653с. : ил.

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА

4. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов : Учеб. пособие для вузов. - М. : Академия, 2005. – 221 с. : ил.
5. Радиопередающие устройства / М. В. Балакирев, Ю. С. Вохмяков, А. В. Журиков и др. Под ред. О. А. Челнокова. – И.: Радио и связь, 1982. - 256 с.
5. Шумилин М. С., Козырев В. Б., Власов В. А.. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. Учебное пособие для техникумов. - М.: Радио и связь, 1987.- 320 с.
6. Альтшуллер Г. Б. Управление частотой кварцевых генераторов. Изд 2-е, перераб. и доп. – М.: Связь. 1975. – 304 с.
7. Клоков В.В., Павликов С.Н Проектирование радиопередающего устройства с частотной модуляцией: Учебно-методическое пособие. – Владивосток, МГУ, 2008. – 75с.
8. Павликов С.Н Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебно-методическое пособие. – Владивосток, МГУ, 2008

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЕ ДОКУМЕНТЫ И ПОСОБИЯ

1. Голик Ф. В. Методические указания по курсовому проектированию 19с.
2. Голик Ф. В. Расчет на заданную мощность транзисторного генератора по схеме с общим эмиттером. Файл MathCad.5с.
3. Голик Ф. В. Расчет на заданную мощность транзисторного генератора по схеме с общей базой. Файл MathCad.7с.
4. Голик Ф. В. Расчет на заданное эквивалентное сопротивление нагрузки транзисторного генератора по схеме с общим эмиттером. Файл MathCad.5с.
5. Голик Ф. В. Расчет на заданное эквивалентное сопротивление нагрузки транзисторного генератора по схеме с общей базой. Файл MathCad.5с.
6. Голик Ф. В. Расчет на полное использование коллекторного напряжения транзисторного генератора по схеме с общим эмиттером. Файл MathCad.6с.
7. Голик Ф. В. Расчет на полное использование коллекторного напряжения транзисторного генератора по схеме с общей базой. Файл MathCad.6с.
8. Голик Ф. В. Расчет транзисторного диапазонного автогенератора. Файл MathCad.5с.
9. Голик Ф. В. Расчет кварцевого автогенератора. Файл MathCad.7с.
10. Тихомиров П. И. Лабораторные работы по курсу «Устройства генерирования и формирования сигналов» 38 с.

Содержание

Введение	4
Лекция 1. История развития радиопередающих устройств	5
1.1. Место и функции радиопередающих устройств.....	5
1.2. Истоки развития радиопередатчиков	6
1.3. Основные этапы развития техники и теории РПДУ	13
Вопросы для самоконтроля:	14
Лекция 2. Классификация, каскады, структурная схема и параметры радиопередатчиков.....	15
2.1 Классификация РПДУ	15
2.2. Каскады и блоки РПДУ	17
2.3. Структурная схема РПДУ	18
2.4. Параметры радиопередатчика	20
Вопросы для самоконтроля:	23
Лекция 3. Принципы генерирования и усиления ВЧ и СВЧ колебаний	25
3.1. Физические механизмы работы ВЧ и СВЧ генераторов.....	25
3.2. Генератор на электровакуумном приборе.....	26
3.3. Генератор на биполярном транзисторе	27
3.4. Генератор на полевом транзисторе	27
3.5. Генератор на диоде.....	28
3.6. Клистронный генератор	28
3.7. Генератор на лампе бегущей волны	31
3.8. Время взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем	33
Вопросы для самоконтроля:	36
Лекция 4. Основы теории ВЧ генератора с внешним возбуждением	37
4.1. Обобщенная схема генератора с внешним возбуждением и ее анализ	37
4.2. Баланс мощностей в ВЧ генераторе	40
4.3. Динамические характеристики ВЧ генератора и максимально отдаваемая им мощность	41
4.4. Нагрузочные, амплитудные и частотные характеристики ВЧ генератора	45
4.5. Согласование электронного прибора с источником возбуждения и нагрузкой и номинальный коэффициент усиления по мощности ВЧ генератора	48
Вопросы для самоконтроля:	50
Лекция 5. Ламповые высокочастотные генераторы с внешним возбуждением	51
5.1. Типовая электрическая схема лампового ГВВ	51
5.2. Статические характеристики триода и тетрода и их аппроксимация... ..	53
5.3. Определение токов и напряжений в ламповом ГВВ	55
5.4. Динамическая характеристика и режимы работы ВЧ лампового генератора	60
Вопросы для самоконтроля:	65

Лекция 6. Ламповые высокочастотные генераторы с внешним возбуждением	66
6.1. Методика расчета лампового ГВВ	66
6.2. Нагрузочные характеристики и оптимальные режимы работы лампового генератора.....	69
6.3. Ламповый ГВВ с общей сеткой	72
6.4. Электрические схемы ламповых ГВВ	75
Вопросы для самоконтроля:	79
Лекция 7. Транзисторные ГВВ	81
7.1. Типы мощных транзисторов, используемых в генераторах	81
7.2. Биполярные транзисторы	82
7.3. Полевые транзисторы.....	94
Вопросы для самоконтроля:	97
Лекция 8. Режимы работы и методика расчете транзисторного ГВВ	98
8.1. Анализ работы и режимы работы транзисторного генератора с внешним возбуждением.....	98
8.2. Методика расчета ВЧ генератора с биполярным транзистором.....	103
Вопросы для самоконтроля:	106
Лекция 9. Ключевой режим и сравнительный анализ транзисторных генераторов.....	107
9.1. Ключевой режим работы ВЧ транзисторного генератора	107
9.2. Сравнительный анализ трех типов генераторов с внешним возбуждением: лампового, с биполярным и полевым транзисторами.....	109
Вопросы для самоконтроля:	111
Лекция 10 . Электрические цепи ВЧ ГВВ.....	112
10.1. Назначение и классификация цепей.....	112
10.2. Согласующие цепи в узкополосных ВЧ транзисторных генераторах	114
10.3. Согласование ВЧ генератора с антенной	118
Вопросы для самоконтроля:	121
Лекция 11. Электрические цепи широкополосных генераторов.....	122
11.1. Согласующие электрические цепи в широкополосных ВЧ генераторах	122
11.2. Широкополосный транзисторный усилитель с согласующими цепями лестничного типа.....	124
11.3. Широкополосный транзисторный усилитель с трансформатором на длинной линии.....	125
Вопросы для самоконтроля:	126
Лекция 12. Автогенераторы и стабилизация частоты автоколебаний	128
12.1. Назначение, классификация и принцип действия	128
12.2. Установившийся режим автоколебаний	130
14.3. Стабильность частоты АГ	134
12.4. Кварцевые АГ	139
Вопросы для самоконтроля:	143
Лекция 13. Синтезаторы частоты	144

13.1. Назначение и параметры синтезатора частот	144
15.2. Автоматическая подстройка частоты	145
15.3. Частотная автоподстройка частоты	148
15.4. Фазовая автоподстройка частоты	151
15.5. Цифровой синтезатор частот	153
Вопросы для самоконтроля:	155
Лекция 14. Полупроводниковые умножители частоты	156
14.1. Назначение, принцип действия и основные параметры	156
17.2. Транзисторный умножитель частоты	157
17.3. Диодные умножители частоты	158
Вопросы для самоконтроля:	161
Лекция 15. Амплитудная модуляция	162
15.1. Виды модуляции	162
15.2. Амплитудная модуляция	165
19.3. Амплитудная анодная и коллекторная модуляция	168
19.4. Амплитудная сеточная и базовая модуляция	171
Вопросы для самоконтроля:	173
Лекция 16. Однополосная амплитудная модуляция	175
16.1. Нелинейные искажения сигнала при амплитудной модуляции	175
16.2. Однополосная модуляция	176
16.3. Структура ОБП сигнала	178
16.4. Усиление ОБП сигнала в двухканальном усилителе (схема Кана) ..	179
16.5. Формирование ОБП сигнала	180
Вопросы для самоконтроля:	180
Лекция 17. Частотная и фазовая модуляция	182
17.1. Основные определения	182
21.3. Спектр сигнала при частотной и фазовой модуляции	184
21.4. Методы осуществления угловой модуляции	185
21.5. Частотный и фазовый модуляторы	187
21.6. Стабилизация частоты несущей при частотной модуляции	189
Вопросы для самоконтроля:	191
Лекция 18. Частотная и фазовая модуляция дискретных сообщений	192
18.1. Частотная и фазовая модуляция дискретных сообщений	192
22.2. Фазовая телеграфия (ФТ)	193
22.3. Частотная телеграфия	194
Вопросы для самоконтроля:	199
Лекция 19. Импульсная модуляция	200
19.1. Параметры и спектр сигнала при импульсной модуляции	200
23.2. Структурная схема и классификация импульсных модуляторов	202
23.3. Импульсный модулятор жесткого типа с емкостным накопительным элементом	203
23.4. Импульсный модулятор мягкого типа с искусственной линией	206
23.5. Внутриимпульсная частотная модуляция	208
Вопросы для самоконтроля:	210
Лекция 20. Радиопередатчики ВЧ диапазона различного назначения	211
	233

20.1. Радиовещательные радиопередатчики	211
24.2. Телевизионные радиопередатчики	214
Вопросы для самоконтроля:	217
Приложение 1. Схемы каскадов транзисторных передатчиков	219
Схемы питания ГВВ	219
Автогенераторы	222
Приложение 2. Примеры схем транзисторных радиопередатчиков	224
Список литературы	229
Основная литература	229
Дополнительная литература	229
Учебно-методические документы и пособия	229