

А. А. ИВАНКОВ, С. П. МОСКВИТИН

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ТРЕХ ЧАСТЯХ

ЧАСТЬ 1

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА



**Тамбов
Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
2025**

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тамбовский государственный технический университет»

А. А. ИВАНКОВ, С. П. МОСКВИТИН

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ТРЕХ ЧАСТЯХ

ЧАСТЬ 1

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Утверждено Ученым советом университета в качестве учебного пособия
для студентов 3–4 курсов, обучающихся по направлениям подготовки
11.03.01, 11.04.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные
технологии и системы связи»

Учебное электронное издание



Тамбов
Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
2025

УДК 621.37(076)
ББК з84я73-5
И18

Рецензенты:

Кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры
«Информационные системы и защита информации» ФГБОУ ВО «ТГТУ»
А. В. Яковлев

Кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры «Теоретическая и экспериментальная физика»
ФГБОУ ВО «ТГУ им. Г. Р. Державина»
М. А. Суслин

Иванков, А. А.

И18 Приемопередающие устройства [Электронный ресурс] : учебное пособие : в 3-х ч. / А. А. Иванков, С. П. Москвитин. – Тамбов : Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ».
ISBN 978-5-8265-2879-2

Ч. 1. Радиопередающие устройства. – 2025. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Системные требования: ПК не ниже класса Pentium II; CD-ROM-дисковод; 3,5 Mb; RAM; Windows 95/98/XP; мышь. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-8265-2887-7

Изложены типовые схемы и базовые принципы построения устройств генерирования и формирования радиосигналов в основных диапазонах и с различными видами модуляции. Приведены физические принципы работы и описаны схемные решения функциональных элементов и узлов радиопередающих устройств.

Предназначено для студентов 3–4 курсов, обучающихся по направлениям подготовки 11.03.01, 11.04.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

УДК 621.37(076)
ББК з84я73-5

*Все права на размножение и распространение в любой форме остаются за разработчиком.
Нелегальное копирование и использование данного продукта запрещено.*

ISBN 978-5-8265-2879-2 (общ.) © Федеральное государственное бюджетное
ISBN 978-5-8265-2887-7 (ч. 1) образовательное учреждение высшего образования
«Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВО «ТГТУ»), 2025

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие имеет целью дать студентам теоретические и практические знания по радиопередающим устройствам средств связи, инфокоммуникации, радиолокации и радионавигации, необходимые для усвоения последующих дисциплин и для правильной эксплуатации существующего и перспективного радиооборудования.

Предметом изучения являются:

- вопросы теории радиопередающих устройств;
- общие принципы построения радиопередающих устройств современных и перспективных систем радиосвязи, инфокоммуникации, радиолокации и радионавигации;
- схемотехника основных усилительных и генераторных каскадов передатчиков;
- структурные и функциональные схемы передатчиков.

Предназначено для студентов, изучающих методы построения и функционирования систем радио- и телевизионной связи, инфокоммуникационных систем и устройств, а также будет полезно для студентов, изучающих системы радиопередачи данных и системы радиолокации и радионавигации.

В учебном пособии изложены основные понятия и правила построения радиопередающих систем диапазонов ВЧ, УВЧ, СВЧ и ССВЧ, способы формирования передатчиком радиосигнала на базе различных методов модуляции с использованием наиболее распространенной элементной базы.

Учебное пособие состоит из семи разделов.

В первом разделе изложены общие сведения об устройствах генерирования и формирования радиосигналов; представлена краткая история развития радиопередающих устройств, их классификация; состав и основные характеристики.

Во втором разделе рассматриваются принципы функционирования и расчета высокочастотных генераторов с внешним возбуждением (ГВВ), физические процессы генерирования и формирования радиосигналов, способы построения схем ГВВ.

В третьем разделе рассматривается схемотехника резонансных ГВВ, методы повышения мощности и совместная работа нескольких генераторов на общую нагрузку.

Четвертый раздел посвящен рассмотрению теории автогенераторов. В нем рассматриваются вопросы по условиям самовозбуждения, стационарности и устойчивости автоколебаний, типовые схемы автогенераторов, методы и способы стабилизации частоты.

В пятом разделе представлены принципы построения синтезаторов частоты, методы формирования дискретной сетки частот в аналоговых и дискретных синтезаторах, методы фильтрации побочных составляющих.

В шестом разделе рассмотрены принципы формирования сигналов с амплитудной модуляцией. Даны основные понятия и определения параметров и энергетических показателей. Описываются способы и схемы сеточной и базовой, анодной и коллекторной модуляции. Отдельно рассмотрены способы и схемы формирования однополосной и импульсной модуляции.

В седьмом разделе изложены методы формирования сигналов с угловой модуляцией – частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ). Представлены схемы электронно-перестраиваемых ЧМ- и ФМ-автогенераторов, и рассмотрены методы коррекции модуляционных характеристик ЧМ-генераторов.

Освоение материала, изложенного в учебном пособии, предполагает наличие у студентов базовых знаний в области физики, теории электрических цепей и основ теории электрической связи, радиолокации и радионавигации.

Учебное пособие рекомендовано для студентов 3–4 курсов бакалавриата, обучающихся по направлениям подготовки 11.03.01, 11.04.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи». Оно может быть полезно для студентов, инженеров и научных работников, занимающихся разработками и исследованиями в области радиотехники.

Настоящее учебное пособие рекомендуется применять в качестве дополнительного материала к лекционным курсам радиотехнических учебных дисциплин и использовать для самостоятельной работы при подготовке к практическим занятиям.

В списке литературы приведены источники, материалы из которых были использованы при написании учебного пособия и создателям которых авторы выражают искреннюю благодарность.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСТРОЙСТВАХ ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

1.1. КРАТКАЯ ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Развитие радиопередающих устройств (РПДУ) начинается в 1896 году, когда преподаватель Минного офицерского класса г. Кронштадта Александр Степанович Попов (1859 – 1906) продемонстрировал 7 мая 1895 года изобретенный им искровой передатчик. В последующие сто лет развития радиотехники, элементной базы и схемотехники РПДУ принято выделять три основных периода.

Первый период – доламповый. В этот период для создания электромагнитных колебаний использовались искровые, а несколько позже дуговые и машинные передатчики.

Второй период – ламповый. Его началу послужило изобретение в 1913 году немецким ученым Александром Мейснером первого лампового триодного генератора с самовозбуждением. Ламповые генераторы позволили вывести радиотехнику, и в первую очередь радиовещание, на принципиально новый технический уровень. Благодаря амплитудной модуляции появилась возможность передавать и принимать сигналы звуковой частоты. Электронные лампы быстро вытеснили все прочие типы высокочастотных радиотехнических устройств.

В России активное развитие радиотехники начинается в 1918 году с создания в Нижнем Новгороде радиолaborатории под руководством М. А. Бонч-Бруевича. Собранный им коллектив талантливых инженеров в короткие сроки создал образцы мощных генераторных ламп и сконструировал первую ширококвотательную радиостанцию, которая заработала 16 декабря 1920 года.

В двадцатые годы в нашей стране начала быстро развиваться радиотехника и для нужд армии, флота и авиации. В 1921 году успешно прошел испытания первый ламповый передатчик АК-1, предназначенный для самолетной связи. Быстрыми темпами развивалось





и радиовещание. Уже в 1933 году СССР вышел на первое место в мире по мощности сети радиовещательных станций. В этом же году под руководством А. Л. Минца была построена самая мощная в мире радиостанция имени Коминтерна с выходной мощностью 500 кВт.

В тридцатых годах прошлого века началось интенсивное освоение диапазона СВЧ в связи, радиолокации, радионавигации и телеуправлении. В 1932 году Д. А. Рожанским и А. Н. Арсеньевой был изобретен пролетный клистрон – генераторный прибор СВЧ, по конструкции принципиально отличающийся от электронной лампы. В 1936–1937 годах А. Ф. Алексеевым и Д. Е. Маляровым был создан многорезонаторный магнетрон – простой, экономичный и мощный прибор СВЧ, нашедший широкое применение в радиолокации.

Третий период – полупроводниковый. Он начался в 1948 году, когда американские ученые Д. Бардин и В. Браттейн сконструировали первый транзистор, а В. Шокли сформулировал теорию р-п-перехода, и продолжается по настоящее время.

Появление полупроводников не остановило развитие электровакуумных приборов. В это же время создаются лампы бегущей и обратной волны, которые позволили осуществить широкополосное усиление и автогенерацию СВЧ-колебаний малой и большой мощности.

В настоящее время разработано большое количество электровакуумных и полупроводниковых приборов, которые дают возможность генерировать электромагнитные колебания практически во всем диапазоне радиочастот.

В конце XX– начале XXI века началось активное освоение радиотехникой оптического диапазона частот. Появление полупроводниковых лазеров и оптоволокна позволили значительно увеличить скорость передачи, приема и обработки информации. Большая роль в разработке и внедрении этих устройств принадлежит группе российских ученых под руководством Жореса Алферова.

1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Радиопередающие устройства можно классифицировать по ряду признаков: назначению, выходной мощности, диапазону частот, роду работы, способу транспортировки (месту установки) и др.

По назначению различают передатчики связные, радиовещательные, телеметрические, радиолокационные и др.

Таблица 1

Диапазон частот	Обозначение диапазонов	Длина волны	Наименование волн
3...30 кГц	Очень низкие частоты (ОНЧ)	10...100 км	Мириаметровые волны
30...300 кГц	Низкие частоты (НЧ)	1...10 км	Километровые волны
300...3000 кГц	Средние частоты (СЧ)	100...1000 м	Гектометровые волны
3...30 МГц	Высокие частоты (ВЧ)	10...100 м	Декаметровые волны (ДКМВ)
30...300 МГц	Очень высокие частоты (ОВЧ)	1...10 м	Метровые волны (МВ)
300...3000 МГц	Ультравысокие частоты (УВЧ)	10...100 см	Дециметровые волны (ДМВ)
3...30 ГГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	1...10 см	Сантиметровые волны (СМВ)
30...300 ГГц	Крайне высокие частоты (КВЧ)	1...10 мм	Миллиметровые волны
300...3000 ГГц	Гипервысокие частоты (ГВЧ)	0,1...1,0 мм	Децимиллиметровые волны
Выше 3000 ГГц	Частоты оптического диапазона	Менее 0,1 мм	Световые волны

По выходной мощности передатчики разделяются на маломощные (менее 100 Вт), средней мощности (100 Вт...10 кВт), мощные (10...1000 кВт) и сверхмощные (более 1000 кВт) [1].

Классификация диапазонов радиочастот, в которых могут работать передатчики, приведена в табл. 1.

По роду работы (виду излучения) различают передатчики телеграфные, телефонные, однополосные, импульсные и т.д.

По способу транспортировки передатчики подразделяют на стационарные и подвижные (переносные, автомобильные, корабельные, самолетные и т.д.).

Международным союзом электросвязи разработана классификация излучений. Класс излучения – это совокупность характеристик излучения, обозначаемая установленными условными обозначениями. Нормируемыми характеристиками излучений являются тип модуляции несущей, обозначаемой буквами латинского алфавита (первый знак условного обозначения класса излучения), характер модулирующего сигнала, отображаемый арабскими цифрами (второй знак), и тип передаваемой информации, указываемый латинскими буквами (третий знак) [2].

Для обозначения передатчика по классу излучения применяются буквенно-цифровые индексы, состоящее из пяти знаков.

Первый знак (буква) характеризует вид модуляции:

N – немодулированная несущая;

A – амплитудная модуляция,

H – однополосная модуляция с полной (ослабленной до – 6 дБ) несущей;

R – однополосная модуляция с ослабленной до – 18 дБ несущей;

J – однополосная модуляция с подавленной (до – 40 дБ) несущей;

B – независимые боковые полосы;

F – частотная модуляция;

G – фазовая модуляция;

P – импульсная модуляция;

V – комбинированная импульсная.

Второй знак (цифра) обозначает характер модулирующего сигнала:

0 – модулирующий сигнал отсутствует;

1 – телеграфирование без модулирующей звуковой частоты;

2 – тональная телеграфия;

3 – аналоговый модулирующий сигнал;

7 – два или более дискретных канала;

8 – аналоговая информация;

9 – сложная система с одним или несколькими каналами, содержащими квантованную или цифровую информацию.

Третий знак (буква) обозначает вид передаваемой информации:

N – информация не передается;

A – телеграфия (прием на слух);

B – прием автоматический;

C – факсимиле и др.

Код из трех индексов характеризует основные признаки излучения. Для уточнения особенности радиоизлучения используются два последующих дополнительных знака:

– четвертый знак – для подробных данных о сигнале, например *J* – передача звука с приемлемым для коммерческой связи качеством;

– пятый знак – для информации о характере уплотнения, например *F* – частотное уплотнение [3].

Если дополнительные индексы не используются, то проставляются два тире.

Для полного обозначения излучения перед обозначением класса излучения с помощью четырех знаков можно указать необходимую ширину полосы частот, которая при данном классе излучения достаточна для обеспечения передачи сообщений с необходимой скоростью и качеством при определенных условиях. Например, обозначения ширины полосы частот в любительской радиосвязи:

200Н – 200 Гц (для CW-сигнала);

2К70 – 2,7 кГц (для SSB-сигнала);

12К0 – 12 кГц (для FM-сигнала) и др.

Пример обозначения передатчика по классу излучения:

2К70Н3Е – однополосная амплитудная телефония с полной несущей и шириной полосы частот 2,7 кГц;

12К0Г7В – многоканальный фазовый телетайп с шириной полосы пропускания 12 кГц.

1.3. СОСТАВ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Обобщенная структурная схема радиопередатчика изображена на рис. 1. Возбудитель формирует высокостабильные колебания в заданном диапазоне частот. Далее эти колебания усиливаются в предварительных каскадах ($ПК_1 \dots ПК_n$) и поступают на выходной каскад (ВК). ВК обеспечивает усиление до заданной мощности и согласование усилительных каскадов с антенной. Антенна излучает радиоволны в пространство [3].

Для управления колебаниями, формируемыми в возбудителе, служит модуляционное устройство (МУ). В зависимости от назначения передатчика модуляция может осуществляться в возбудителе (на низком энергетическом уровне) либо в ВК (на высоком энергетическом уровне). Модуляция может быть осуществлена и в предварительных каскадах.

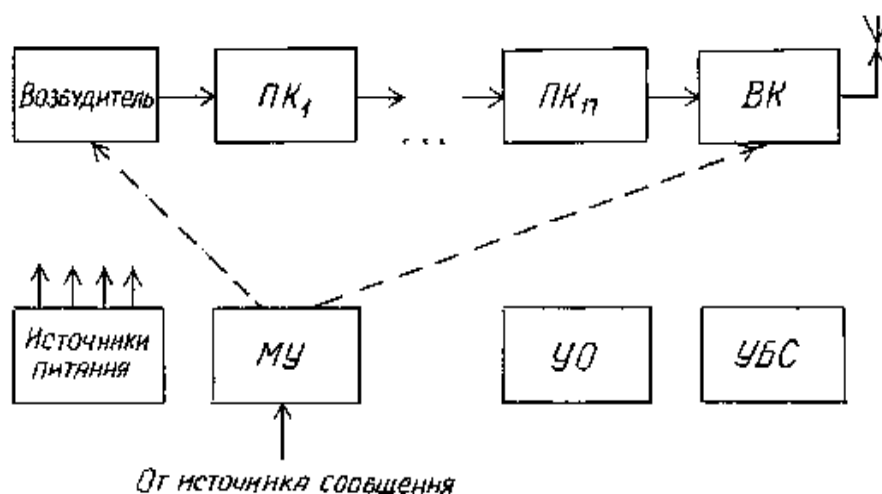


Рис. 1. Обобщенная структурная схема радиопередатчика

В зависимости от назначения и конструкции радиопередатчик может дополнительно содержать устройство охлаждения (УО), поддерживающее заданный тепловой режим передатчика, и устройство блокировки и сигнализации (УБС), которое выдает информацию о режиме работы передатчика, обеспечивает его включение и выключение и служит для безопасности обращения с ним обслуживающего персонала. Источники питания необходимы для подачи заданных напряжений на соответствующие каскады передатчика [3].

Преобразование *дискретного* сообщения в сигнал обычно осуществляется в виде двух операций – *кодирования* и *модуляции*. Кодирование представляет собой преобразование сообщения в последовательность кодовых символов, а модуляция – преобразование этих символов в сигналы, пригодные для передачи по каналу. При приеме производятся обратные операции: *демодуляции* и *декодирование*.

В современных системах передачи дискретных сообщений принято различать две группы относительно самостоятельных устройств: *кодеки* и *модемы*. Кодеком называется устройство, преобразующее сообщение в код (кодер) и код в сообщение (декодер), а модемом – устройства, преобразующие код в сигнал (модулятор) и сигнал в код (демодулятор).

1.4. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

К основным характеристикам радиопередающих устройств относятся:

1. *Рабочая частота* или *диапазон рабочих частот*. Требования к ним определяются в зависимости от назначения радиолинии, расположения пунктов передачи и приема, международного распределения радиочастот, условий распространения радиоволн и др.

2. *Вид модуляции*. Эта характеристика определяется назначением передатчика. В передатчиках, предназначенных для радиосвязи, в основном используются АМ, ЧМ, ФМ и однополосная модуляция (ОМ). В радиолокационных и радионавигационных передатчиках в большинстве случаев применяется импульсная модуляция.

3. *Выходная мощность*. Это активная мощность, передаваемая передатчиком в антенно-фидерное устройство, или эквивалент нагрузки. Во многих случаях передатчики характеризуются пиковой мощностью, под которой понимают выходную мощность, соответствующую максимальной амплитуде радиочастотного сигнала.

4. *Стабильность частоты* – характеристика автогенераторов, показывающая отклонение частоты генератора (уход частоты) от первоначального значения $\frac{\Delta f}{f}$, где Δf – величина ухода частоты (Гц); f – первоначальное (номинальное) значение частоты (Гц). Таким образом, стабильность частоты – величина безразмерная. Современные передатчики имеют относительную стабильность частоты около $10^{-6} \dots 10^{-7}$. Иногда требуется и более высокая стабильность частоты, которая обеспечивается специальными техническими мерами.

5. *Коэффициент полезного действия (КПД)* – отношение выходной мощности передатчика к полной мощности, потребляемой от источников питания.

6. *Эксплуатационные характеристики*. К ним относятся массо-габаритные параметры передатчика, удобство эксплуатации и ремонта, надежность, устойчивость к внешним воздействиям и др. [4].

Контрольные вопросы

1. Назовите основные периоды развития радиопередающих устройств.
2. Какие выдающиеся ученые России и мира внесли основной вклад в развитие радиопередающих устройств?
3. Назовите основные признаки, по которым классифицируются радиопередающие устройства.
4. Что такое класс излучения? Как обозначаются передатчики по классам излучения?
5. Нарисуйте структурную схему радиопередающего устройства, охарактеризуйте элементы, входящие в его состав.
6. Назовите основные характеристики радиопередающих устройств.

2. ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ И РАСЧЕТА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

2.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЦЕССОВ ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) предназначен для преобразования электрической энергии источника питания в энергию радиочастотных колебаний под воздействием входного сигнала. Обычно частота генерируемых колебаний совпадает с частотой входного сигнала. Тогда ГВВ называют *усилителем мощности* колебаний. ГВВ, на выходе которого частота колебаний в целое или дробное число раз больше частоты входного сигнала, называется *умножителем частоты*.

Функциональная схема ГВВ представлена на рис. 2. Любой ГВВ содержит активный элемент (АЭ), цепи возбуждения, нагрузки и питания.

Нагрузка выходной цепи активного элемента Z_H отличается от сопротивления реального потребителя $Z_{пт}$, которому через цепь согласования (ЦС) передается мощность от АЭ. ЦС трансформирует $Z_{пт}$ в сопротивление Z_H , требуемое для получения расчетного режима работы АЭ на заданной частоте.

В качестве активных элементов в ГВВ, работающих в диапазонах ВЧ и ОВЧ, используют электронные лампы (триоды, тетроды, пентоды) или транзисторы (биполярные и полевые) [3].

Физические процессы ГВВ проанализируем для случая, когда в качестве АЭ применяется электронная лампа. Принципиальная схема триодного ГВВ представлена на рис. 3.

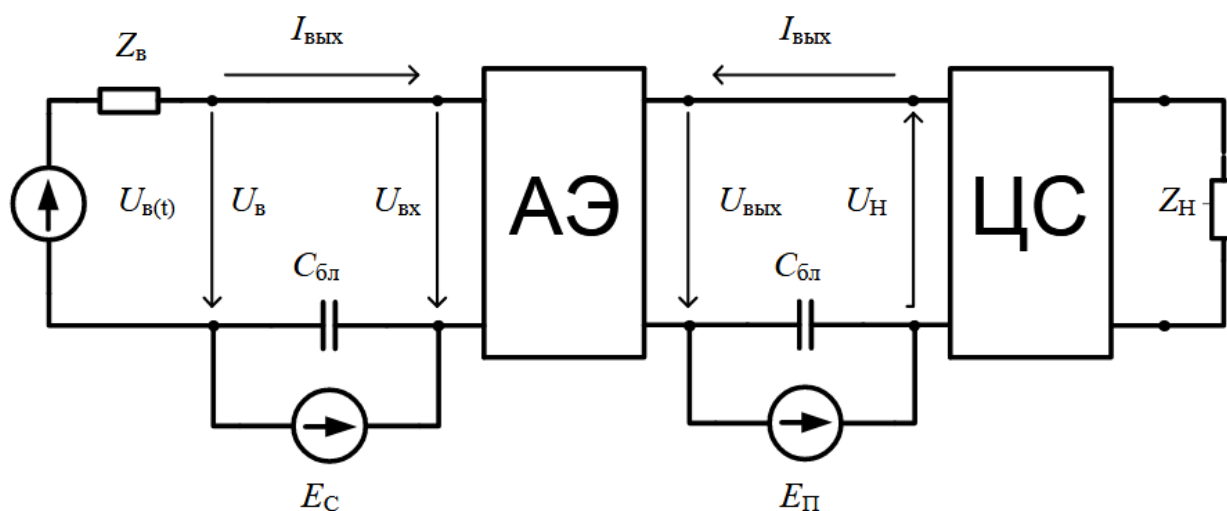


Рис. 2. Обобщенная функциональная схема ГВВ

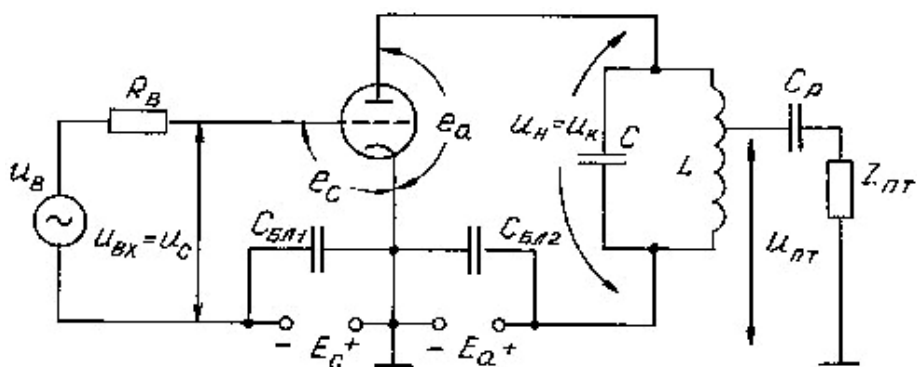


Рис. 3. Принципиальная схема триодного ГВВ

Условимся обозначать ЭДС источников постоянного тока большими буквами E , амплитудные значения переменных напряжений и токов – большими буквами U и I , мгновенные значения напряжений и токов – соответствующими малыми буквами u и i , результирующие напряжения от источников постоянного и переменного напряжения – малыми буквами e .

При воздействии входного напряжения

$$u_{\text{вх}} = u_c = U_c \cos \omega t, \quad (1)$$

результирующее напряжение на управляющей сетке изменяется по закону

$$e_c = E_c + U_c \cos \omega t. \quad (2)$$

Изобразим результирующее напряжение (2) под вольт-амперной характеристикой лампы, направив ось времени вниз (рис. 4). На этом же рисунке справа покажем закон изменения во времени анодного и сеточного токов лампы.

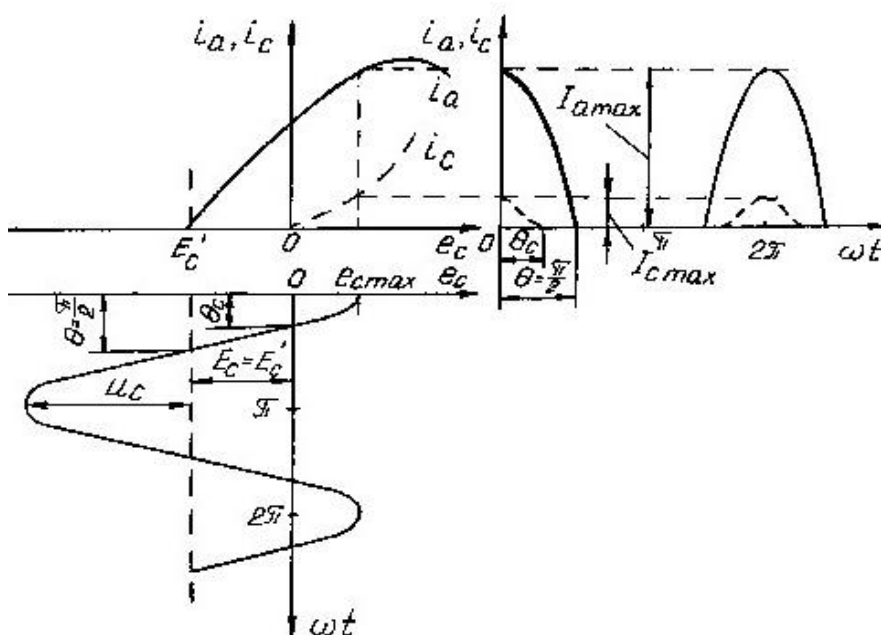


Рис. 4. Анодно-сеточные характеристики триода

Напряжение смещения E_c положим равным напряжению запирания лампы E_c' при данном анодном напряжении. При этом во время положительного полупериода напряжения возбуждения (2) лампа будет открыта, а во время отрицательного – закрыта. Такой режим работы называют режимом B .

Как видно из рис. 4, анодный ток лампы представляет последовательность импульсов. В случае, когда начало координат соответствует середине импульса, т.е. импульс анодного тока является четной функцией, периодическую последовательность таких импульсов можно представить следующим рядом Фурье

$$i_a = I_{a0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{an} \cos n\omega t, \quad (3)$$

где
$$I_{a0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a(\omega t) d(\omega t); \quad (4)$$

$$I_{an} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_a(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t). \quad (5)$$

Выражение (3) показывает, что анодный ток будет проявлять себя так, как будто он состоит из постоянной составляющей и бесконечной суммы переменных токов кратных частот (гармоник).

Ток управляющей сетки лампы появляется только при положительном результирующем значении напряжения на сетке $e_c > 0$ и также будет иметь характер периодической последовательности косинусоидальных импульсов (пунктирные импульсы на рис. 4). Эти импульсы можно представить рядом Фурье:

$$i_c(\omega t) = I_{c0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{cn} \cos n\omega t. \quad (6)$$

В анодную цепь лампы включен контур, который настраивается на частоту первой гармоники анодного тока. Вследствие высокой добротности контура ($Q = 75...300$) высшие гармоники проходят через контур, практически не создавая на нем падения напряжения. Для первой же гармоники анодного тока контур будет представлять активное сопротивление

$$R_3 = \frac{\rho^2}{r_k} = \frac{L}{Cr_k}, \quad (7)$$

где ρ – характеристическое сопротивление контура; r_k – сопротивление потерь в контуре; L, C – индуктивность и емкость контура.

На эквивалентном сопротивлении контура R_3 будет создаваться падение напряжения, находящееся в фазе с первой гармоникой анодного тока

$$u_k = R_3 I_{a1} \cos \omega t = U_k \cos \omega t. \quad (8)$$

Результирующее напряжение на аноде лампы равно

$$e_a = E_a - U_k \cos \omega t. \quad (9)$$

Знаки «+» в (2) и «-» в (9) указывают на противофазность переменных напряжений на сетке и аноде.

На рисунке 5 приведены графики напряжений и токов, поясняющие физические процессы в ГВВ.

В умножителях частоты анодный контур настроен на n -ю гармонику частоты входного сигнала, и на эквивалентном сопротивлении контура будет создаваться падение напряжения n -й гармоники. Графики на рис. 4 и 5 относятся к случаю, когда работа ГВВ происходит с отсечкой анодного (сеточного) тока.

Углом отсечки анодного (сеточного) тока называют фазовый угол θ , соответствующий половине той части периода колебаний, в течение которой в анодной (сеточной) цепи протекает ток [3].

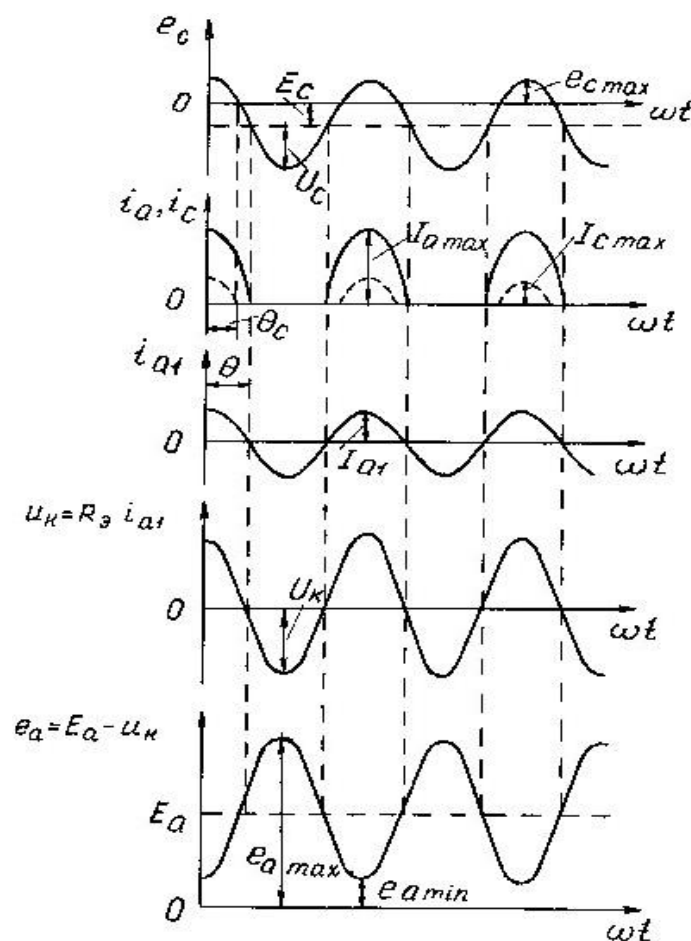


Рис. 5. Графики напряжений и токов, поясняющие физические процессы в ГВВ

2.2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГВВ

В зависимости от величины угла отсечки анодного тока различают режимы работы ГВВ:

A – при $\theta = \pi$;

AB – при $\pi/2 < \theta < \pi$;

B – при $\theta = \pi/2$;

C – при $\theta < \pi/2$.

В режиме A работа генератора происходит без отсечки анодного тока. При этом в анодной цепи форма тока (и напряжения) точно воспроизводит закон изменения напряжения входного сигнала. Однако работа без отсечки анодного тока энергетически невыгодна.

В остальных режимах работа генератора происходит с отсечкой анодного тока.

Из рисунка 4 легко уяснить, что требуемый режим устанавливается исходным напряжением смещения E_c и амплитудой напряжения возбуждения U_c .

2.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГВВ

В качестве активных элементов в ГВВ, работающих в диапазонах ВЧ и ОВЧ, используют электронные лампы (триоды, тетроды, пентоды), транзисторы (биполярные и полевые).

При кусочно-линейной аппроксимации реальные ВАХ генераторных ламп заменяются отрезками параллельных прямых. Идеализированные анодные и анодно-сеточные характеристики генераторного триода показаны на рис. 6, a и b соответственно. Семейство анодных характеристик представляет собой ряд равностоящих параллельных прямых, соответствующих разным напряжениям на управляющей сетке.

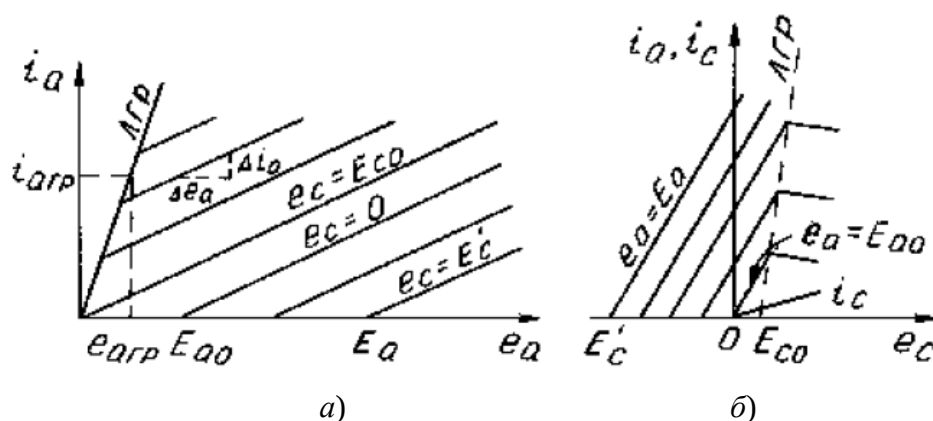


Рис. 6. Идеализированные анодно-сеточные характеристики триода

Угол наклона анодных характеристик к горизонтальной оси определяется внутренним дифференциальным сопротивлением лампы r_Δ :

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta e_c} = \frac{1}{r_a} = SD, \quad (10)$$

где $S = \frac{\Delta i_a}{\Delta e_c}$ – крутизна анодно-сеточной характеристики лампы; $D = \frac{\Delta e_c}{\Delta e_a}$ – проницаемость лампы.

Отношение приращения напряжений в формуле для проницаемости имеет отрицательный знак, но отрицательное значение D не имеет смысла. Поэтому формулу для D пишут в виде модуля:

$$D = \left| \frac{\Delta e_c}{\Delta e_a} \right|, \text{ или } D = -\frac{\Delta e_c}{\Delta e_a}. \quad (11)$$

Отрезок прямой линии, выходящий из начала координат (рис. 6, *a*), на котором сходятся идеализированные анодные характеристики, определяет линию граничного режима (ЛГР). Угол наклона ЛГР характеризуется крутизной

$$S_{\text{гр}} = \frac{1}{r_{\text{нас}}} = \frac{i_{\text{а.гр}}}{e_{\text{а.гр}}}. \quad (12)$$

На анодно-сеточных характеристиках (рис. 6, *б*) ЛГР отмечена пунктирной прямой; она разграничивает области, где анодный ток сильно зависит от e_c (слева от ЛГР) и слабо зависит от e_c (справа от ЛГР).

Анализируя анодные и анодно-сеточные характеристики, можно выделить характерные значения напряжений на управляющей сетке и аноде лампы:

E_{c0} – сеточное напряжение приведения, при котором анодная характеристика выходит из начала координат; это напряжение всегда положительно.

E_{a0} – анодное напряжение приведения, при котором анодно-сеточная характеристика выходит из начала координат.

E_c' – напряжение запираания лампы при анодном напряжении, равном напряжению источника E_a ; напряжение запираания лампы отрицательно или равно нулю (при $e_a = E_{a0}$). В генераторных лампах различают три состояния (рис. 6, *a*), характеризуемых совокупностью токов и напряжений на ее электродах:

- состояние отсечки, когда лампа закрыта ($e_c < E_c'$, $i_a = 0$);
- состояние управления, при котором анодный ток сильно зависит от напряжения на управляющей сетке;
- состояние насыщения, при котором анодный ток слабо зависит от напряжения на управляющей сетке [3].

Состояние насыщения характеризуется значениями токов и напряжений, соответствующих ЛГР. Однако на реальных анодных характеристиках слабая зависимость анодного тока от напряжения на управляющей сетке наблюдается

в некоторой области, примыкающей к ЛГР (область квазинасыщения – ограничена ЛГР и пунктирной линией).

Найдем уравнения семейства идеализированных вольт-амперных характеристик. Уравнение анодно-сеточной характеристики (рис. 6, б) при значении анодного напряжения E_{a0} будет иметь вид

$$i_a = S e_c. \quad (13)$$

При напряжении E_a уравнение соответствующей анодно-сеточной характеристики записывается в виде

$$i_a = S (e_c - E_c'), \quad (14)$$

где напряжение e_c и E_c' берутся с учетом знака.

Рассматривая обе характеристики (4) и (5) в месте их пересечения с осью абсцисс, можно, с учетом определения проницаемости лампы, записать

$$D = -\frac{\Delta e_c}{\Delta e_a} = -\frac{E_c' - 0}{E_a - E_{a0}},$$

откуда $E_c' = -D (E_a - E_{a0}). \quad (15)$

Подставив выражение (15) в (14), получим

$$i_a = S [e_c + D (E_a - E_{a0})]. \quad (16)$$

Соотношения (14) и (16) являются уравнениями идеализированных вольт-амперных характеристик лампы.

Динамической характеристикой генератора называется зависимость мгновенного значения тока в цепи любого электрода электронного прибора от изменения напряжений на его электродах. Динамические характеристики, определяющие анодный ток триодного ГВВ, представляются зависимостями $i_a = f(e_a)$, $i_a = f(e_c)$, построенными на соответствующих вольт-амперных характеристиках лампы.

Уравнение динамической характеристики $i_a = f(e_a)$ можно получить, если в выражении (16) вместо напряжения E_a подставить результирующее напряжение e_a из соотношения (9), так как в динамическом режиме анодное напряжение не постоянно, а изменяется

$$i_a = S [e_c + D (e_a - E_{a0})]. \quad (17)$$

Подставив соотношения (2) и (9) в (17), получим

$$i_a = S [(U_c - DU_k)\cos\omega t + E_c - E_c']. \quad (18)$$

Это уравнение называют *основным уравнением* лампового генератора.

Из выражения (18) можно выделить соотношение для переменной составляющей анодного тока

$$i_{a\sim} = S (U_c - DU_k)\cos\omega t. \quad (19)$$

Если бы проницаемость лампы равнялась нулю,

$$i_{a\sim} = S U_c \cos \omega t. \quad (20)$$

Сравнивая выражения (19) и (20), можно заключить, что из-за проницаемости лампы как бы уменьшается амплитуда напряжения на управляющей сетке. Этот эффект называют реакцией анода. Величину напряжения, действующего на сетке лампы при наличии реакции анода, называют управляющим напряжением:

$$U_y = U_c - DU_k. \quad (21)$$

Из выражения (9) определим $\cos \omega t$ и подставим в (18). В результате получим

$$i_a = S \left[(U_c - DU_k) \frac{E_a - e_a}{U_k} \right] = A - Be_a. \quad (22)$$

Из выражения (22) следует, что полученное уравнение динамической характеристики $i_a = f(e_a)$ есть уравнение прямой. Следовательно, для построения динамической характеристики достаточно найти две ее точки и по ним провести прямую линию. Выполним эти построения на анодных характеристиках лампы (рис. 7), предположив известными напряжения E_a , E_c , U_c , U_k .

1. При $\omega t = 0$ в соответствии с выражениями (2) и (9) имеем

$$e_c = E_c + U_c \cos \omega t = E_c + U_c = e_{c \max};$$

$$e_a = E_a - U_k \cos \omega t = E_a - U_k = e_{a \min}.$$

На идеализированных анодных характеристиках напряжением $e_{c \max}$ и $e_{a \min}$ соответствует точка M .

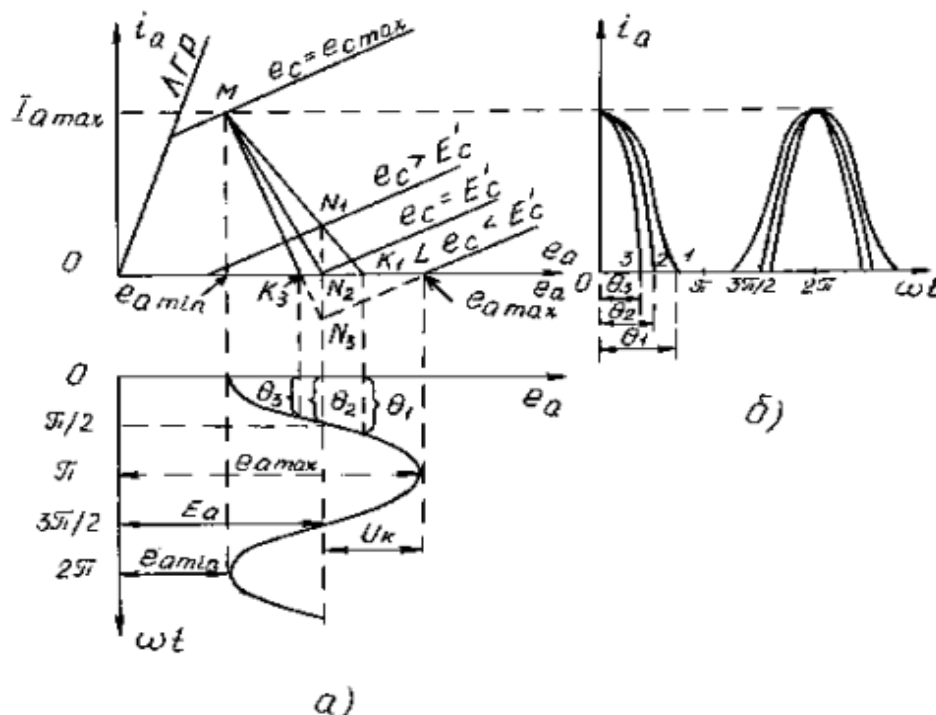


Рис. 7. Анодные характеристики триода

2. При $\omega t = \pi/2$ $e_c = E_c$; $e_a = E_a$, т.е. на лампу действуют только постоянные напряжения. Возможны три случая:

1) $E_c > E_c'$ – этому значению соответствует точка N_1 на рис. 6, а, $\theta_1 > \pi/2$, что соответствует режиму AB ;

2) $E_c = E_c'$ – точка N_2 оказывается на оси абсцисс, $\theta_2 = \pi/2$, режим B ;

3) $E_c < E_c'$ – точка N_3 располагается ниже оси абсцисс, $\theta_3 < \pi/2$, режим C .

Таким образом, при значениях $0 \leq \omega t \leq \pi/2$ положения динамических характеристик определяются точками M и N_1, N_2, N_3 . Соответствующие трем указанным случаям импульсы анодного тока показаны в правой части рис. 7. Импульс, обозначенный цифрой 1, относится к работе ГВВ в режиме AB ; импульс 2 соответствует режиму B ; импульс 3 – режиму C .

3. При $\omega t = \pi$ $e_c = E_c - U_c = e_{c \min}$, $e_a = E_a + U_k = e_{a \max}$.

Для $\pi/2 \leq \omega t \leq \pi$ $i_a = 0$ и динамические характеристики, претерпевая в точках K_1, N_2 и K_3 излом, далее идут по оси абсцисс до точки L , соответствующей $e_{a \max}$.

4. При $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ рабочая точка проходит вдоль рассмотренных отрезков прямых в обратном направлении. Следовательно, процесс повторяется каждый период колебаний [1].

Отметим, что аналогично динамической характеристике $i_a = f(e_a)$ в анодной системе координат можно построить динамическую характеристику $i_a = f(e_c)$ в анодно-сеточной системе координат [3].

2.4. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ НА ФОРМУ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ГЕНЕРАТОРА

Рассмотрим, как изменяются динамические характеристики и форма импульсов анодного тока в анодной системе координат при фиксированных напряжениях E_c, U_c, E_a и различных значениях эквивалентного сопротивления R_3 контура в анодной цепи лампы.

Значения E_c и E_a определяют точку N динамической характеристики (рис. 8, а). Верхний конец динамической характеристики (точка M) при изменении R_3 будет перемещаться по вольт-амперной характеристике анодного тока, для которой $e_c = e_{c \max} = E_c + U_c = \text{const}$.

При $R_{31} = 0$, $U_{k1} = 0$ динамическая характеристика представляет собой вертикальную прямую линию, идущую из точки N через точку K_1 к точке M_1 . Импульс анодного тока имеет косинусоидальную форму, его амплитуда немного меньше, чем в предыдущем случае (импульс 2 на рис. 8, б).

При $R_{32} > 0$ появится падение напряжения на контуре U_{k2} , и верхняя точка динамической характеристики будет находиться в точке M_2 , для которой $e_c = e_{c \max}$; $e_a = E_a - U_{k2}$.

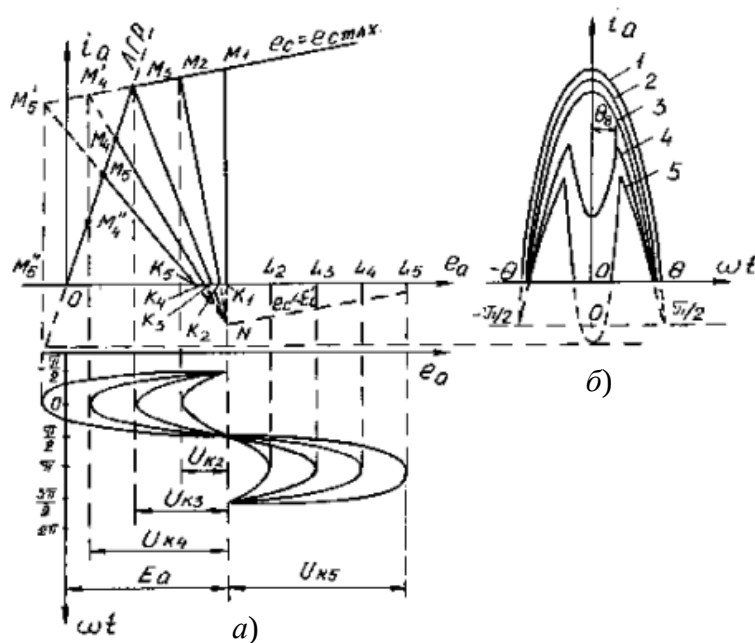


Рис. 8. Влияние сопротивления нагрузки на форму импульсов тока генератора

Динамическая характеристика из этой точки также идет к точке N . Однако в точке K_2 пересечения динамической характеристики с осью абсцисс происходит излом характеристики, и далее она идет вдоль оси абсцисс до точки L_2 . Таким образом, при сопротивлении контура R_{32} динамическая характеристика имеет вид ломаной линии $M_2 K_2 N$. Импульс анодного тока имеет косинусоидальную форму, его амплитуда немного меньше, чем в предыдущем случае (импульс 2 на рис. 8, б).

Пусть R_{33} будет таким, что верхний конец динамической характеристики попадает в точку M_3 , лежащую на пересечении прямой, соответствующей $e_c = e_{c \max}$, с ЛГР. Динамическая характеристика из точки M_3 идет к точке N , но в точке K_3 происходит ее излом, и далее она идет вправо до точки L_3 , соответствующей $e_a = E_a + U_{K3}$. При этом импульс тока остается косинусоидальным (импульс 3 на рис. 8, б).

Если еще больше увеличить сопротивление контура R_3 , то наклон динамической характеристики также увеличится. Характеристика пойдет из точки N в точку M'_4 . Но дойдя до ЛГР в точке M'_4 , она вместо того, чтобы идти в точку M'_4 , пойдет вдоль ЛГР к точке M''_4 . Таким образом, динамическая характеристика будет иметь вид изломанной линии $M''_4 M_4 K_4 L_4$. При этом импульс анодного тока будет иметь вид отрезка косинусоиды, в верхней части которой имеется «провал» (импульс 4 на рис. 8, б). Длительность этого провала характеризуется верхним углом отсечки θ_b .

При сопротивлении контура R_{35} динамическая характеристика представляет собой сложную линию с несколькими изломами $M''_5 O M_5 K_5 L_5$. Импульс анодного тока разделяется на два импульса (импульс 5 на рис. 8, б).

2.5. ПОНЯТИЕ НАПРЯЖЕННОСТИ РЕЖИМА РАБОТЫ ГВВ

Режим работы, при котором U_k мало, а результирующее напряжение на аноде $e_a = E_a - U_k$ велико, носит название недонапряженного режима. При этом динамическая характеристика не пересекает ЛГР, импульс анодного тока имеет форму отрезка косинусоиды (импульсы 1 и 2 на рис. 8, б). В недонапряженном режиме при работе с отсечкой анодного тока лампа находится попеременно в состоянии управления и состоянии отсечки.

Предельный случай недонапряженного режима, когда верхний конец динамической характеристики M_3 попадает в точку пересечения прямой, соответствующей $e_c = e_{c \max}$, с линией граничного режима, носит название граничного режима. Импульс анодного тока является косинусоидальным (импульс 3 на рис. 8, б).

Режим работы, при котором U_k велико, а результирующее напряжение на аноде при максимальном анодном токе мало, носит название перенапряженного режима. При этом динамическая характеристика в верхней своей части имеет излом и идет вниз по ЛГР. Импульс анодного тока имеет провал в средней части (импульс 4 на рис. 8, б). В перенапряженном режиме лампа поочередно находится в состояниях отсечки, управления и насыщения.

Режим работы, при котором динамическая характеристика достигает начала координат и имеет участок, совпадающий с осью абсцисс при $e_a < 0$, называется сильноперенапряженным режимом. В этом режиме импульс анодного тока раздваивается (импульс 5 на рис. 8, б) [3].

2.6. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ИМПУЛЬСОВ ТОКА ГЕНЕРАТОРА

Для расчета гармонических составляющих импульсов анодного тока разной формы необходимо выразить уравнение этих импульсов через основные параметры импульса θ , θ_b , $I_{a \max}$ (рис. 9). Для момента времени $\omega t = \theta$, когда анодный ток равен нулю, из уравнения (18) имеем

$$i_a = 0 = S[(U_c - DU_k) \cos \theta + E_c - E'_c]. \quad (23)$$

В момент достижения максимального значения импульса то же уравнение будет иметь вид

$$i_a = I_{a \max} = S[(U_c - DU_k) \cos \theta_b + E_c - E'_c]. \quad (24)$$

Найдем соотношение для выражения $(U_c - DU_k)$, для чего из (24) вычтем (23):

$$U_c - DU_k = \frac{I_{a \max}}{S(\cos \theta_b - \cos \theta)}. \quad (25)$$

Подставляя выражение (3) в (2), найдем

$$E_c - E'_c = -\frac{I_{a \max} \cos \theta}{S(\cos \theta_b - \cos \theta)}. \quad (26)$$

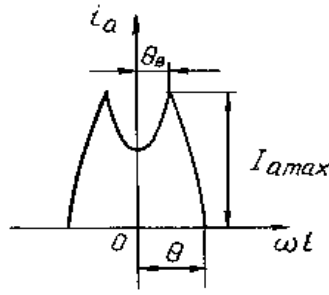


Рис. 9. Влияние сопротивления нагрузки

Подставив соотношения (25) и (26) в исходное уравнение, получим уравнение импульса анодного тока в виде

$$i_a = I_{a \max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{\cos \theta_a - \cos \theta}. \quad (27)$$

Если импульс остроконечный (без провала), $\theta_a = 0$, то

$$i_a = I_{a \max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}. \quad (28)$$

Для определения гармонических составляющих импульсов анодного тока необходимо воспользоваться формулами (4) и (5). Постоянная составляющая анодного тока в соответствии с формулой (4) определяется так:

$$I_{a0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} I_{a \max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} d(\omega t) = \frac{I_{a \max} (\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (29)$$

Аналогичные вычисления для амплитуды первой гармоники в соответствии с формулой (5) дают

$$I_{a1} = I_{a \max} \frac{2\theta - \sin 2\theta}{2\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (30)$$

Для удобства расчетов гармонических составляющих анодного тока вводят понятие о коэффициентах разложения импульса (коэффициентах А. И. Берга):

$$\alpha_0 = \frac{I_{a0}}{I_{a \max}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad (31)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_{a1}}{I_{a \max}} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (32)$$

Для $n \geq 1$

$$\alpha_n = \frac{I_{an}}{I_{a \max}} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin \theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}, \quad (33)$$

которые являются функциями только угла отсечки. Указанные зависимости для коэффициентов α_0 , α_1 , α_2 и α_3 приведены на рис. 10.

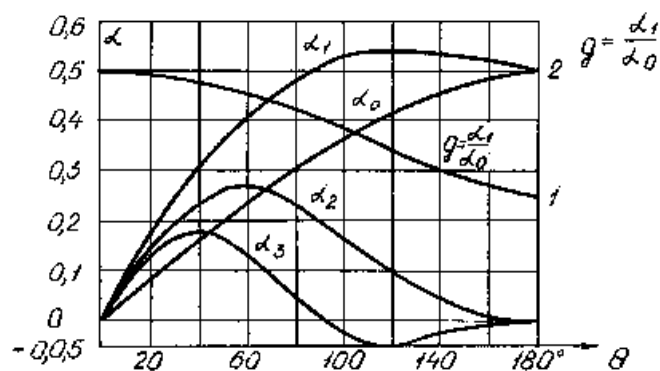


Рис. 10. Коэффициенты Берга

На том же рисунке нанесен график, определяющий так называемый коэффициент формы

$$g = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{I_{a1}}{I_{a0}}. \quad (34)$$

Анализируя графики на рис. 10, можно сделать следующие выводы:

1. С ростом угла отсечки θ постоянная составляющая анодного тока монотонно возрастает.

Величина оптимального угла отсечки, при котором рассматриваемая гармоническая составляющая достигает максимального значения, определяется следующим соотношением:

$$\theta_{\text{н опт}} \approx \frac{120^\circ}{n}. \quad (35)$$

Максимальное значение коэффициентов разложения, начиная с номера $n = 1$, убывает обратно пропорционально номеру гармоники:

$$\alpha_n \sim \frac{\alpha_1}{n}. \quad (36)$$

С ростом угла отсечки θ коэффициент g монотонно убывает.

2.7. ОСНОВНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ГВВ В ГРАНИЧНОМ РЕЖИМЕ

Потребляемая генератором мощность рассчитывается как средняя за период высокочастотных колебаний мощность, отдаваемая источником анодного напряжения:

$$P_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) d(\omega t) = E_a \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) d(\omega t). \quad (37)$$

В соответствии с формулой (4) второй сомножитель представляет собой постоянную составляющую анодного тока, следовательно:

$$P_0 = E_a I_{a0}. \quad (38)$$

Генерируемая (полезная) мощность определяется средней мощностью, выделяемой на контуре первой гармоникой анодного тока:

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{a1}(\omega t) u_k(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{a1} U_k \cos^2 \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2} I_{a1} U_k = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_g = \frac{1}{2} \frac{U_k^2}{R_g}, \quad (39)$$

где R_g – эквивалентное сопротивление анодного контура.

Мощность, рассеиваемая на аноде лампы:

$$P_a = P_0 - P. \quad (40)$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} I_{a1} U_k}{I_{a0} E_a} = \frac{1}{2} g \xi, \quad (41)$$

где $\xi = \frac{U_k}{E_a}$ – коэффициент использования анодного напряжения.

Как видно из графиков рис. 10, при уменьшении угла отсечки θ от 180° до 0° КПД увеличивается от $0,5\xi$ до ξ . Однако следует иметь в виду, что при углах $\theta < 60^\circ$ резко возрастает напряжение возбуждения ГВВ (а коэффициент усиления будет падать). Поэтому оптимальный угол отсечки выбирается в пределах $\theta = 60...90^\circ$.

При угле отсечки $\theta = 90^\circ$ $g = 1,57$, и если принять $\xi = (0,8...0,9)$, то

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot 1,57 \cdot (0,8...0,9) \approx 0,63...0,7.$$

Формирование импульсов анодного тока в генераторных лампах обычно происходит с переходом в область положительных значений напряжений на управляющей сетке. При этом в цепи управляющей сетки будет протекать сеточный ток в виде периодической последовательности импульсов, представляемых рядом Фурье. Эти импульсы возникают благодаря воздействию на цепь сетки источника возбуждения, который создает на входе управляющей сетки напряжение

$$u_{вх} = u_c = U_c \cos \omega t.$$

Следовательно, мощность, затрачиваемая источником возбуждения в цепи управляющей сетки,

$$P_{вх} = \frac{1}{2} I_{c1} U_c. \quad (42)$$

В большинстве случаев на сетку подается отрицательное смещение $-E_c$. При этом постоянная составляющая сеточного тока проходит через источник смещения E_c в направлении, противоположном направлению его ЭДС и «подзаряжает» его (рис. 11) [3].

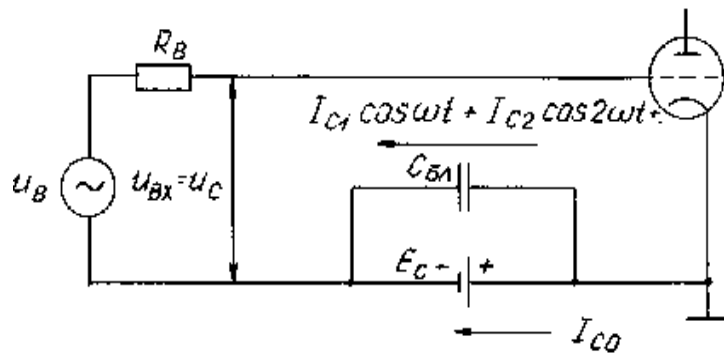


Рис. 11. Схема управления сеточным током

Мощность, идущая на «подзарядку» источника смещения:

$$P_{c0} = I_{c0} E_c. \quad (43)$$

Остаток мощности, затрачиваемой источником возбуждения, составляет мощность, рассеиваемую на сетке:

$$P_c = P_{bx} - P_{c0}. \quad (44)$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_p = \frac{P}{P_{bx}} = \frac{I_{a1} U_k}{I_{c1} U_c}. \quad (45)$$

Коэффициент усиления по мощности обычно бывает от 10 до 30 в ГВВ на триодах и доходит до нескольких сотен у ГВВ на тетрадах и пентодах.

2.8. НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГВВ

Анализ различных по степени напряженности режимов (рис. 8) позволяет построить зависимости энергетических показателей ГВВ от изменения сопротивления нагрузки при фиксированных напряжениях E_c , U_c и E_a . На рисунке 12, а изображены зависимости токов и напряжений, а на рис. 12, б – зависимости мощности и КПД лампового ГВВ от изменения эквивалентного сопротивления R_3 контура в анодной цепи.

Токи I_{a1} и I_{a0} при увеличении R_3 уменьшаются. В недонапряженном режиме уменьшение токов определяется наклоном вольт-амперных анодных характеристик лампы в состоянии управления. В перенапряженном режиме уменьшение токов ускоряется вследствие возникновения провала в импульсе анодного тока.

Амплитуда напряжения U_k на контуре с увеличением R_3 растет. В недонапряженном режиме рост U_k происходит быстрее, а в перенапряженном режиме – тем медленнее, чем выше напряженность режима.

Ток I_{c0} сетки с ростом R_3 увеличивается тем быстрее, чем выше напряженность режима.

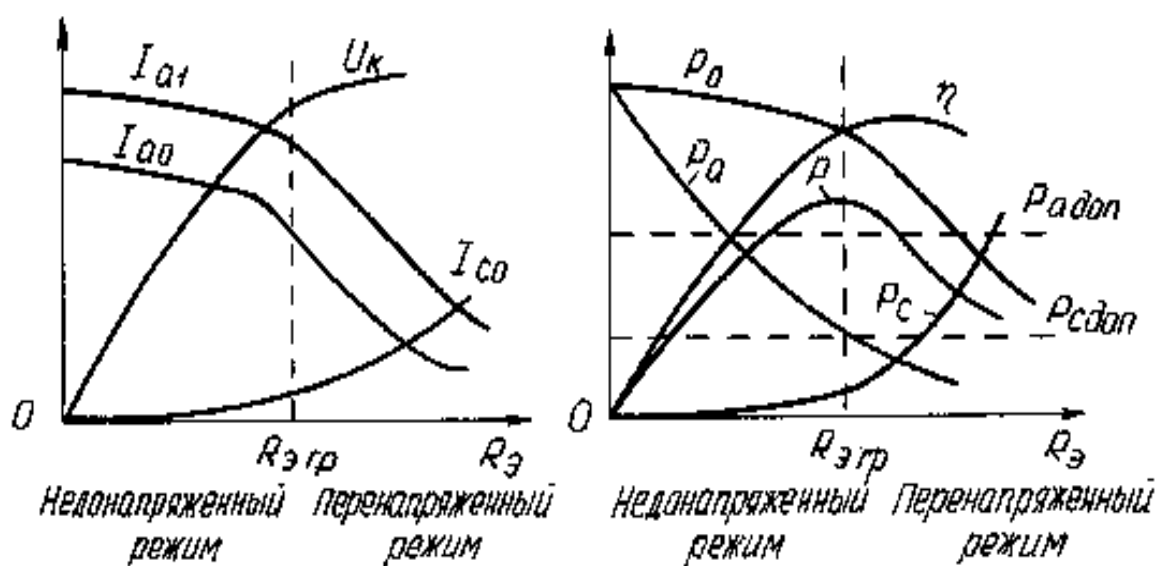


Рис. 12. Зависимости токов и напряжений от R_3

В недонапряженном режиме при $R_3 = 0$ мощность P_0 , потребляемая от источника питания анодной цепи, максимальна, а генерируемая мощность $P = 0$. Такой режим опасен, поскольку мощность P_a , рассеиваемая на аноде, велика.

С увеличением R_3 до граничного режима подводимая мощность уменьшается незначительно, а генерируемая P растет пропорционально R_3 . Поэтому мощность P_a падает. При достижении граничного режима генерируемая мощность P достигает своего максимального значения.

КПД анодной цепи в недонапряженном режиме мал; он растет при увеличении напряженности режима. Максимум КПД получают в перенапряженном режиме, близком к граничному.

Таким образом, основным преимуществом граничного режима является наибольшая генерируемая мощность при высоком, близком к максимальному КПД.

2.9. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ЛАМПОВЫХ И ТРАНЗИСТОРНЫХ ГВВ. СПОСОБЫ ПОДАЧИ НАПРЯЖЕНИЙ

При построении цепей питания ламповых и транзисторных генераторов руководствуются следующими правилами:

1. Постоянная составляющая анодного (коллекторного) тока должна протекать по замкнутой цепи через активный элемент (лампу, транзистор) и источник анодного (коллекторного) питания.

2. Первая и высшие гармоники анодного (коллекторного) тока должны протекать по замкнутой цепи через активный элемент и нагрузку (колебательный контур), поддерживая на ней колебания. Прохождения первой и высших

гармоник тока через источник анодного (коллекторного) питания нежелательно, так как ведет к дополнительным потерям мощности источника питания.

3. Постоянная составляющая сеточного (базового) тока должна протекать по замкнутой цепи через активный элемент (участок сетка-катод, база-эмиттер) и источник смещения.

4. Первая гармоника сеточного (базового) тока должна протекать по замкнутой цепи через активный элемент (участок сетка-катод, база-эмиттер) и источник напряжения возбуждения.

Рассмотрим примеры реализации указанных принципов при построении схем анодной и сеточной цепей лампового генератора. Различают две основные схемы как анодной, так и сеточной цепи генератора: последовательную и параллельную.

В последовательной схеме питания анодной цепи (см. рис. 3) источник анодного питания и колебательный контур подключены к лампе последовательно. Постоянная составляющая анодного тока здесь протекает через источник анодного питания, катушку индуктивности контура L и лампу. Сопротивление катушки L для постоянной составляющей анодного тока мало. Первая и высшие гармоники анодного тока протекают через лампу, колебательный контур и конденсатор $C_{бл2}$, включенный параллельно источнику анодного питания E_a . Емкость конденсатора $C_{бл2}$ выбирается большой, и для переменного тока он представляет собой малое сопротивление. В результате этого первая и высшая гармоники анодного тока не проходят через источник анодного питания.

Последовательная схема питания анодной цепи имеет недостаток, заключающийся в том, что колебательный контур находится относительно корпуса под постоянным напряжением источника анодного питания. Это вызывает необходимость повышения изоляции элементов колебательного контура от корпуса передатчика.

В параллельной схеме питания анодной цепи (рис. 13) источник анодного питания и колебательный контур подключены к лампе параллельно. Разделительный конденсатор C_{p2} предохраняет источник анодного питания от короткого замыкания через источник анодного питания E_a . Конденсатор $C_{бл2}$ выполняет ту же роль, что и конденсатор $C_{бл2}$ в схеме на рис. 3. Постоянная составляющая анодного тока протекает через источник питания, дроссель $L_{бл2}$ и лампу. Первая и высшие гармоники анодного тока протекают через лампу, колебательный контур и разделительный конденсатор C_{p2} .

Сопротивление конденсатора C_{p2} должно быть малым в сравнении с эквивалентным сопротивлением колебательного контура R_3 , чтобы падение пере-

менного напряжения на нем было незначительным. Поэтому C_{p2} выбирается из условия

$$\frac{1}{\omega C_{p2}} \ll R_3. \quad (46)$$

По тем же соображениям величина $C_{бл2}$ выбирается близкой к C_{p2} . Для уменьшения шунтирующего влияния дросселя $L_{бл2}$ на контур желательно, чтобы его индуктивность была возможно большей, однако при этом увеличивается и его паразитная емкость. Поэтому $L_{бл2}$ обычно выбирается из условия

$$L_{бл2} \approx (20 \dots 40) L. \quad (47)$$

При этом обеспечивается

$$\omega L_{бл2} \ll R_3. \quad (48)$$

Недостатком параллельной схемы питания анодной цепи является шунтирующее влияние блокировочного дросселя $L_{бл2}$ на колебательный контур. Паразитные параметры дросселя (например, межвитковая емкость) не являются стабильными. Поскольку действие этого недостатка увеличивается с увеличением частоты, то в диапазоне ОВЧ более широко применяется последовательная схема анодной цепи.

Выбор схемы сеточной цепи лампового генератора во многом определяется внутренним сопротивлением источника возбуждения. При возбуждении от источника с малым внутренним сопротивлением (генератор напряжения) применяется последовательная схема питания сеточной цепи (см. рис. 3), а если источник возбуждения имеет большое внутреннее сопротивление (генератор тока), то применяется параллельная схема питания сеточной цепи (см. рис. 13).

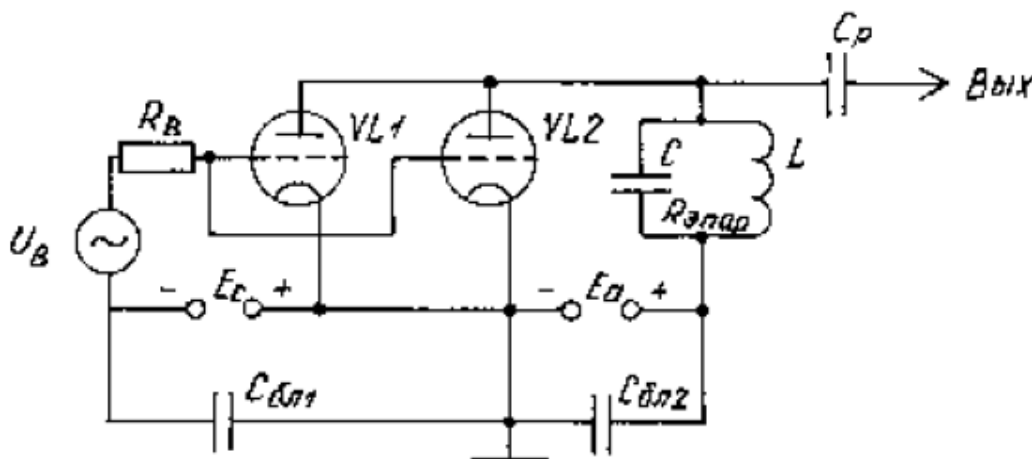


Рис. 13. Параллельная схема питания анодной цепи

В последовательной схеме питания сеточной цепи напряжение смещения и напряжение возбуждения включены последовательно с лампой (участок сетка-катод). В схеме на (см. рис. 3) роль конденсатора $C_{бл1}$ такая же, как и $C_{бл2}$, т.е. он шунтирует источник напряжения смещения по частоте ω . В результате этого первая гармоника сеточного тока не проходит через источник напряжения смещения, а протекает через источник возбуждения, участок сетка-катод лампы и конденсатор $C_{бл1}$.

В параллельной схеме питания сеточной цепи (рис. 13) напряжение смещения и источник возбуждения включены параллельно участку сетка-катод лампы. Требования к $C_{р1}$ и $L_{бл1}$ такие же, как и к подобным элементам анодной цепи, только сравнение осуществляется с сопротивлением источника возбуждения $R_{в}$.

Следует отметить, что в конкретной схеме генератора возможны различные комбинации построения анодных и сеточных цепей. Например, анодная цепь питания выполнена по последовательной схеме, а сеточная – по параллельной, или анодная цепь питания является параллельной, а сеточная – последовательной.

Общие принципы построения схем транзисторных генераторов такие же, что и схем ламповых генераторов.

2.10. СХЕМЫ ПИТАНИЯ ЦЕПЕЙ СМЕЩЕНИЯ

Цепь смещения обеспечивает установку рабочей точки генератора в исходное положение и, следовательно, выбор его режима. Изменением смещения регулируется угол отсечки и напряженность режима (рис. 14).

Отпирающее напряжение смещения можно получить от источника питания коллектора E_K с помощью делителей $R1$ и $R2$ (рис. 14, а). Эта схема используется в маломощных каскадах класса А, работающих в недонапряженном режиме.

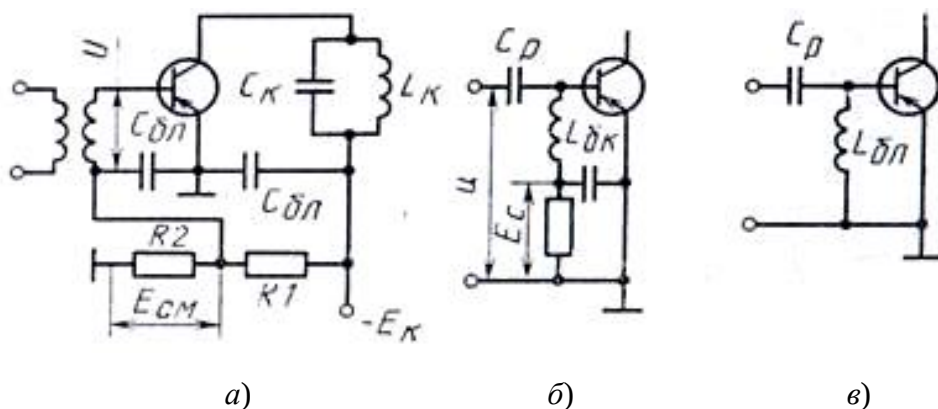


Рис. 14. Схемы питания цепей смещения

Запирающее напряжение смещения создается путем автоматического смещения на резисторе R за счет постоянной составляющей базового тока (рис. 14, б) Разделительный конденсатор C_p служит для предотвращения короткого замыкания напряжения смещения через источник входного напряжения, а блокировочный дроссель $L_{бл}$ — для предотвращения короткого замыкания входного напряжения через источник смещения.

В тех случаях, когда необходимо напряжение смещения, близкое к нулю, применяют простую схему включения (рис. 14, в).

Во многих случаях в транзисторных ГВВ приходится применять комбинированное смещение: частично автоматическое, а частично от источника питания через делитель.

Наибольшее применение находят схемы эмиттерного смещения в транзисторных каскадах и схемы сеточного смещения — в ламповых. Достоинством эмиттерного смещения является то обстоятельство, что резистор R_e играет роль ограничителя тока и предохраняет транзистор от перегрузки [5].

Контрольные вопросы

1. Структурная схема радиопередающего устройства.
2. Физические процессы в ГВВ.
3. Каким образом по графикам Берга определить оптимальное значение угла отсечки для заданной гармоники высокочастотного колебания?
4. Какие наиболее эффективные режимы работы генератора и почему?
5. Нагрузочные характеристики генератора.
6. Общие принципы построения схем транзисторных ГВВ.
7. Схемы питания цепей смещения, принцип функционирования.

3. РЕЗОНАНСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

3.1. ПРОСТЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Необходимость иметь высокий КПД генератора требует работы активного элемента ГВВ в нелинейном режиме, при котором в коллекторном токе содержатся высшие гармоники. Для их подавления (фильтрации) требуется резонансная нагрузка (согласующая цепь), которая представляет из себя параллельный колебательный контур, настроенный обычно на первую гармонику (усилитель мощности), реже – на вторую или третью (умножитель частоты).

Резонансная нагрузка связана с антенной, индуктивность и емкость которой могут являться элементами колебательного контура. В выходных каскадах чаще всего осуществляется амплитудная модуляция высокочастотных колебаний.

По способу подключения антенны к генератору различают простую и сложную схемы выходных каскадов.

В простых схемах антенна включается непосредственно в анодный (коллекторный) контур выходного каскада, настраиваемый с помощью элемента настройки на рабочую частоту. Для выравнивания эквивалентного сопротивления $R_э$ контура (и, следовательно, выходной мощности) по диапазону частот в колебательный контур включают дополнительный элемент связи.

На рисунке 15, а показана простая схема выходного каскада без учета цепей питания для случая емкостного характера реактивной составляющей входного сопротивления антенны. В этом случае переменная индуктивность используется не только в качестве элемента связи, но и в качестве элемента настройки каскада. Наиболее полная передача колебательной мощности на антенну происходит, когда входное сопротивление антенны согласовано с выходным сопротивлением ГВВ [3].

Эквивалентное сопротивление колебательного контура – нагрузки выходного каскада для простой схемы и на резонансной частоте определяется выражением

$$R_э = \frac{x_{св}^2}{r_{АВХ} + r_н + r_{св}}, \quad (49)$$

где $r_{АВХ}$ – активная составляющая комплексного входного сопротивления антенны; $r_н$ и $r_{св}$ – активная составляющая комплексного сопротивления элементов настройки и связи; $x_{св}$ – реактивная составляющая комплексного сопротивления элемента связи на резонансной частоте.

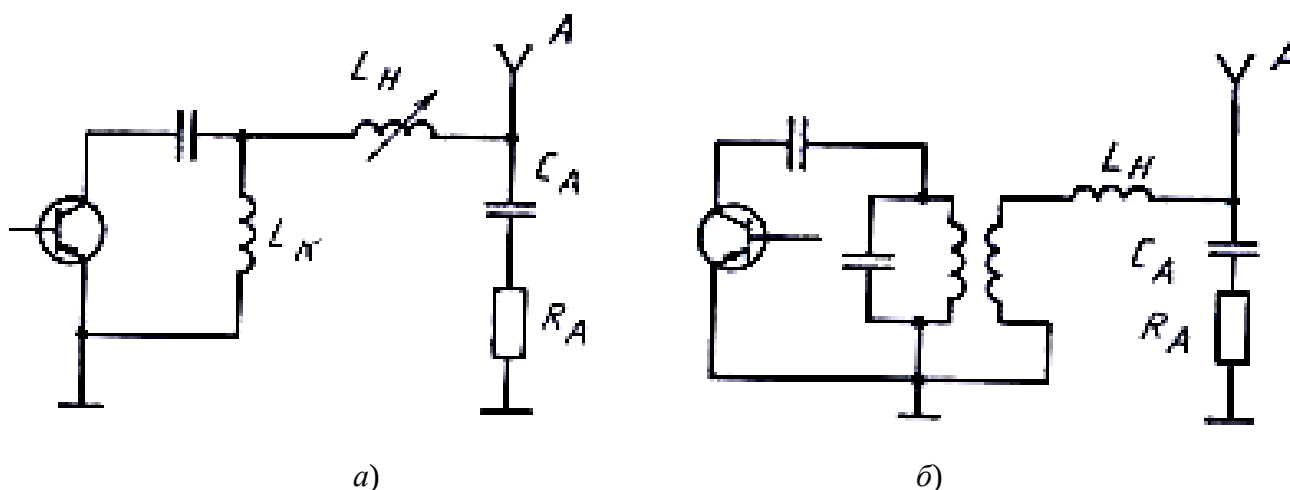


Рис. 15. Схемы выходных каскадов

При резонансе суммы всех реактивных сопротивлений контура, при его последовательном обходе, равны нулю (условие резонанса):

$$X_{A\text{вх}} + X_H + X_{\text{св}} = 0. \quad (50)$$

Настройки в резонанс добиваются с помощью изменения величин C_H или L_H .

Величины емкости (индуктивности) элементов связи подбирают такими, чтобы добиться значения $R_э$, при котором генератор выдает требуемую мощность.

КПД контура:

$$\eta_k = \frac{P_A}{P} = \frac{P_A}{P_A + P_{\Pi}} = \frac{r_{A\text{вх}}}{r_{A\text{вх}} + r_H + r_{\text{св}}}. \quad (51)$$

КПД выходного каскада:

$$\eta_{\text{вк}} = \frac{P_A}{P_0} = \frac{P}{P_0} \frac{P_A}{P} = \eta \eta_k. \quad (52)$$

Основные недостатки выходных каскадов, выполненных по простой схеме:

– низкая добротность Q контура и, как следствие, его плохие фильтрующие свойства. Это связано с тем, что в соответствии с выражением (51) повышение КПД (увеличение $r_{A\text{вх}}$) приводит к снижению добротности;

– выход из строя ГВВ при обрывах антенны. При этом сопротивление нагрузки уменьшается и генератор оказывается в недонапряженном режиме работы, когда потери мощности в коллекторном переходе могут превысить допустимые и разрушить его.

3.2. СЛОЖНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

В выходных каскадах сложной схемы фильтрация высших гармоник повышается за счет включения дополнительного промежуточного контура. Таким образом, нагрузка генератора представляет собой систему связанных контуров: промежуточного (анодного) и антенного. Связь антенного контура (АК) с промежуточным (ПК) может быть трансформаторной, автотрансформаторной или емкостной.

На рисунке 15, б представлены ПК и АК сложной формы выходного каскада с трансформаторной связью.

Оба контура настроены на рабочую частоту ГВВ. Оптимальное сопротивление нагрузки подбирается путем настройки элементов связи промежуточного контура с антенным с использованием метода последовательного приближения.

В выходных каскадах, выполненных по сложной схеме, фильтрацию высших гармоник можно повысить за счет включения промежуточного контура. Тогда нагрузка ГВВ будет являться системой связанных контуров: промежуточного (коллекторного) и антенного. Связь ПК с АК бывает трансформаторной, автотрансформаторной или емкостной.

На рисунке 15, б представлены схемы ПК и АК, выполненные по сложной схеме выходного каскада с трансформаторной связью, на рис. 16 – с автотрансформаторной, а на рис. 17 – с емкостной.

Эквивалентное сопротивление нагрузки генератора

$$R_3 = \frac{\rho_{\text{ПК}}^2}{r_{\text{ПК}} + r_{\text{вн}}}, \quad (53)$$

где $\rho_{\text{ПК}}$ – характеристическое сопротивление ПК; $r_{\text{ПК}}$ – активное сопротивление потерь ПК;

$r_{\text{вн}} = \frac{x_{\text{св}}^2}{r_{\text{АК}}} = \frac{x_{\text{св}}^2}{r_{\text{АВХ}} + r_{\text{н}} + r_{\text{св}}}$ – вносимое активное сопротивление в ПК со стороны АК.

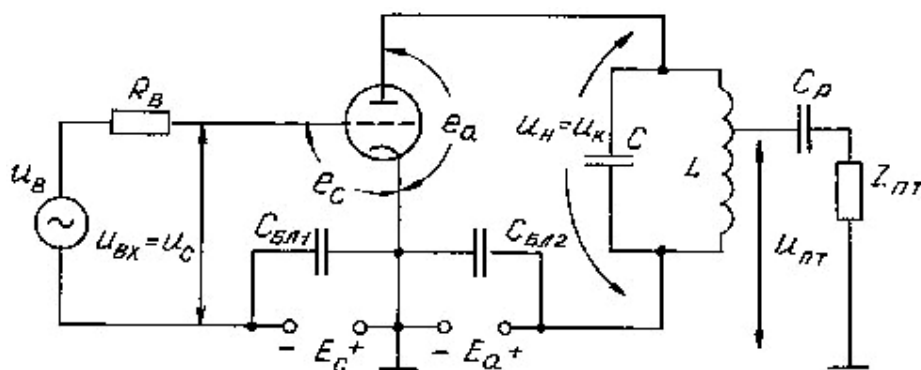


Рис. 16. Сложная схема выходного каскада с автотрансформаторной связью

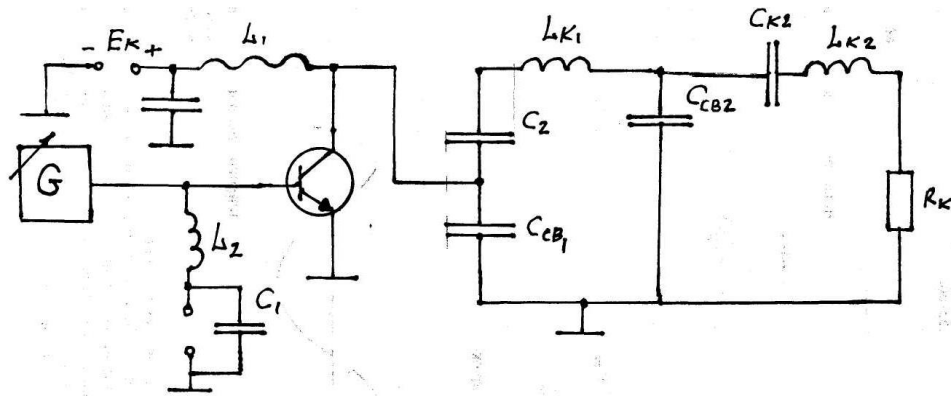


Рис. 17. Сложная схема выходного каскада с емкостной связью

Коэффициент полезного действия ПК

$$\eta_{\text{ПК}} = \frac{P_{\text{АК}}}{P} = \frac{P_{\text{АК}}}{P_{\text{АК}} + P_{\text{п}}} = \frac{r_{\text{вн}}}{r_{\text{вн}} + r_{\text{ПК}}}, \quad (54)$$

где $P_{\text{АК}}$ – мощность в АК; P – генерируемая мощность; $P_{\text{п}}$ – мощность потерь в ПК.

КПД выходного каскада, выполненного по сложной схеме:

$$\eta_{\text{в.к}} = \eta \eta_{\text{ПК}} \eta_{\text{АК}}. \quad (55)$$

Фильтрация высших гармоник является важной функцией колебательных систем, включенных на выходе передатчика.

Степень подавления гармоник колебательными системами оценивается с помощью коэффициента фильтрации

$$\Phi = \frac{I_{\text{вх}n}}{I_{\text{Ан}}}, \quad (56)$$

где $I_{\text{вх}n}$ – ток n -й гармоники на входе колебательной системы; $I_{\text{Ан}}$ – ток n -й гармоники в антенне (на выходе колебательной системы).

Уровень средней мощности побочного излучения для передатчиков всех категорий $P_{\text{п доп}}$ обычно на 40...60 дБ меньше средней мощности основного (полезного) излучения [4].

Исходя из этих норм, можно определить допустимый ток гармонической составляющей в антенне

$$I_{\text{Ан доп}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{п доп}}}{r_{\text{Авх}}}}. \quad (57)$$

Отсюда определяется допустимый коэффициент фильтрации

$$\Phi_{\text{доп}} = \frac{I_{\text{вх}n}}{I_{\text{Ан доп}}}. \quad (58)$$

Очевидно, что коэффициент фильтрации (56) в колебательной системе, должен быть больше или равен допустимому (58).

Коэффициент фильтрации простой схемы выходного каскада при $X_{св}$ емкостного характера определяется соотношением

$$\Phi = n^2 Q_n \left(1 - \frac{1}{n^2} \right), \quad (59)$$

где n – номер гармоники; Q_n – добротность нагруженного контура.

Например, при $n = 2$ и $Q_n = 35$ коэффициент фильтрации будет равен $\Phi = 20 \lg [4 \cdot 35 \cdot (1 - 1/4)] \approx 40$ дБ [3].

Коэффициент фильтрации сложной схемы выходного каскада равен произведению коэффициентов фильтрации промежуточного и антенного контуров

$$\Phi = \Phi_{ПК} \Phi_{АК}. \quad (60)$$

Так как коэффициенты фильтрации имеют значение больше единицы, то очевидно, что лучшую фильтрацию гармоник будет осуществлять сложная схема выходного каскада. Это является ее основным достоинством. Кроме того, сложная схема более надежна, так как при обрыве антенны ГВВ перейдет в перенапряженный режим и потери мощности на коллекторном переходе уменьшатся.

Недостаток сложной схемы – более низкий КПД, чем в простой схеме, из-за потерь энергии на элементах связи и промежуточного контура.

Процедура настройки сложной схемы включает в себя три этапа.

1. Устанавливается $X_{св} = 0$ (связь между контурами разрывается), и вначале настраивается в резонанс промежуточный контур. Поскольку при отсутствии вносимого сопротивления эквивалентное сопротивление промежуточного контура существенно возрастает и ГВВ переходит в перенапряженный режим работы, настройку контура в резонанс можно контролировать измерением постоянной составляющей коллекторного тока.

2. Между контурами устанавливается минимальная связь, обеспечивающая возможность регистрации тока в антенне (в антенном контуре), и путем изменения сопротивления X_n производится настройка в резонанс антенного контура по максимуму тока в нем. Если на первом этапе нулевую связь между контурами установить невозможно, то при настройке антенного контура произойдет расстройка промежуточного (за счет изменения реактивной составляющей вносимого сопротивления). В этом случае может потребоваться повторная настройка в начале промежуточного контура (при минимальной связи), затем антенного.

3. Изменяя связь между контурами методом последовательного приближения, добиваются максимального значения тока в антенне, что и будет означать окончание процедуры настройки [4].

3.3. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ МОЩНОСТИ, СОВМЕСТНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ НА ОБЩУЮ НАГРУЗКУ

Совместная работа нескольких электронных приборов на общую нагрузку применяется в том случае, когда одна лампа или транзистор выбранного типа не обеспечивает требуемой мощности генератора, а выбирать более мощный электронный прибор нежелательно или невозможно. При этом в генератор включают два (или более) электронных прибора. Различают два вида включения электронных приборов: параллельное и двухтактное.

3.4. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

При параллельном включении все одноименные электроды нескольких электронных приборов соединяются вместе и подключаются к тем точкам соответствующей схемы генератора, куда подключались электроды одного электронного прибора. Обычно параллельно включают не более двух электронных приборов, так как трудно обеспечить идентичность параметров приборов, которая необходима для их эффективного использования. Пример схемы генератора с параллельным включением двух ламп приведен на рис. 13. Характер физических процессов в этом генераторе такой же, как в одноламповом. Анодные токи ламп складываются, поэтому в 2 раза увеличивается первая гармоника анодного тока, питающего контур. Следовательно, в 2 раза увеличивается колебательная мощность генератора. При этом следует иметь в виду, что нагрузка $R'_н = R''_н$ для каждой лампы будет в два раза меньше эквивалентного сопротивления $R_э$, обеспечивающего граничный режим для одной лампы, т.е. $R'_н = R''_н = R_{э, пар} = 0,5R_э$. Поскольку ламповые генераторы требуют больших значений $R_н = R_э$ (порядка единиц килоом), то снижение эквивалентного сопротивления $R_{э, пар}$ (по сравнению с $R_э$) при параллельном включении облегчает задачу построения нагрузочного контура.

Недостатком генератора с параллельным включением нескольких электронных приборов является увеличение междueleктродных емкостей, вследствие чего он склонен к самовозбуждению. С увеличением частоты действие этого недостатка сказывается сильнее. Поэтому на высоких и очень высоких частотах параллельное включение электронных приборов практически не используется.

3.5. ДВУХТАКТНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Указанный недостаток отсутствует при двухтактном (последовательном) включении электронных приборов. Напряжение возбуждения подается на управляющие электроды приборов отдельно и в противофазе, что обуславливает поочередную (последовательную) работу электронных приборов в два такта.

Наиболее широкое применение находят двухтактные генераторы на транзисторах, работающих в режиме В, на резистивную (апериодическую) нагрузку. По сравнению с одноктактными каскадами в аналогичном режиме они имеют следующие преимущества:

1. Позволяют повысить выходную мощность.

2. Обеспечивают гармоническое напряжение (ток) в резистивной нагрузке.

3. Обеспечивают постоянную нагрузку для предыдущего каскада.

К недостаткам следует отнести трудности в обеспечении симметричной работы транзисторов.

На рисунке 18, а показан пример построения двухтактного транзисторного генератора. На входе и выходе генератора установлены трансформаторы T_1 и T_2 , обеспечивающие противофазное возбуждение и сложение выходной мощности в нагрузке. Если параметры транзисторов и подаваемое на них напряжение идентичны, то коллекторные токи их будут одинаковы по величине, но сдвинуты во времени относительно друг друга на половину периода напряжения возбуждения.

Так, если коллекторный ток одного транзистора изменяется по закону

$$i'_k = I_{k0} + I_{k1}\cos\omega t + I_{k2}\cos 2\omega t + I_{k3}\cos 3\omega t + I_{k4}\cos 4\omega t + \dots,$$

то коллекторный ток другого транзистора

$$i''_k = I_{k0} + I_{k1}\cos\omega\left(t + \frac{T}{2}\right) + I_{k2}\cos 2\omega\left(t + \frac{T}{2}\right) + I_{k3}\cos 3\omega\left(t + \frac{T}{2}\right) + I_{k4}\cos 4\omega\left(t + \frac{T}{2}\right) + \dots$$

Если учесть, что $n\omega\frac{T}{2} = n\frac{2\pi}{T}\frac{T}{2} = n\pi$ ($n = 1, 2, 3, \dots$), то

$$i''_k = I_{k0} - I_{k1}\cos\omega t + I_{k2}\cos 2\omega t - I_{k3}\cos 3\omega t + I_{k4}\cos 4\omega t - \dots$$

В тех участках выходной цепи генератора, которые обтекаются токами первого и второго транзисторов в противоположных направлениях, результирующий ток равен разности токов обоих транзисторов:

$$i_H = i'_k - i''_k = 2I_{k1}\cos\omega t + 2I_{k3}\cos 3\omega t + \dots \quad (61)$$

Отсюда видно, что первая и все нечетные гармоники складываются в нагрузке, а магнитные поля, создаваемые в обмотке трансформатора T_2 постоянными составляющими и четными гармониками, компенсируют друг друга.

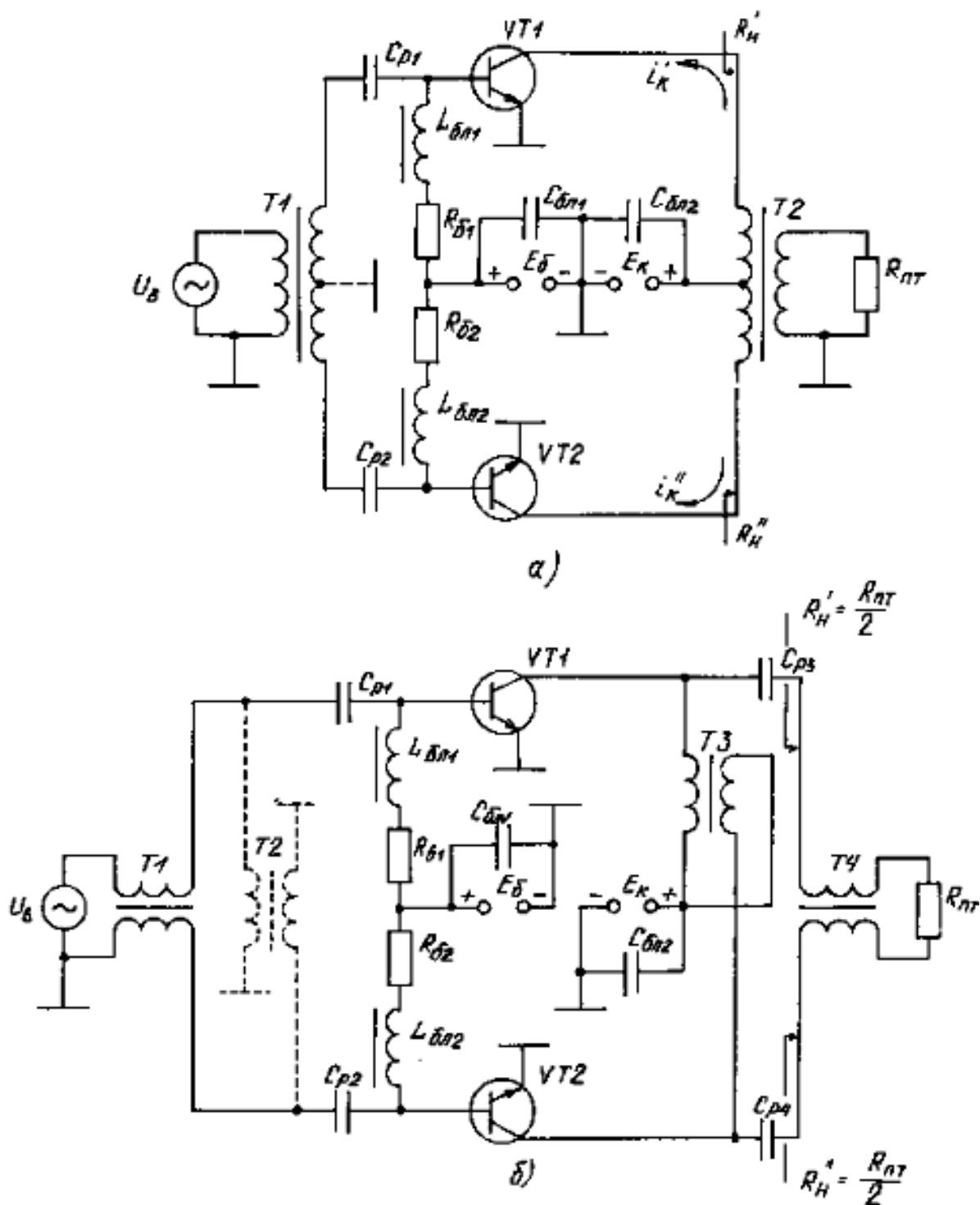


Рис. 18. Двухтактные схемы генераторов на транзисторах

Это является ценным свойством двухтактного генератора, поскольку при угле отсечки $\theta = 90^\circ$ среди высших гармоник вторая обладает наибольшей амплитудой (при $\theta = 90^\circ$ коэффициенты Берга $\alpha_2 = 0,212$; $\alpha_3 = 0$).

С другой стороны, в цепи питания, которая обтекается коллекторными токами транзисторов в одном направлении, результирующий ток будет равен сумме токов обоих транзисторов

$$i_{\Pi} = i'_K + i''_K = 2I_{K0} + 2I_{K2}\cos 2\omega t + 2I_{K4}\cos 4\omega t + \dots \quad (62)$$

Таким образом, в общей цепи источника коллекторного питания отсутствует первая и высшие нечетные гармоники. Это облегчает требования к блокировочному конденсатору $C_{бл2}$, шунтирующему источник питания, который рассчитывается на пропускание токов наиболее низкой частоты, т.е. в данном случае второй гармоники.

Двухтактные генераторы по схеме на рис. 18, а используют на частотах до 1...10 МГц. На более высоких частотах (до 100 МГц) двухтактные транзисторные генераторы выполняют на трансформаторах из отрезков длинных линий. В таких трансформаторах индуктивности проводников и паразитные емкости между ними образуют линию с определенным волновым сопротивлением Z_0 . Поэтому при согласованном активном нагрузочном сопротивлении верхняя граничная частота полосы пропускания такого трансформатора будет определяться только потерями в линии. Трансформатор может выполняться в виде двухпроводной линии, коаксиального кабеля или полосковой линии, помещенных в ферритовый сердечник (или намотанных на него).

Пример построения двухтактного генератора на трансформаторах из отрезков длинных линий приведен на рис. 18, б. В этом генераторе трансформаторы T_1 и T_4 обеспечивают противофазное разделение и сложение мощности. Трансформаторы T_2 и T_3 создают короткое замыкание по четным гармоникам базового и коллекторного токов транзисторов, как и в обычных трансформаторах на T_1 и T_2 на рис. 18, а.

В случае использования транзисторов большой мощности ($P = 10...200$ Вт) более оптимальным с позиции достижения лучшей симметрии схемы оказывается последовательное их включение по входу по высокой частоте. Для этого в схеме генератора (рис. 18, а) следует отключить среднюю точку вторичной обмотки трансформатора T_1 от корпуса, а в схеме рис. 18, б – исключить трансформатор T_2 .

Контрольные вопросы

1. Назначение выходного каскада передатчиков.
2. В чем заключено отличие сложной схемы выходного каскада от простой схемы?
3. Назначение элемента связи в принципиальной схеме выходного каскада.
4. Перечислите виды связи межкаскадных цепей по переменному току.
5. Перечислите методы повышения мощности на выходе УМ в РПДУ СС.
6. Достоинства и недостатки параллельного включения активных приборов в схемы УМ.

4. АВТОГЕНЕРАТОРЫ

4.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ В ПЕРЕДАТЧИКАХ

Автогенератором (АГ) называется устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию электрических колебаний без внешнего воздействия. Такая автономная колебательная система (КС) может быть образована на основе ГВВ с резонансной нагрузкой, охваченного положительной обратной связью (ПОС). Цепь ПОС обеспечивает передачу переменного напряжения с выхода активного элемента (АЭ) на его вход таким образом, чтобы поддерживать незатухающие колебания в КС [4].

Функциональная схема АГ с обобщенным АЭ представлена на рис. 19.

Принципиальная схема простейшего АГ с трансформаторной связью представлена на рис. 20. В качестве АЭ используется биполярный транзистор, колебательной системой является параллельный колебательный контур.

Для возникновения автоколебаний напряжение $u_{вх}$ на входе транзистора должно быть в фазе с первой гармоникой $I_{к1}$ коллекторного тока и напряжением u_n на нагрузке (контуре) (в противофазе с переменным напряжением на коллекторе). Это достигается определенным включением индуктивности $L_{св}$, обеспечивающим ПОС. Точками на схеме обозначены начала катушек индуктивности $L_{св}$ и L'' .

АГ применяются в качестве задающих генераторов, входящих в состав возбудителей передатчиков, гетеродинов приемников, в измерительной и другой аппаратуре. Кроме того, АГ могут являться мощными генераторами радиочастотных колебаний в однокаскадных передатчиках.

К АГ, используемым в передатчиках, предъявляются следующие требования:

1. Высокая стабильность частоты автоколебаний. Для стабилизации частоты стараются по возможности защитить АГ от всякого рода внешних воздействий: изменений напряжений источников питания, температуры окружающей среды, вибраций, электромагнитных излучений и т.д. В качестве колебательных систем с высокими эталонными свойствами часто используются кварцевые резонаторы или устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

2. Малый уровень побочных колебаний и постоянство амплитуды выходного сигнала.

3. Заданный уровень выходной мощности. Уровень выходной мощности АГ обычно играет существенную роль только в однокаскадных передатчиках.

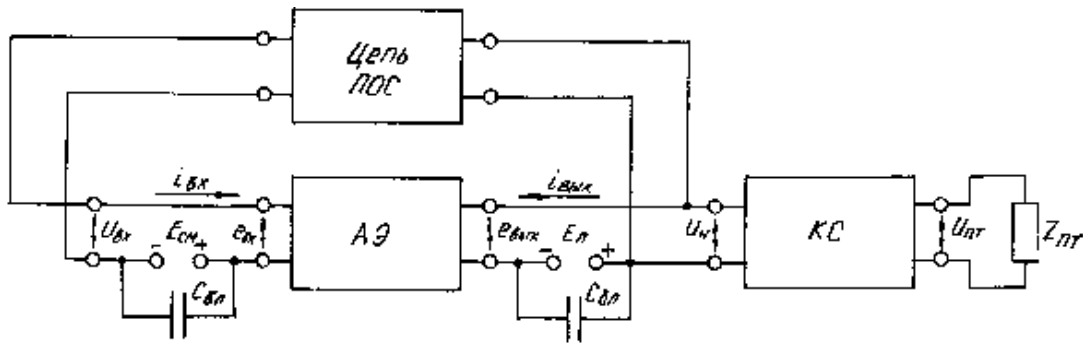


Рис. 19. Функциональная схема автогенератора

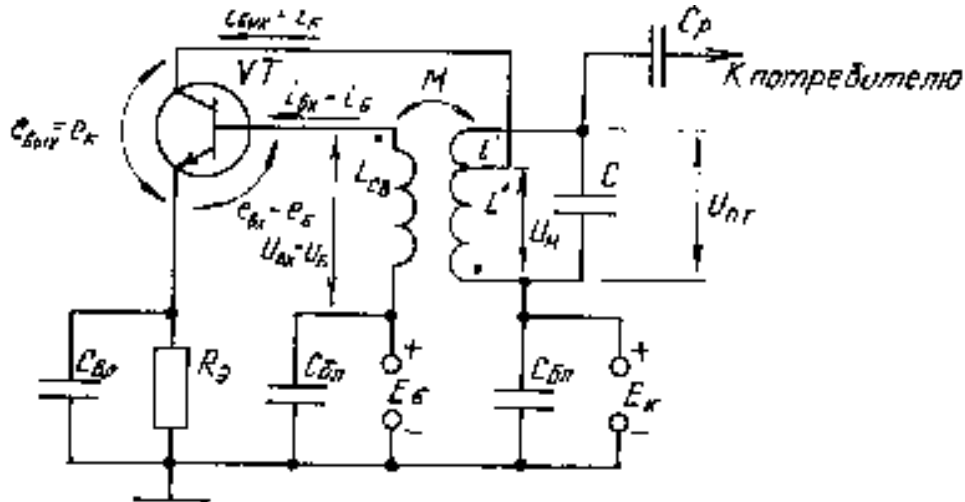


Рис. 20. Принципиальная схема автогенератора на биполярном транзисторе

4.2. УСЛОВИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ, СТАЦИОНАРНОСТИ И УСТОЙЧИВОСТИ АУТОКОЛЕБАНИЙ

В соответствии со структурной схемой АГ (рис. 19) часть напряжения с выхода АЭ через цепь ПОС подается на его вход. При разорванной цепи ПОС коэффициент усиления ГВВ по напряжению

$$K_y = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{U_H}{U_{ВХ}} e^{j\varphi_y}, \quad (63)$$

где $\frac{U_H}{U_{ВХ}} = K_y$ – модуль коэффициента усиления; φ_y – сдвиг фаз между напряжением U_H на выходе АЭ (на нагрузке) и напряжением $U_{ВХ}$ на его входе.

Напряжение на нагрузке создается первой гармоникой выходного тока:

$$\dot{U}_H = \dot{I}_1 \dot{Z}_э = \dot{S}_{ср} \dot{U}_{ВХ} \dot{Z}_э, \quad (64)$$

где $\dot{S}_{ср} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_{ВХ}} = S_{ср} e^{j\varphi_s}$ – средняя крутизна анодно-сеточной вольт-амперной характеристики АЭ; $\dot{Z}_э = Z_э e^{j\varphi_z}$ – эквивалентное сопротивление колебательной системы для первой гармоники выходного тока.

Подставляя выражение (64) в (63), получим

$$\dot{K}_y = S_{cp} Z_3 e^{j(\varphi_s + \varphi_z)}. \quad (65)$$

Коэффициент передачи цепи ПОС

$$K_{o.c} = \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{U}_H} = \frac{U_{BX}}{U_H} e^{j\varphi_{o.c}} = K_{oc} e^{j\varphi_{o.c}}. \quad (66)$$

При замкнутой цепи ПОС модуль результирующего коэффициента передачи в момент возникновения автоколебаний должен быть больше единицы

$$|\dot{K}| = |\dot{K}_y \dot{K}_{o.c}| > 1. \quad (67)$$

Неравенство (67) является *условием самовозбуждения* автоколебаний. При выполнении этого условия случайно возникшие колебания в АГ начинают нарастать по амплитуде [3].

Если в колебательной системе установились гармонические колебания, то

$$\dot{K} = \dot{K}_y \dot{K}_{o.c} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_{BX}} \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{U}_H} = 1. \quad (68)$$

Подставляя в выражение (68) значения K_y и $K_{o.c}$ из (65) и (66), получим

$$\dot{K} = \dot{S}_{cp} \dot{Z}_3 \dot{K}_{o.c} = S_{cp} Z_3 K_{o.c} e^{j(\varphi_s + \varphi_z + \varphi_{o.c})} = 1. \quad (68a)$$

Последнее соотношение распадается на два

$$S_{cp} Z_3 K_{o.c} = 1, \quad (69)$$

$$\varphi_s + \varphi_z + \varphi_{o.c} = 2\pi n, \quad (70)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$.

Для простых АГ $n = 0$; $n = 1, 2, \dots$ если в цепи ПОС сигнал запаздывает на один или несколько периодов.

Соотношение (69) определяет амплитуду напряжения АГ в *стационарном режиме* и называется *условием баланса амплитуд*. Амплитуда установившихся колебаний будет устойчивой, если при кратковременных случайных воздействиях на АГ возрастание амплитуды колебаний приведет к уменьшению средней крутизны лампы, т.е.

$$\frac{\partial S_{cp}}{\partial I_1} < 0. \quad (71)$$

Неравенство (71) называется *условием устойчивости амплитуды* колебаний АГ.

Фазовые углы, входящие в соотношение (70), называемое условием баланса фаз, являются функциями частоты. Поэтому соотношение (70) определяет частоту установившихся колебаний АГ. Если в результате каких-то изменений в схеме алгебраическая сумма углов, входящих в соотношение (70), станет больше нуля, это будет означать, что каждое следующее колебание будет достигать максимума раньше, чем в стационарном режиме. Следовательно, произойдет увеличение частоты. Поскольку нарушение баланса фаз, при котором $\Sigma\varphi = \varphi_s + \varphi_z + \varphi_{oc} > 0$, приводит к увеличению частоты, *условием* возвращения к прежнему значению, т.е. *устойчивости частоты*, будет

$$\frac{\partial \Sigma \varphi}{\partial \omega} < 0. \quad (72)$$

Так как обычно $\frac{\partial \varphi_z}{\partial \omega} \gg \frac{\partial \varphi_s}{\partial \omega} + \frac{\partial \varphi_{o.c}}{\partial \omega}$, это условие сводится к требованию

$$\frac{\partial \varphi_z}{\partial \omega} < 0, \quad (73)$$

означающему, что крутизна фазочастотной характеристики колебательной системы должна быть отрицательной. Этому условию удовлетворяет фазочастотная характеристика параллельного колебательного контура [6].

4.3. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

подавляющее большинство ламповых и транзисторных АГ могут быть представлены обобщенной схемой, в которой АЭ подсоединяется к трем точкам колебательной системы (рис. 20). Такие схемы называют трехточечными.

В связи с малостью потерь в элементах колебательной системы обычно полагают

$$Z_1 \approx jx_1; Z_2 \approx jx_2; Z_3 \approx jx_3.$$

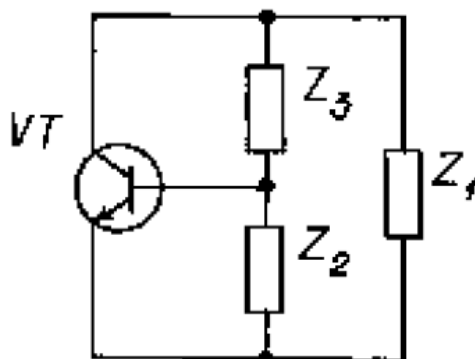


Рис. 21. Трехточечная схема автогенератора

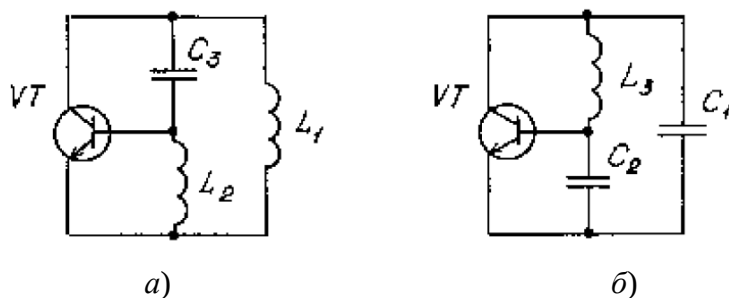


Рис. 22. Примеры колебательных систем автогенератора

Автоколебания происходят на частоте, близкой к собственной резонансной частоте колебательной системы, на которой

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0. \quad (74)$$

Для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы напряжение на управляющем электроде $\dot{U}_{\text{вх}}$ и напряжение на контуре $\dot{U}_{\text{н}}$ находились в фазе, т.е. коэффициент обратной связи должен быть положительным:

$$K_{\text{о.с}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{н}}} = \frac{x_2}{x_1} > 0. \quad (75)$$

Из условий (74) и (75) следует, что для осуществления генерации автоколебаний необходимо обеспечить следующие сочетания реактивных элементов колебательной системы:

- 1) x_1 и $x_2 > 0$, а $x_3 < 0$;
- 2) x_1 и $x_2 < 0$, а $x_3 > 0$.

Соответствующие этим двум случаям структурные схемы АГ приведены на рис. 21 [3].

АГ по схеме рис. 22, а носит название индуктивного трехточечного генератора, или генератора с индуктивной обратной связью, поскольку напряжение обратной связи снимается с индуктивного элемента. АГ по схеме рис. 22, б называется емкостным трехточечным генератором, или генератором с емкостной обратной связью.

Вместе с генератором с трансформаторной обратной связью они образуют группу одноконтурных АГ.

4.4. ОДНОКОНТУРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ, АВТОТРАНСФОРМАТОРНОЙ И ЕМКОСТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

На рисунках 23 а, б и в представлены схемы одноконтурных транзисторных АГ соответственно с индуктивной, емкостной и трансформаторной обратной связью.

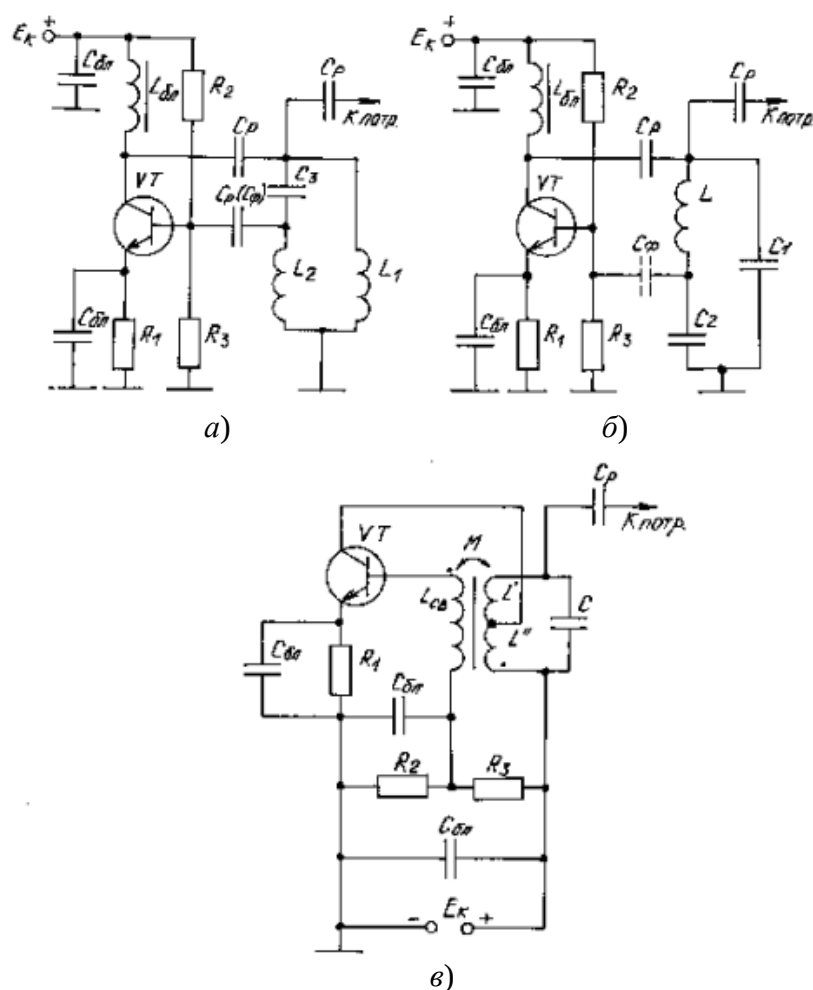


Рис. 23. Схемы одноконтурных транзисторных автогенераторов с индуктивной (а), емкостной (б) и трансформаторной (в) обратной связью

Такой же вид будут иметь и схемы ламповых АГ, с учетом особенностей выполнения цепей питания для лампы. Формулы для расчета резонансной частоты контуров ω_0 , коэффициента обратной связи $K_{o.c}$ и эквивалентного сопротивления R_3 нагрузки одноконтурных АГ приведены в табл. 2.

Таблица 2

Вид обратной связи	Формулы для расчета величин		
	ω_0	$K_{o.c}$	R_3
Индуктивная	$\frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C_3}}$	$\frac{L_2}{L_1}$	$\frac{(\omega_0 L_1)^2}{r_k} = \frac{L_1^2}{(L_1 + L_2)C_3 r_k}$
Емкостная	$\frac{1}{\sqrt{L_3 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$	$\frac{C_1}{C_2}$	$\left(\frac{1}{\omega_0 C_1} \right)^2 \frac{L_3 C_2}{r_k} = \frac{L_3 C_2}{C_1 (C_1 + C_2) r_k}$
Трансформаторная	$\frac{1}{\sqrt{(L' + L'')C}}$	$\frac{M}{L''}$	$\frac{(\omega_0 L'')^2}{r_k} = \frac{(L'')^2}{(L' + L'')C r_k}$

В электронных лампах на рабочих частотах инерционными свойствами можно пренебречь, т.е. считать $\varphi_s = 0$. Однако в транзисторах с увеличением частоты уменьшается крутизна S_{cp} и возрастает фазовый угол φ_s . Отметим, что в генераторном транзисторе, если выполняется неравенство $r_{рек} \ll r_0$, частотная зависимость фазового угла φ_s аналогична частотной зависимости $\varphi_\beta = -\arctg \omega\tau_\beta$. Следовательно, в большей части диапазона рабочих частот транзистора при АГ необходимо учитывать инерционные свойства прибора. В АГ стремятся иметь частоту генерируемых колебаний ω , близкую к резонансной частоте контура ω_0 , так как при этом крутизна фазочастотной характеристики колебательного контура максимальна и это обуславливает наибольшую стабильность частоты.

При $\varphi_{o.c} = \varphi_s = 0$ из соотношения (70) получаем $\varphi_z = 0$ и $\omega = \omega_0$. Если же величина $\varphi_s \neq 0$, то при $\varphi_{o.c} = 0$ фазовое равновесие в АГ автоматически поддерживается колебательным контуром и в стационарном режиме $\varphi_z = -\varphi_s$, т.е. $\omega \neq \omega_0$. Для предотвращения этого в транзисторных АГ в цепи обратной связи используют фазокомпенсирующие элементы, чтобы в стационарном режиме $\varphi_{o.c} + \varphi_s = 0$, а потому и $\varphi_z = 0$.

Практически роль фазокомпенсирующего элемента играет конденсатор C_ϕ , включаемый в цепь обратной связи вместо разделительного C_p в схеме на рис. 23, а.

В схеме рис. 23, б конденсатор C_ϕ включается дополнительно, как показано пунктиром.

В рассматриваемых АГ применено комбинированное смещение на базе транзистора. Начальное (отпирающее) напряжение смещения подается от источника коллекторного питания с делителя (резисторы R_2 и R_3) для обеспечения «мягкого» режима самовозбуждения. По мере возрастания амплитуды автоколебаний за счет постоянной составляющей тока эмиттера на резисторе R_1 создается запирающее автоматическое смещение, и АГ переходит в режим работы с отсечкой коллекторного тока [3].

4.5. КВАРЦЕВАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АГ

Важнейшей характеристикой АГ является обеспечение высокой стабильности формируемой рабочей частоты, поэтому важно знать, каким образом и какие параметры АГ влияют на стабильность частоты генерируемых в нем колебаний.

Одним из способов повышения стабильности частоты колебаний АГ является включение в его принципиальную схему кварцевого резонатора, что способствует повышению стабильности частоты на несколько порядков.

4.6. ПАРАМЕТРЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ АГ

Частоту автоколебаний АГ можно определить, решая уравнение для баланса фаз:

$$\varphi_s(\omega_r) + \varphi_z(\omega_r) + \varphi_k(\omega) = 0, 2\pi \dots,$$

которое выполняется на одной частоте $\omega = \omega_r$, которая и является частотой колебаний АГ. Примем, что фазовый сдвиг ОС φ_k :

$$\varphi_k = 0,$$

тогда

$$\varphi_s(\omega_r) + \varphi_z(\omega_r) = 0.$$

С учетом того, что

$$\dot{S}_{cp} = \frac{\dot{I}_{ma1}}{\dot{U}_{mb}} = S_{cp} \dot{I} e^{\varphi_s},$$

а выходной ток АЭ (анодный или катодный) отстает по фазе от напряжения возбуждения $\dot{U}_{mb}$, вследствие инертности носителей заряда примем

$$\varphi_s = -|\varphi_s|$$

величиной отрицательной и в первом приближении не зависящей от частоты ω в диапазоне частот, входящих в полосу пропускания колебательного контура (КК). Известно, что для КК (параллельного)

$$\operatorname{tg} \varphi_z = -2Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0},$$

в силу малости φ_z в области малых расстройек

$$\operatorname{tg} \varphi_z \approx \varphi_z \cong -2Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0}.$$

Уравнение баланса фаз будет иметь вид

$$-\frac{2\Delta \omega}{\omega_0} Q - |\varphi_s| = 0.$$

Величина $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – резонансная частота параллельного КК известна.

На рисунке 24 показана зависимость указанных углов от частоты. Точка пересечения определяет частоту АГ, например ω_1 . Если вследствие изменения условий работы сумма углов φ_1 и $\varphi_{o.c}$ изменит свое значение и станет $-(\varphi_1 + \varphi_{o.c})'$, то в результате частота АГ примет новое значение ω_2 . Если взять колебательную систему с большей добротностью, то ее фазовая характеристика $\varphi'_z(\omega)$ пойдет более круто.

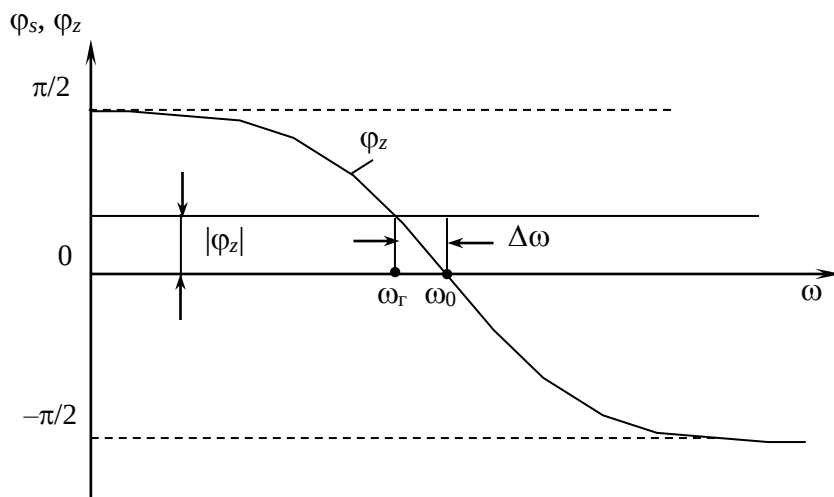


Рис. 24. Зависимость углов φ_s, φ_z от ω

Из рисунка 25 непосредственно видно, что в этом случае частота генерируемых колебаний будет ближе к собственной частоте ω_0 колебательной системы, и уход частоты $\omega_4 - \omega_3$, вызванный изменением суммы $\varphi_1 + \varphi_{o.c.}$, будет существенно меньше ухода частоты, полученного при использовании колебательной системы с меньшей добротностью. Таким образом, колебательная система АГ, обладающая большей крутизной фазочастотной характеристики $\partial\varphi_2/\partial\omega$, «фиксирует» частоту генерируемых колебаний. Свойство колебательной системы АГ ослаблять воздействие дестабилизирующих факторов на генерируемую частоту называется ее фиксирующей способностью.

Однако одной высокой фиксирующей способности недостаточно для обеспечения стабильности частоты. Если собственная частота колебательной системы изменяется под действием каких-либо дестабилизирующих факторов, то, как непосредственно видно из рис. 26, практически на столько же изменится и частота генерируемых колебаний. Следовательно, для достижения высокой стабильности частоты необходимо одновременно, чтобы колебательная система обладала высокой фиксирующей способностью и высокой эталонностью (постоянством собственной частоты).

Определив $\Delta\omega$, получим

$$\omega_r = \omega_0 + \Delta\omega,$$

$$\Delta\omega = -\frac{\omega_0 |\varphi_s|}{2Q} \leq 0,$$

тогда

$$\omega_r = \omega_0 - |\Delta\omega| < \omega_0,$$

частота генерируемых колебаний меньше частоты КК. Величину ω_r можно найти и графически.

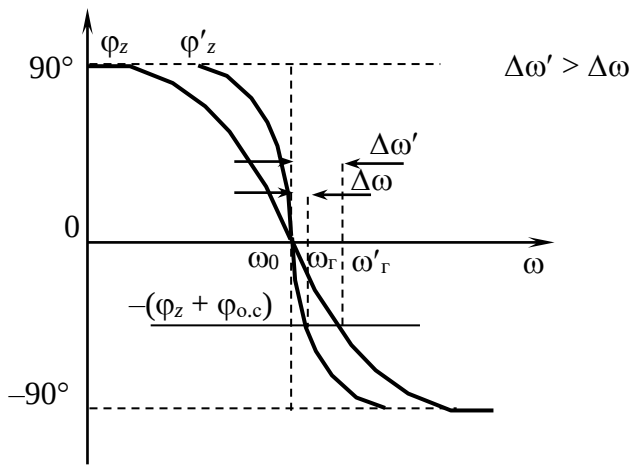


Рис. 25

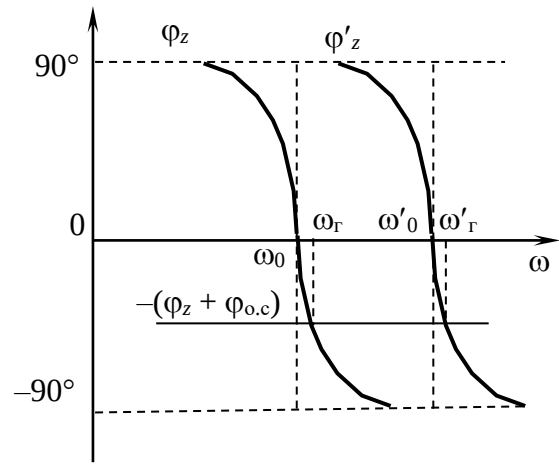


Рис. 26

Устойчивость частоты автоколебаний характеризует способность восстанавливать первоначальное значение частоты после устранения действия возмущающих факторов.

Таким образом изменение $\Delta\omega$ может произойти в результате изменения φ_s , ω_0 , Q . Чем больше ω_0 и $|\varphi_s|$ и меньше Q , тем хуже стабильность (больше $\Delta\omega$).

4.7. ОСНОВНЫЕ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИЕ ФАКТОРЫ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ АГ

К основным дестабилизирующим факторам, влияющим на стабильность частоты АГ, относятся следующие:

- 1) механические – вибрации, удары, изгибы, кручения, ускорения и т.д.;
- 2) электрические – изменение питающих напряжений, влияние последующих каскадов передатчика, шумы элементов схемы АГ;
- 3) климатические – изменение температуры, влажности, атмосферного давления;
- 4) временные – старение радиокомпонентов, усадка материалов.

Для ослабления влияния механических дестабилизирующих факторов АГ размещают в жестких литых каркасах, укрепленных на амортизирующих подкладках (подвесках). При конструировании желательно применять жесткие монтаж и крепление радиокомпонентов.

Питание АГ, как правило, осуществляют от отдельного стабилизированного выпрямителя. Для ослабления реакции последующих каскадов устанавливают минимальную связь колебательной системы АГ с последующими цепями, применяют буферные усилители и последующее умножение частоты колебаний. Кроме того, в ряде случаев применяют экранирование АГ в целом. Возможности по ослаблению собственных шумов АГ весьма ограничены. Уровень шумов зависит в основном от вида и типа выбранного активного элемента. Наиболее широко в настоящее время используют АГ на биполярных и полевых транзисторах. Для АГ, работающих на фиксированной частоте, выгоднее использовать биполярные

транзисторы, в то время как для перестраиваемых по частоте АГ – полевые. Это объясняется тем, что при больших расстройках от генерируемой в настоящий момент частоты (60...80 кГц) величина спектральной плотности флуктуаций частоты у полевых транзисторов на два порядка меньше, чем у АГ на биполярных. Но при малых расстройках преимущество по малой спектральной плотности флуктуаций частоты сохраняется за АГ на биполярных транзисторах.

Рассмотрим влияние климатических дестабилизирующих факторов. Если под действием изменения температуры окружающей среды, влажности, давления параметры контура L и C получают малые приращения ΔL и ΔC , то резонансная частота контура также получит приращение:

$$\omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right) \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)}},$$

откуда, учитывая, что $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, получим

$$1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right) \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)}}. \quad (76)$$

Поскольку $\frac{\Delta L}{L} \ll 1$, $\frac{\Delta C}{C} \ll 1$, то разложив выражение (76) в степенной ряд и воспользовавшись членами, содержащими только величины первого порядка малости, найдем, что

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right). \quad (77)$$

Для количественной оценки температурного фактора вводят понятие о температурных коэффициентах, под которыми подразумевают относительные изменения тех или иных величин, приходящиеся на один градус изменения температуры:

- температурный коэффициент частоты (ТКЧ) $\alpha_f = \frac{\Delta f}{f \Delta t^\circ}$;
- температурный коэффициент емкости (ТКЕ) $\alpha_C = \frac{\Delta C}{C \Delta t^\circ}$;
- температурный коэффициент индуктивности (ТКИ) $\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \Delta t^\circ}$;
- температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР) $\alpha_\ell = \frac{\Delta \ell}{\ell \Delta t^\circ}$ и т.д.

Если разделить все члены выражения (77) на величину Δt° , то получим

$$\alpha_f \approx -\frac{1}{2} (\alpha_L + \alpha_C). \quad (78)$$

Знак «минус» в правой части выражения (78) указывает на уменьшение частоты с увеличением температуры (при положительных α_L и α_C). Поэтому после включения АГ вследствие постепенного разогрева его частота автоколебаний плавно уменьшается. Длительность этого процесса зависит от многих факторов и составляет от нескольких минут до нескольких часов. Это явление называется выбегом частоты. На рисунке 27 представлена типовая кривая выбега частоты АГ.

Эффективным приемом ослабления влияния на частоту АГ изменений окружающей температуры является термостатирование АГ (или части его элементов). К недостаткам термостатирования следует отнести сложность, громоздкость и высокую стоимость.

Независимо от того, используется или нет термостатирование, АГ всегда стремятся строить на реактивных элементах с низкими значениями ТКИ и ТКЕ. Например, катушки индуктивности целесообразно изготавливать методом вжигания серебряной спирали в каркас с последующим наращиванием слоя металлизации электролитическим способом. В этом случае значение ТКИ определяется в основном ТКЛР каркаса. Наилучшими материалами для него являются керамика, радиофарфор.

Наиболее пригодными для использования в АГ следует считать конденсаторы с воздушным диэлектриком, ТКЕ которых ориентировочно равен $\alpha_C = 5 \cdot 10^{-6}$, что на порядок меньше ТКЕ керамических конденсаторов и значений ТКИ высокоэталонных катушек индуктивности.

Все обычные конденсаторы и катушки обладают положительными ТКЕ и ТКИ. Использование тикондовых конденсаторов, обладающих отрицательными ТКЕ, позволяет скомпенсировать возникающие изменения частоты за счет изменения ТКИ и ТКЕ других реактивных элементов колебательной системы АГ. Следует отметить, что полная компенсация возможна только при определенной температуре и на одной рабочей частоте.

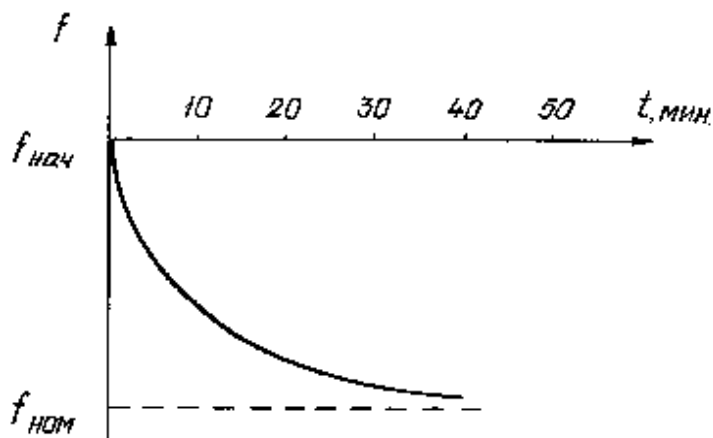


Рис. 27. Кривая выбега частоты автогенератора

Для устранения воздействий на частоту АГ атмосферных явлений (влажности, давления) необходимо применять герметизацию колебательной системы или всего АГ. Для этой цели колебательную систему АГ заливают влагонепроницаемым самотвердевающим составом и применяют замкнутые объемы, включая и термостаты.

Старение электрорадиоматериалов является естественным процессом. Для использования в АГ предпочтение следует отдавать таким материалам, физические характеристики которых незначительно изменяются во времени. Желательно также, чтобы скрепляемые вместе материалы обладали бы близкими по значению ТКЛР.

Рассмотренные способы повышения стабильности частоты АГ с колебательными контурами на LC -элементах позволяют уменьшить относительную нестабильность до значений $\frac{\Delta f}{f} = (5 \cdot 10^{-4} \dots 5 \cdot 10^{-5})$. Дальнейшее повышение стабильности возможно при использовании в АГ колебательных систем значительно более высокой добротности. В частности, широко применяют кварцевые резонаторы, замещающие в контуре реактивный элемент с наиболее низкой эталонирующей способностью – катушку индуктивности.

4.8. КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ И ИХ СВОЙСТВА

Механические колебательные системы имеют на несколько порядков более высокую добротность, чем радиотехнические колебательные контуры. Добротность механических колебательных систем достигает нескольких десятков тысяч и даже нескольких миллионов. Однако для использования таких систем в радиотехнических цепях необходимо, чтобы они обладали электрическими свойствами. Такие свойства были обнаружены у некоторых естественных и искусственных минералов: кварца, турмалина, сегнетовой соли и др. Из них основное применение нашел кварц.

Кварц (двуокись кремния SiO_2) встречается в природе в виде шестигранных призм, ограниченных сверху и снизу шестигранными пирамидами, как показано на рис. 28. В кристалле кварца различают:

- а) оптическую ось $Z - Z$;
- б) три электрических оси $X - X$;
- в) три механических оси $Y - Y$.

Из кристалла кварца вырезают пластины, ориентированные определенным образом относительно его осей. Если выполнить срез так, что грани пластины оказываются перпендикулярными осям кристалла кварца, как показано на рис. 29, а, то такой срез называется прямым.

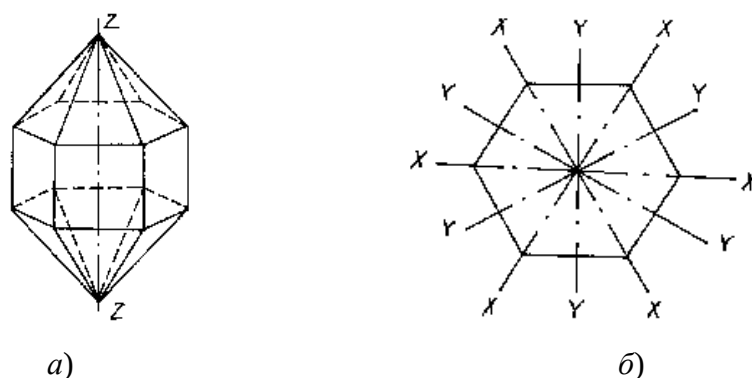


Рис. 28. Природное строение кварца

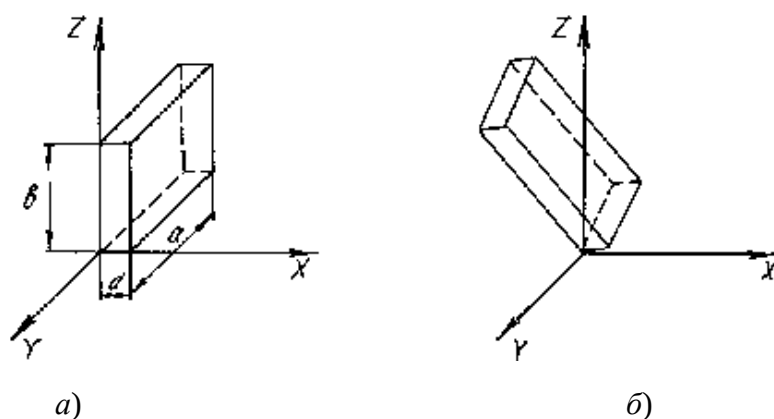


Рис. 29. Ориентация кристалла кварца, относительно его осей

На практике преимущественное распространение получили косые срезы (рис. 29, б), в которых грани кварцевой пластины составляют с осями кристалла некоторый угол [1].

Вид среза определяет ряд важных свойств кварцевой пластины и в первую очередь ТКЧ. В косых срезах возможно достижение нулевого ТКЧ в широком интервале температур, однако такие пластины оказываются сложными в изготовлении и дорогими.

Для упрощения объяснения физических свойств кварца рассмотрим их на примере кварцевой пластины с прямым срезом. При сжатии, растяжении, скручивании или другом виде механической деформации пластины вдоль оси X или Y , на перпендикулярных этим осям гранях пластины возникнут электрические заряды, равные по величине и противоположные по знаку. Величина зарядов пропорциональна степени деформации. Это явление получило название прямого пьезоэффекта. Наоборот, если поместить кварцевую пластину в электрическое поле, направленное вдоль оси X или Y , то вдоль перпендикулярных этим осям граней возникнет механическая деформация. Это явление называется обратным пьезоэффектом. Поскольку деформация вызывает появление на перпендикулярной направлению деформации паре граней электрических зарядов, то обратный пьезоэффект всегда сопровождается прямым, и наоборот.

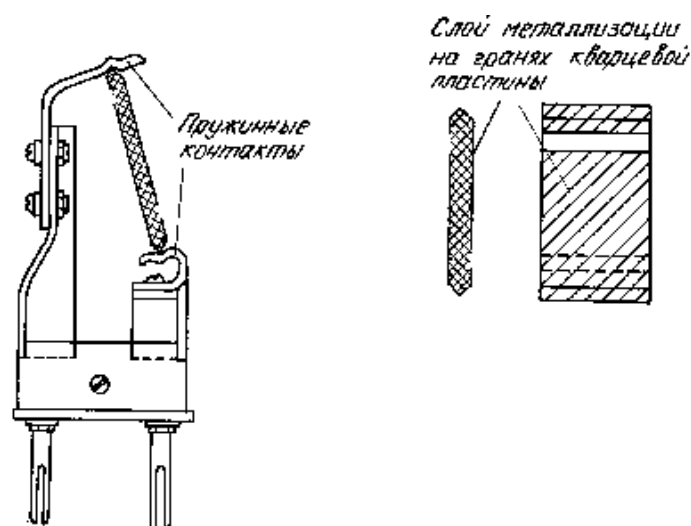


Рис. 30. Конструкция кварцевого резонатора

Устройство простейшего кварцевого резонатора подобно плоскому конденсатору. Схематически такое устройство показано на рис. 30 [3].

Кварцевый резонатор состоит из пластины кварца, в две противоположные грани которой вжигают слой серебра. Эти металлизированные грани являются электродами конденсатора. Пластину, укрепленную в кварцедержателе, помещают в баллон с выводами для включения резонатора в электрическую цепь.

Под действием переменного напряжения, приложенного к электродам, в резонаторе, благодаря обратному пьезоэффекту, возникнут упругие механические колебания, а на металлизированных гранях кварцевой пластины за счет прямого пьезоэффекта появятся переменные электрические заряды. Появление этих зарядов вызовет дополнительный приток зарядов на пластины конденсатора от внешнего источника, и переменный ток через кварцевый резонатор возрастет. Таким образом, переменный ток в цепи кварцевого резонатора определяется двумя составляющими:

а) составляющей, обусловленной тем, что кварцевый резонатор обладает свойствами обыкновенного конденсатора;

б) дополнительной составляющей, называемой «пьезоток», обусловленной пьезоэлектрическим эффектом кварцевой пластины. «Пьезоток» резко возрастает при совпадении частоты приложенного переменного напряжения с частотой собственных упругих механических колебаний пластины кварца.

В кварцевой пластине механические колебания возбуждаются на основной частоте и на приблизительно кратных ей частотах механических гармоник. Повышение частоты колебаний требует изготовления тонких пластин, что связано с технологическими трудностями в связи с хрупкостью кварца. Для серийных кварцевых резонаторов обычно выполняют пластины не тоньше 0,2...0,3 мм на частоту основных колебаний не выше 20...30 МГц. Стабилизация более высоких частот возможна на механических гармониках кварца.

Эквивалентная схема кварцевого резонатора приведена на рис. 31, а. Электрическим аналогом собственно кварцевой пластины является последовательный колебательный контур с индуктивностью $L_{\text{кв}}$, емкостью $C_{\text{кв}}$ и сопротивлением потерь $r_{\text{кв}}$. Параллельно контуру $L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$ подключена емкость кварцедержателя C_0 , включающая в себя и емкость монтажа. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что величина $L_{\text{кв}}$, отражающая инерционные свойства (массу) пластины, достигает нескольких генри. Емкость $C_{\text{кв}}$ обратно пропорциональна упругости пластины кварца и имеет значение сотых долей пикофарад. Сопротивление $r_{\text{кв}}$, пропорциональное потерям на трение, составляет сотни Ом. Емкость C_0 достигает десятков пикофарад. При таком сочетании параметров кварцевого резонатора его добротность $Q \approx 10^4 \dots 10^6$, что на 3–4 порядка выше, чем у LC -контур с сосредоточенными параметрами [3].

Таким образом, кварцевый резонатор в соответствии с эквивалентной схемой на рис. 31, а можно рассматривать как контур III вида, имеющий две резонансные частоты

$$\omega_{\text{посл}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}}, \quad (79)$$

$$\omega_{\text{пар}} \approx \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} \frac{C C_0}{C_{\text{кв}} + C_0}}} = \omega_{\text{посл}} \frac{1}{\sqrt{\frac{C_0}{C_{\text{кв}} + C_0}}} = \omega_{\text{посл}} \left(1 - \frac{C_{\text{кв}}}{C_{\text{кв}} + C_0}\right)^{-\frac{1}{2}} \approx \omega_{\text{посл}} \left(1 + \frac{C_{\text{кв}}}{2C_0}\right). \quad (80)$$

Так как $C_{\text{кв}} \ll C_0$, то частота параллельного резонанса $\omega_{\text{пар}}$ всего на единицы или доли процента отличается от частоты последовательного резонанса $\omega_{\text{посл}}$.

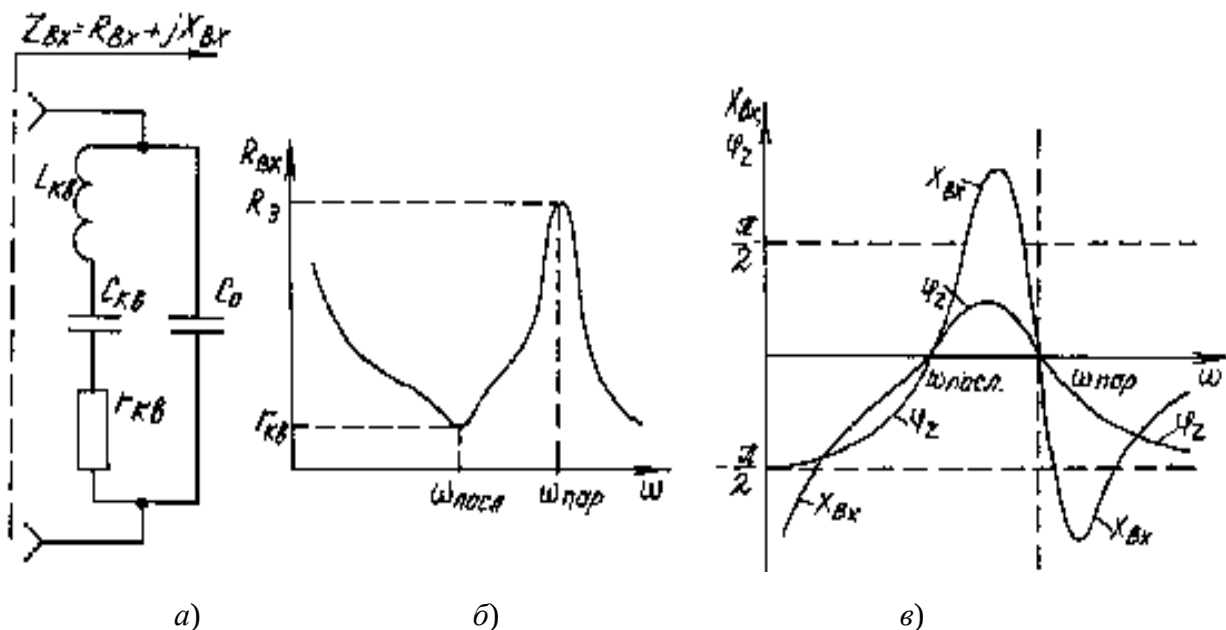


Рис. 31. Эквивалентная схема и характеристики кварцевого резонатора

На рисунке 31, б изображен график изменения активного сопротивления $R_{вх}$ кварцевого резонатора. На частоте последовательного резонанса оно минимально и численно равно $r_{кв}$, а при резонансе токов в параллельных ветвях достигает наибольшего значения

$$R_3 = \frac{L_{кв}(C_{кв} + C_0)}{C_{кв}C_0r_{кв}}. \quad (81)$$

На рисунке 31, в представлены графики реактивного сопротивления $X_{вх}$ и фазового угла φ_z комплексного входного сопротивления резонатора.

4.9. СХЕМЫ КВАРЦЕВЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Все схемы кварцевых АГ, используемые на практике, можно разделить на две группы. В первой группе схем кварцевый резонатор используется в качестве высокоэталонной индуктивности (так называемые «осцилляторные схемы»). Во второй группе схем кварцевый резонатор используется как высокочастотный последовательный резонансный контур в цепи положительной обратной связи. Применение кварцевого резонатора на частоте $\omega_{пар}$ нецелесообразно, поскольку значение $\omega_{пар}$ зависит от емкости C_0 , в состав которой входит нестабильная емкость монтажа.

В «осцилляторных схемах» кварцевый резонатор ZQ включается либо между коллектором и базой (емкостная трехточечная схема на рис. 32, а), либо между эмиттером и базой, или эмиттером и коллектором (индуктивные трехточечные схемы на рис. 32, б, в).

На практике чаще всего применяется емкостная трехточечная схема. Она отличается легкостью настройки и конструктивной простотой, так как не требует дополнительных индуктивностей. Принципиальная схема кварцевого АГ, эквивалентного емкостной трехточке, приведена на рис. 33 [3].

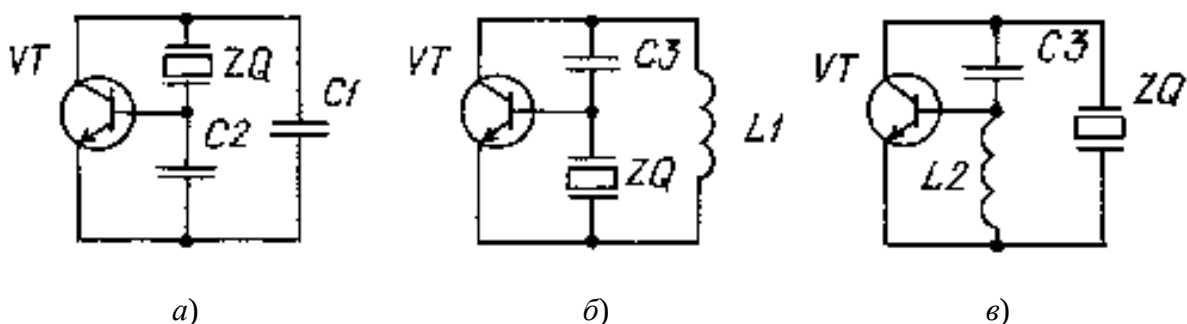


Рис. 32. Эквивалентные схемы колебательных контуров с кварцевым резонатором

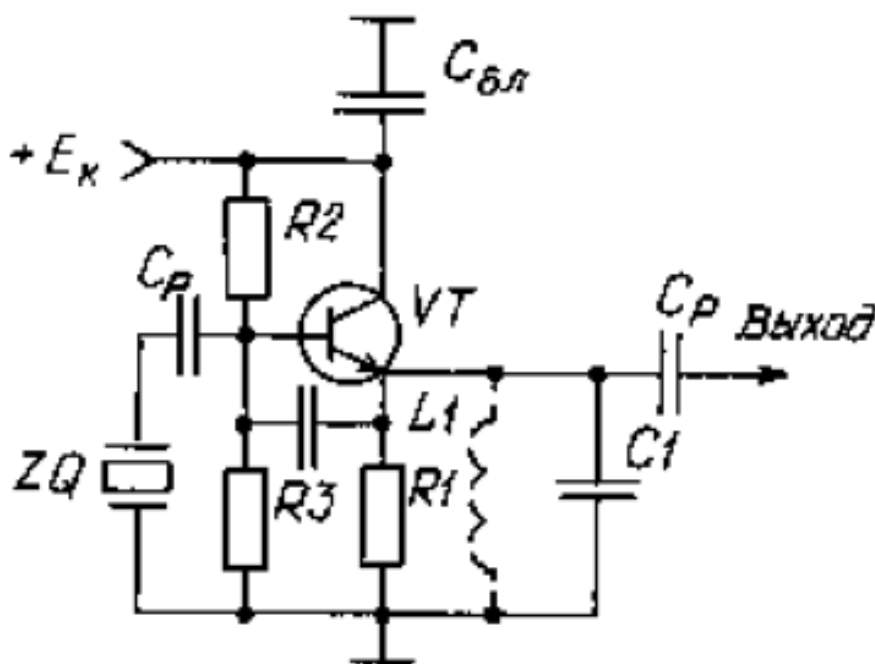


Рис. 33. Принципиальная схема кварцевого резонатора

Кварцевый резонатор ZQ играет роль индуктивности, включенной между базой и коллектором. Две другие реактивности трехточки представлены емкостями C_1 и C_2 . Резисторы R_2 и R_3 обеспечивают начальное (отпирающее) смещение, а R_1 – переход в режим с отсечкой коллекторного тока.

При работе кварцевого резонатора на гармониках механических колебаний схему на рис. 33 несколько усложняют, включая параллельно C_1 и индуктивность L_1 (показано на рис. 33 пунктиром). Резонансная частота контура L_1C_1 выбирается так, чтобы она была ниже рабочей частоты, но выше более низкой механической гармоники кварца. Тогда на рабочей частоте контур L_1C_1 эквивалентен емкости, и АГ представляет собой обычную трехточечную схему. На более же низкой механической гармонике кварца контур L_1C_1 эквивалентен индуктивности и автогенератор не возбуждается, так как не выполняется соотношение (75).

Принцип работы схемы АГ, где кварцевый резонатор используется как последовательный резонансный контур, основан на том, что модуль сопротивления кварцевого резонатора на частоте последовательного резонанса $\omega_{\text{посл}}$ минимален и резко возрастает при отклонении от частоты $\omega_{\text{посл}}$. Поэтому, если включить кварцевый резонатор в цепь обратной связи трехточечной схемы АГ, как показано на рис. 34, то на частоте последовательного резонанса $\omega_{\text{посл}}$ цепь обратной связи замыкается, и автогенератор самовозбуждается. При этом коэффициент передачи делителя, состоящего из R_6 и ZQ , максимален [4].

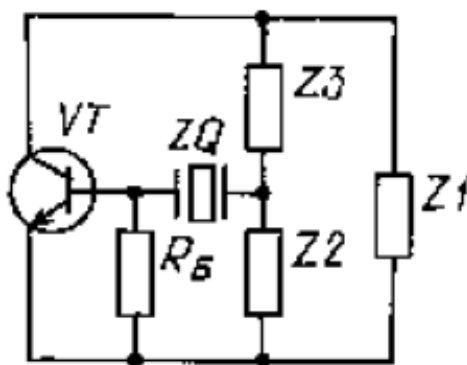


Рис. 34. Включение кварцевого резонатора в цепь обратной связи трехточечной схемы АГ

На частотах, отличных от $\omega_{\text{посл}}$, сопротивление кварцевого резонатора велико, а коэффициент обратной связи мал, и условие (67) самовозбуждения автогенератора не выполняется.

Контрольные вопросы

1. Назначение АГ в РПДУ.
2. Перечислить условия стационарности колебаний в АГ.
3. Назвать условия построения типовых схем АГ.
4. Перечислите основные дестабилизирующие факторы работы АГ.
5. В качестве какого элемента кварцевый резонатор включается в схемы АГ.
6. Поясните физическое явление в АГ – выбег частоты.
7. Технические меры по уменьшению выбега частоты в АГ.

5. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

Современные системы связи характеризуются бесперерывным и бесподстроичным ведением радиосвязи, что предполагает формирование в передатчике большого количества фиксированных, заранее формируемых частот. При этом требования по стабильности частоты РПДУ не снижаются. Выполнение данных условий достигается с применением в РПДУ синтезаторов дискретной сетки частот (ДСЧ).

5.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ДСЧ

Возбудителем называется радиоэлектронное устройство, входящее в состав радиопередатчика и предназначенное для формирования электрических колебаний с заданными частотами и требуемым видом модуляции. В простейшем случае, когда радиопередатчик работает на одной фиксированной частоте, возбудитель представляет собой каскадное соединение высокостабильного кварцевого АГ и буферного каскада. Если число рабочих частот передатчика невелико, в тракте возбудителя можно использовать несколько кварцевых АГ или один АГ с переключаемыми кварцевыми резонаторами. Это так называемые возбудители типа «кварц-волна» [3].

При увеличении числа рабочих частот передатчика возрастает и число необходимых кварцевых резонаторов, что существенно усложняет и удорожает возбудитель такого передатчика. Если число рабочих частот больше 10, то применяется диапазонная кварцевая стабилизация частоты (ДКСЧ), позволяющая получать плавное перекрытие диапазона частот или дискретную сетку частот с определенным шагом от одного или нескольких высокостабильных кварцевых АГ. Дискретное перекрытие диапазона частот упрощает процесс смены рабочей частоты и способствует внедрению автоматизации работы радиопередатчика.

Устройством, входящим в состав возбудителя и позволяющим синтезировать колебания с любой частотой заданной сетки из колебаний одного или нескольких кварцевых АГ, является синтезатор сетки частот (ССЧ). Современные синтезаторы, как правило, работают от одного высокостабильного кварцевого АГ (опорного), что позволяет в процессе синтеза обеспечить когерентность выходных колебаний ССЧ исходному колебанию АГ и, как следствие, приблизить стабильность каждой из частот формируемой сетки к стабильности частоты опорного АГ. Такая работа ССЧ и является реализацией основного принципа ДКСЧ.

Обычно ССЧ состоят из двух основных блоков: блока опорных частот (БОЧ) и блока сетки частот (БСЧ). В БОЧ формируются вспомогательные колебания опорных частот, из которых в БСЧ синтезируются выходные колебания с заданными частотами.

В тех случаях, когда управление колебаниями (модуляция) производится в тракте возбудителя, в его состав включаются формирователь видов работы (ФВР) и тракт переноса частот (ТПЧ). При этом в БОЧ должны вырабатываться дополнительные колебания, необходимые для функционирования ФВР и ТПЧ, а диапазон возможных значений частот сигнала на выходе БСЧ перестает совпадать с диапазоном рабочих частот радиопередатчика. Получаемая при этом структурная схема возбудителя диапазонного передатчика представлена на рис. 35.

Многие эксплуатационно-технические характеристики радиопередатчика, вытекающие из требований, предъявляемых к системе связи в целом, определяются характеристиками используемого возбудителя.

Основными из этих характеристик являются:

1. Диапазон рабочих частот $f_{\min} \dots f_{\max}$.
2. Шаг δF дискретной сетки частот или общее количество фиксированных частот

$$m = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\delta F}. \quad (82)$$

3. Нестабильность частоты. Как правило, задают кратковременную и долгосрочную нестабильности частоты, выраженные либо в абсолютных, либо в относительных единицах. Значения относительной кратковременной и долгосрочной нестабильностей частоты обычно находятся в пределах

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-5} \dots 10^{-8}.$$

В тех случаях, когда относительная долгосрочная нестабильность частоты не должна превышать $10^{-9} \dots 10^{-10}$, вместо кварцевого АГ используют квантовый стандарт частоты.

4. Уровень побочных спектральных составляющих выходного колебания возбудителя. Определяется следующим соотношением:

$$D = 20 \lg \frac{U_{n\text{эф}}}{U_{\text{эф}}}, \quad (83)$$

где $U_{n\text{эф}}$ – эффективное значение суммарного напряжения побочных составляющих (дискретных и шумовых), лежащих в заданной полосе частот; $U_{\text{эф}}$ – эффективное значение суммарного напряжения всех составляющих спектра выходного колебания.

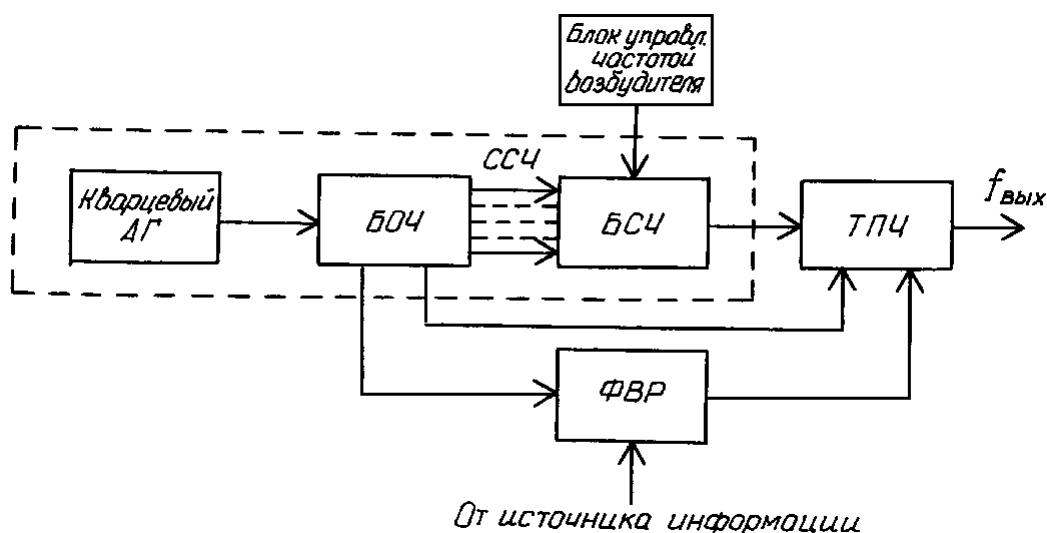


Рис. 35. Структурная схема возбуждителя диапазонного передатчика

Уровень побочных составляющих на выходе возбуждителя в полосе 3 кГц при отстройке от номинального значения частоты от 20 до 200 кГц не должен превышать $-(60...80)$ дБ. В отдельных случаях необходим еще более низкий уровень, например -100 или -140 дБ.

5. Время перестройки $t_{\text{пер}}$ с одной рабочей частоты на другую. Под $t_{\text{пер}}$ следует понимать интервал времени между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или ручной установки органов управления частотой в нужное положение и моментом, после которого отклонение текущего значения рабочей частоты от требуемого не превышает допустимого значения. Время перестройки возбуждителей современных средств связи не должно превышать 100...300 мс.

6. Выходное напряжение возбуждителя и требуемое сопротивление нагрузки. Обычно выходное напряжение равно 1 В на нагрузке $R_n = 75$ Ом.

В тех случаях, когда модуляция осуществляется непосредственно в тракте возбуждителя, к последнему предъявляются дополнительные требования, касающиеся качественных показателей сформированных модулированных колебаний.

Помимо указанных, к основным характеристикам возбуждителя в зависимости от его назначения могут быть отнесены такие характеристики, как масса и габариты, требуемые условия эксплуатации, энергопотребление, надежность и т.п. [7].

Принципы построения систем ДКСЧ (ССЧ) в возбуждителях основаны на реализации различных методов синтеза рабочих частот. Рассмотрим некоторые из них.

5.2. ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ (ГЕТЕРОДИННЫЙ) МЕТОД СИНТЕЗА РАБОЧИХ ЧАСТОТ

Интерполяционный метод был предложен советским ученым Г. А. Зейтленком в 1936 г. Структурная схема формирования высокостабильных частот по этому методу представлена на рис. 36.

Схема состоит из кварцевого АГ и перестраиваемого автогенератора плавного диапазона, колебания которых смешиваются. На выходе смесителя образуются колебания с комбинационными частотами вида $pf_{\text{кв}} \pm qF$, где $p = 1, 2, 3, \dots$, $q = 1, 2, 3, \dots$. Поэтому необходим перестраиваемый полосовой фильтр, пропускающий нужную комбинационную составляющую (например, $f_{\text{вых}} = f_{\text{кв}} + F$).

Покажем, что относительная нестабильность выходного колебания будет близка к относительной нестабильности кварцевого АГ. В худшем случае, когда знаки уходов частоты обоих АГ одинаковы, относительная нестабильность частоты результирующего колебания будет

$$\frac{\Delta f_{\text{вых}}}{f_{\text{вых}}} = \frac{\Delta f_{\text{кв}} + \Delta F}{f_{\text{кв}} + F} = \frac{\Delta f_{\text{кв}}}{f_{\text{кв}} + F} + \frac{\Delta F}{f_{\text{кв}} + F}. \quad (84)$$

Первое слагаемое меньше относительной нестабильности кварцевого АГ, поэтому им можно пренебречь, по сравнению со вторым слагаемым, которое можно записать в виде

$$\frac{\Delta F}{f_{\text{кв}} + F} = \frac{\Delta F}{F} \frac{1}{1 + \frac{f_{\text{кв}}}{F}}. \quad (85)$$

Если частота кварцевого АГ существенно выше частоты перестраиваемого АГ, нестабильность результирующего колебания может быть сделана меньше нестабильности перестраиваемого АГ. Например, если $\frac{f_{\text{кв}}}{F} = 9$, достигается выигрыш в стабильности в 10 раз.

Однако брать это отношение очень большим нельзя: предельные частоты кварца ограничены, а уменьшение частоты перестраиваемого АГ приводит к уменьшению абсолютной ширины его диапазона $F_{\text{max}} \dots F_{\text{min}}$.

Для получения более широкого сплошного рабочего диапазона частот можно использовать несколько (n) кварцевых АГ (например $n = 3$, как показано на рис. 37), частоты которых отличаются друг от друга на F_{min} . Это позволяет получать гораздо большую непрерывную полосу стабилизированных частот [3].

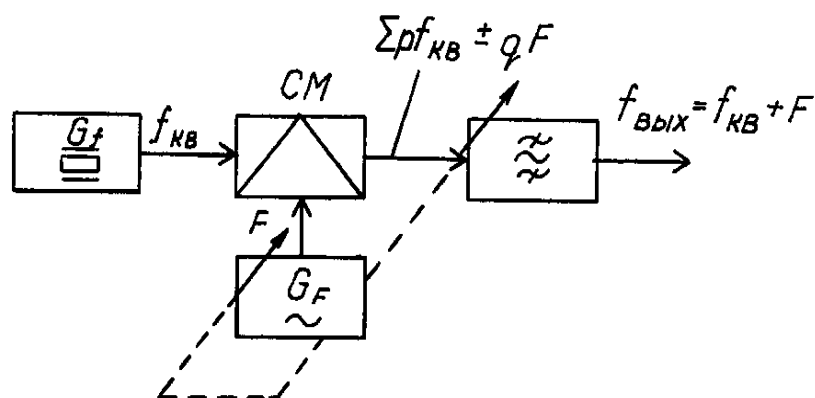


Рис. 36. Структурная схема формирования высокостабильных частот интерполяционным методом

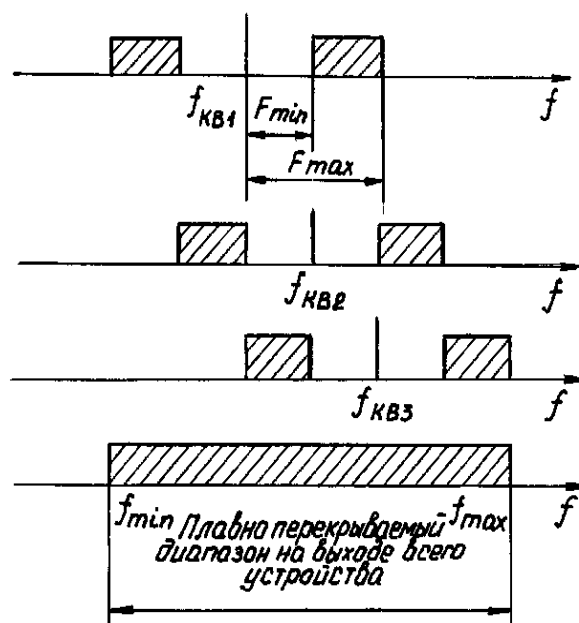


Рис. 37. Получение широкого сплошного рабочего диапазона частот с помощью трех кварцевых генераторов

Достижимая с помощью интерполяционной схемы стабильность частоты часто оказывается недостаточной для практических нужд. Тогда приходится отказываться от перестраиваемого АГ, заменяя непрерывный диапазон перестройки сеткой высокостабильных кварцованных частот. Для ее создания часто применяют тот же интерполяционный метод, но вместо перестраиваемого АГ используют N кварцевых низкочастотных АГ или N сменных кварцев.

Если используется n высокочастотных кварцевых АГ, частоты которых отличаются друг от друга на величину

$$\delta f = f_{KB\ n} - f_{KB\ (n-1)}, \quad (86)$$

то чтобы заполнить каждый из этих интервалов более густой сеткой частот, число низкочастотных кварцевых АГ должно быть

$$N = \frac{\delta f}{\delta F}, \quad (87)$$

где δF – требуемый шаг сетки частот.

Общее количество фиксированных частот, которое сможет выделить перестраиваемый полосовой фильтр, будет

$$m = 2Nn. \quad (88)$$

Это и определяет выигрыш данной системы в числе используемых кварцев. Например, если $n = 3$, $N = 7$, то общее число стабильных частот $m = 42$ обеспечивается всего 10 кварцами.

5.3. МЕТОД МНОГОКРАТНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ (ГЕТЕРОДИНИРОВАНИЯ)

В современных передатчиках часто необходимо иметь несколько тысяч стабилизированных частот. Из приведенного выше примера следует, что при этом необходимо иметь все же довольно значительное число кварцев. Оно может быть существенно уменьшено, если высокие стабилизированные частоты образовывать путем смещения колебаний от нескольких (k) высокочастотных кварцевых генераторов, каждый из которых обеспечивает n фиксированных частот, т.е. имеет n кварцевых резонаторов. Принцип многократной интерполяции поясняется на рис. 38.

Общее число стабилизированных частот при использовании суммарных и разностных частот на выходе смесителя будет

$$m = 2^{k-1} N n k, \quad (89)$$

где k – количество высокочастотных кварцевых АГ.

Например, если $k = 3$, $n = 2$, $N = 4$, то имея десять кварцевых резонаторов, можно получить $m = 2^2 \cdot 4 \cdot 2 \cdot 3 = 96$ стабильных частот.

Если использовать только суммарные (или разностные) частоты на выходе смесителя, то общее число фиксированных частот

$$m = N n k. \quad (90)$$

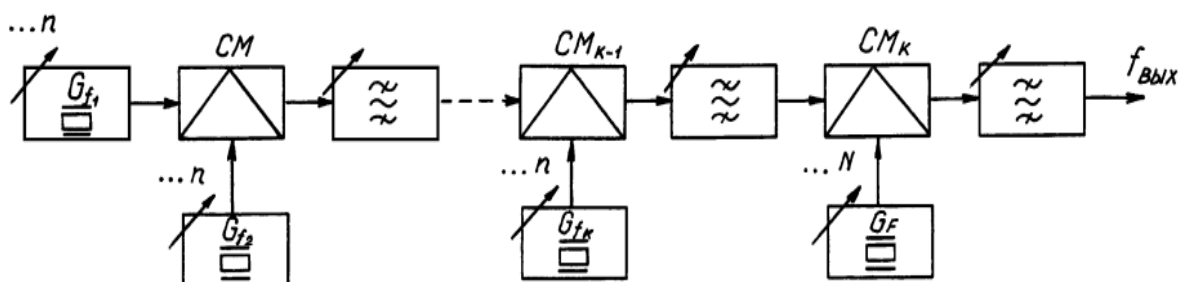


Рис. 38. Принцип многократной интерполяции

5.4. МЕТОД ГЕНЕРАТОРА ГАРМОНИК

Метод генератора гармоник основан на использовании широкого линейчатого спектра импульсно-модулированных колебаний. Структурная схема метода приведена на рис. 39.

Колебания высокочастотного кварцевого АГ частоты f модулируются кратковременными импульсами блокинг-генератора, следующими с низкой частотой F , определяемой синхронизирующим НЧ кварцевым АГ. На рисунке 40 показаны импульсно-модулированное РЧ колебание и его спектр.

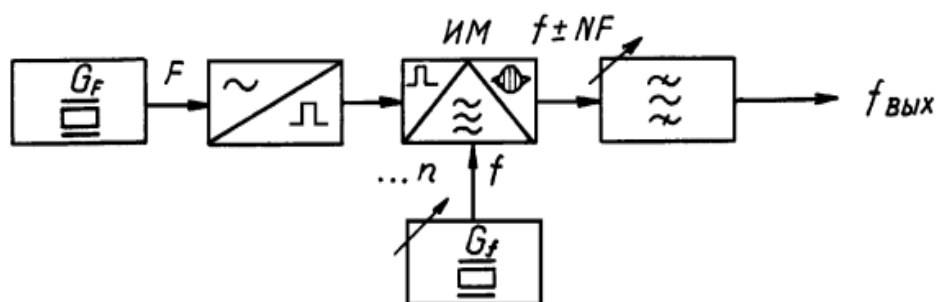


Рис. 39. Метод генератора гармоник

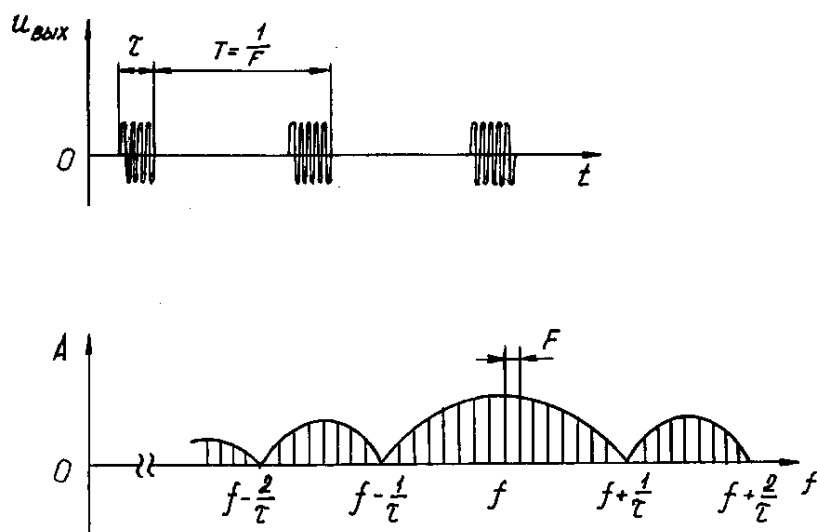


Рис. 40. Импульсно-модулированное РЧ колебание и его спектр

Если длительность высокочастотных импульсов намного меньше периода их следования

$$\tau \ll T = \frac{1}{F},$$

то их спектр богат гармониками. С помощью перестраиваемого полосового фильтра из дискретного спектра на выходе импульсного модулятора (ИМ) выделяется необходимая частота

$$f_{\text{ВЫХ}} = f(\pm) NF, \quad (91)$$

где N – число спектральных составляющих справа (или слева) от частоты ВЧ кварцевого АГ, отстоящих друг от друга на F . Обычно достаточную для дальнейшего использования интенсивность имеют колебания с номерами $N \leq 25 - 35$.

Число эталонных частот, образуемых одним высокочастотным кварцем, равно

$$m = 2N + 1. \quad (92)$$

Чтобы получить более густую сетку, используют несколько сменных ВЧ кварцев, отличающихся друг от друга по частоте на

$$\delta F = \frac{F}{n}, \quad (93)$$

где n – число сменных кварцев. При этом общее число стабилизированных частот составляет

$$m = (2N + 1)n. \quad (94)$$

Принцип образования сетки частот для случая $n = 5$ показан на рис. 41.

5.5. ПРЯМОЙ МЕТОД СИНТЕЗА СЕТКИ ЧАСТОТ

Различают два метода синтеза сетки частот – прямой и косвенный. При прямом синтезе требуемая частота получается непосредственно из эталонного высокостабильного колебания опорного генератора путем арифметических преобразований (суммирование, вычитание, деление, умножение) с использованием колебаний гетеродинного генератора с помощью методов, рассмотренных ранее. Поясним структурную схему синтезатора на рис. 42, выполненного по методу прямого синтеза. В этом синтезаторе используется принцип «идентичных декад», являющийся дальнейшим развитием принципа многократной интерполяции [3].

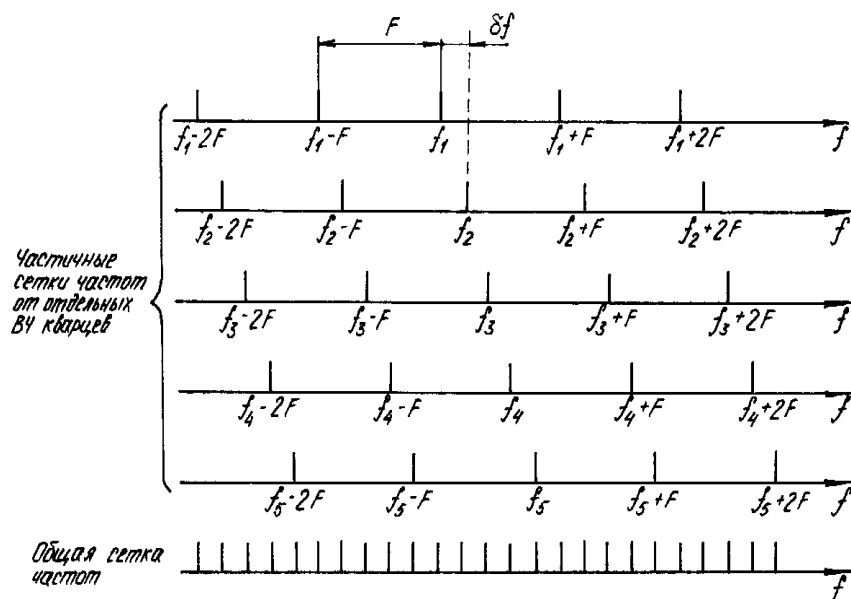


Рис. 41. Принцип образования сетки частот

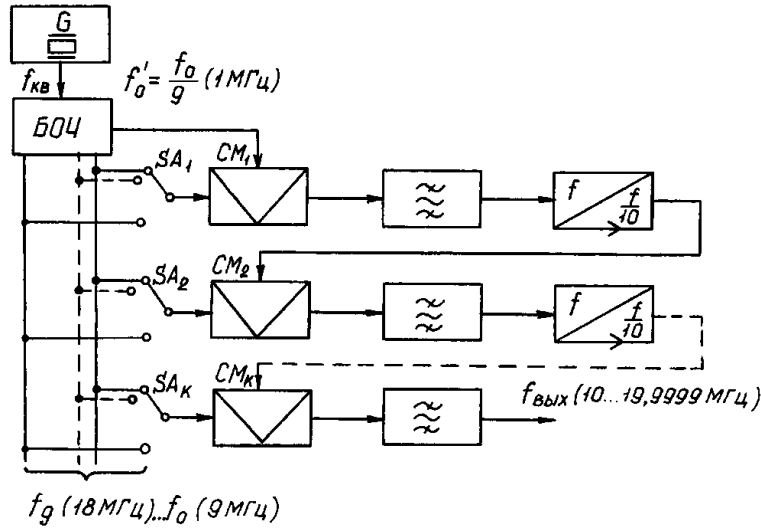


Рис. 42. Схема синтезатора, выполненная по методу прямого синтеза

Из сигнала кварцевого АГ в блоке опорных частот (БОЧ) формируется десять частот $f_0...f_9$, кратных частоте $f_{кв}$, и сигнал с частотой

$$f'_0 = \frac{f_0}{9}.$$

Опорные частоты $f_0...f_9$ связаны соотношением

$$f_n = f_0 + n\delta f, \quad (95)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$; δf – шаг сетки опорных частот.

Частота колебания на выходе делителя первой декады равна

$$f_{\text{вых}1} = \left(\frac{f_0}{9} + f_{n1} \right) : 10.$$

С помощью декадных переключателей $SA_1... SA_k$ сигнал одной из частот $f_0...f_9$ можно подать на соответствующий смеситель. Полосовые фильтры выделяют сигналы суммарной частоты. Частота выделенного сигнала уменьшается в 10 раз делителем, который в последней декаде отсутствует.

С учетом выражения (95) получаем

$$f_{\text{вых}1} = \frac{f_0}{9} + \frac{n_1}{10} \delta f.$$

На выходе делителя второй декады частота колебания соответствует

$$f_{\text{вых}2} = \frac{f_0}{9} + \delta f \left(\frac{n_2}{10} + \frac{n_1}{10^2} \right),$$

где n_1 – номер положения переключателя SA_1 ; n_2 – номер положения переключателя SA_2 .

На выходе полосового фильтра последней декады

$$f_{\text{вых}k} = \frac{10f_0}{9} + \delta f \left(n_k + \frac{n_{k-1}}{10} + \frac{n_{k-2}}{10^2} + \dots + \frac{n_2}{10^{k-2}} + \frac{n_1}{10^{k-1}} \right). \quad (96)$$

Положим, что $f_0 = 9$ МГц, $\delta f = 1$ МГц и $k = 5$. Тогда

$$f_{\text{вых}} = 10 + 1 \cdot \left(n_5 + \frac{n_4}{10} + \frac{n_3}{10^2} + \frac{n_2}{10^3} + \frac{n_1}{10^4} \right) \text{ (МГц)}.$$

Если все переключатели декад установить в положение $n = 1$, то частота будет $f = 11,1111$ МГц, причем ее значение совпадает с номерами переключателей. Если переключатели установить в положение $n = 9$, то $f = 19,9999$ МГц. Шаг перестройки частоты при $k = 5$ составляет 100 Гц.

Достоинства синтезаторов, выполненных по методу прямого синтеза:

1. Возможность получения сколь угодно малого шага сетки частот за счет увеличения числа декад.
2. Идентичность большинства элементов декад.
3. Малое время перестройки ССЧ.

Недостаток – необходимость применения значительного числа смесителей и фильтров, что в конечном итоге усложняет достижение подавления побочных частот на выходе менее чем на $-(60...80)$ дБ.

5.6. КОСВЕННЫЙ (КОГЕРЕНТНЫЙ) МЕТОД СИНТЕЗА СЕТКИ ЧАСТОТ

Косвенный метод синтеза подразумевает формирование колебаний рабочей частоты ССЧ перестраиваемым АГ, работа которого синхронизируется высокостабильными колебаниями, формируемыми опорным АГ, с точностью до постоянства разности фаз. Это и послужило другому названию данного метода синтеза как когерентного.

В синтезаторах, построенных на основе метода косвенного синтеза (иногда называемого методом анализа), можно выделить три составные части:

1. Перестраиваемый по частоте АГ, частота колебаний которого $f_{\text{ПАГ}}$ является выходной частотой синтезатора.
2. Цепь коррекции частоты перестраиваемого АГ. Для коррекции часто используются системы ФАПЧ.
3. Тракт анализа частоты $f_{\text{ПАГ}}$. В тракте анализа может быть использовано устройство прямого синтеза, с той лишь разницей, что преобразование частоты ведется в обратном направлении (от $f_{\text{вых}} = f_{\text{ПАГ}}$ к частоте F , на которой работает фазовый детектор системы ФАПЧ).

Разнообразные схемы косвенного синтеза частот можно разделить на два типа:

- 1) с суммированием – вычитанием частоты в тракте анализа;
- 2) с делением частоты в тракте анализа.

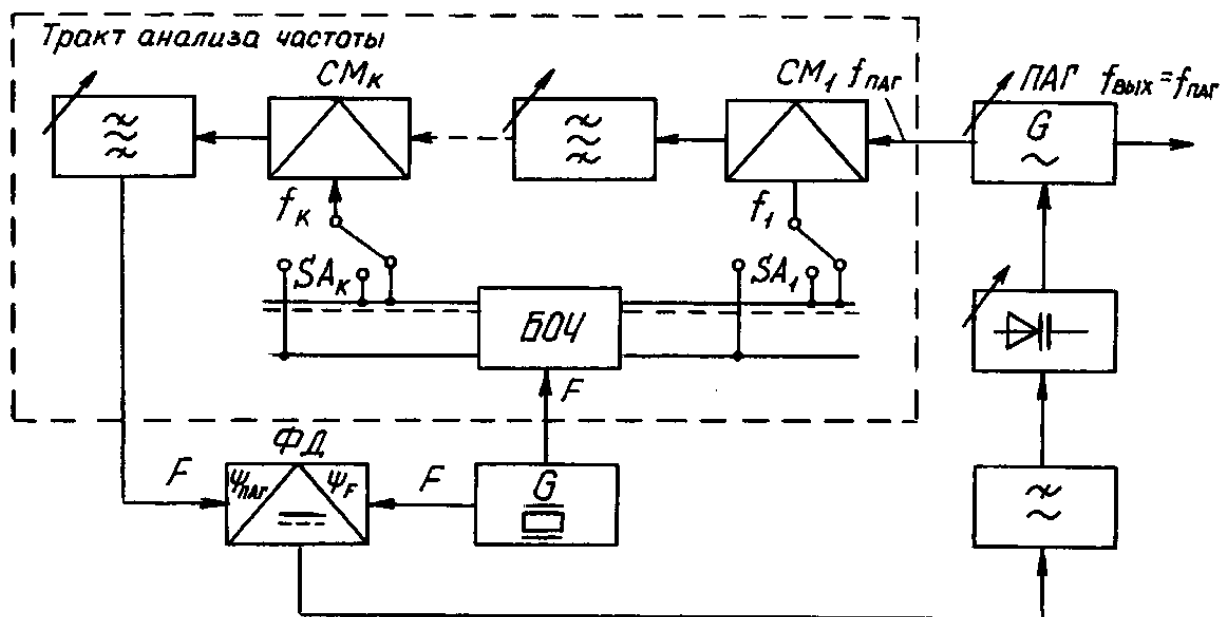


Рис. 43. Схема синтезатора, выполненная по методу косвенного синтеза

На рисунке 43 для примера представлена схема синтезатора, выполненная по методу косвенного синтеза с использованием вычитания частоты $f_{\text{ПАР}}$ в тракте анализа.

Тракт анализа частоты $f_{\text{ПАР}}$ представляет собой многократный преобразователь частоты. Выходным сигналом синтезатора являются колебания перестраиваемого АГ без каких-либо нелинейных преобразований.

Это обеспечивает повышение спектральной чистоты выходного сигнала синтезатора, по сравнению со спектральной чистотой колебаний на выходе синтезаторов, построенных по методу прямого синтеза частот, в которых выходной сигнал получается за счет нелинейных преобразований сигналов опорных частот.

В установившемся режиме работы системы ФАПЧ частота выходного сигнала синтезатора находится из соотношения

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ПАР}} = F + f_1 + f_2 + \dots + f_k, \quad (97)$$

где $f_1 - f_k$ — частоты, выбираемые переключателями $SA_1 - SA_k$ тракта анализа частоты. Изменяя эти частоты, можно изменять выходную частоту $f_{\text{ВЫХ}}$.

Существенным недостатком синтезаторов рассмотренного типа является сложность получения шага частот менее 100...200 Гц. Это связано с тем, что шаг сетки частот определяется рабочей частотой фазового детектора F . При уменьшении F для обеспечения требуемой фильтрации этой частоты в тракте ФАПЧ необходимо увеличивать инерционность фильтра нижних частот (ФНЧ). При этом возрастает длительность переходных процессов и время перестройки.

В современных системах связи находят широкое применение комбинации методов синтеза рабочих частот ССЧ.

5.7. МЕТОДЫ ФИЛЬТРАЦИИ ПОБОЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В СИСТЕМАХ ДКСЧ

Для выделения (селекции) требуемой частоты из дискретного множества частот применяют:

1. Перестраиваемые полосовые фильтры.
2. Компенсационный метод фильтрации.
3. Синхронизацию частоты перестраиваемого автогенератора системой фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ).

При перестройке полосовых фильтров в широком диапазоне частот трудно обеспечить узкую полосу пропускания. Следовательно, трудно обеспечить подавление побочных колебаний на выходе синтезатора менее чем $-60...80$ дБ.

Более эффективное подавление ненужных побочных комбинационных составляющих осуществляется в синтезаторе, в котором используется компенсационная схема, представленная на рис. 44.

Эта схема предполагает наличие устройства, формирующего частую сетку частот в довольно высокочастотном участке диапазона, например, получаемую после модулятора в синтезаторе, выполненном по методу генератора гармоник. Принцип работы этой схемы основан на переносе спектра частот от генератора гармоник (ГГ) в область более низких частот, где относительная расстройка между соседними составляющими спектра больше и, следовательно, легче выделить требуемую частоту узкополосным фильтром. Спектр колебаний от ГГ $f_k = f \pm NF$ смешивается с частотой вспомогательного генератора. На выходе первого смесителя образуется сигнал со спектром, аналогичным входному, но смещенным на частоту вспомогательного АГ. Последний подстраивается так, чтобы разностная частота с необходимой для выделения составляющей $f_{всп} - f_k$ попала в узкую полосу неперестраиваемого полосового фильтра.

Далее с помощью того же вспомогательного АГ, второго смесителя и перестраиваемого полосового фильтра на выходе необходимая составляющая из спектра ГГ восстанавливается:

$$f_{всп} - (f_{всп} - f_k) = f_k,$$

причем нестабильность частоты вспомогательного АГ на нее не влияет.

Недостатком этой схемы является образование во втором смесителе комбинационных частот типа

$$pf_{всп} \pm q(f_{всп} - f_k).$$

Чтобы выходной перестраиваемый полосовой фильтр в нужной мере подавлял нежелательные комбинационные составляющие, не следует выбирать и очень большое понижение частот при преобразовании в первом смесителе.

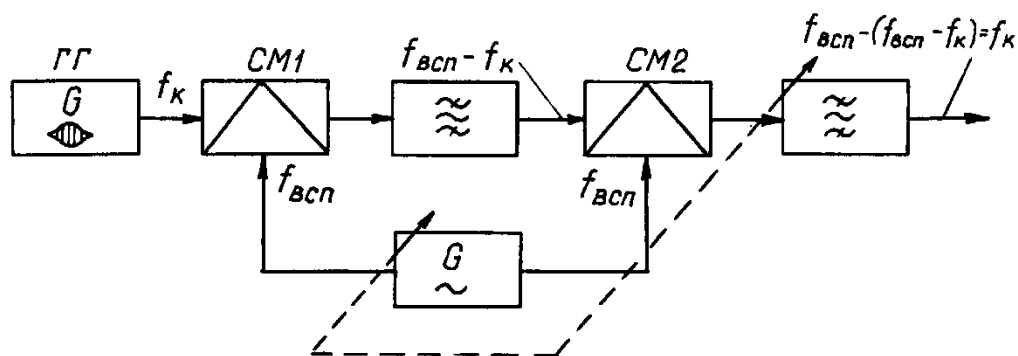


Рис. 44. Компенсационная схема подавления побочных составляющих частот ССЧ

5.8. СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ (ФАПЧ)

Рассмотрим принцип осуществления фильтрации требуемой составляющей из частотного спектра ГГ с помощью схемы ФАПЧ, представленной на рис. 45. Колебания от ГГ и перестраиваемого автогенератора (ПАГ) поступают на фазовый детектор (ФД), выходное напряжение которого определяется разностью фаз напряжений, действующих на его входах. Выходное напряжение ФД через ФНЧ воздействует на управляющий элемент (например, варикап), который изменяет частоту перестраиваемого АГ, приближая ее к необходимой для выделения частоте из спектра колебаний на выходе ГГ.

В системах ФАПЧ в качестве сравнивающего устройства используют (ФД). В этих системах в качестве сравнивающего устройства используют фазовый детектор. Закон изменения выходного напряжения детектора от разности фаз подводимых колебаний может быть различным. Чаще всего используют фазовые детекторы с косинусоидальной или пилообразной фазовой характеристикой (рис. 46, а).

Для определенности будем считать, что используемый нами фазовый детектор имеет косинусоидальную характеристику.

В качестве управителей чаще всего используют варикапы. Закон изменения частоты колебательного контура генератора от управляющего напряжения определяется характеристикой управителя (рис. 46, б).

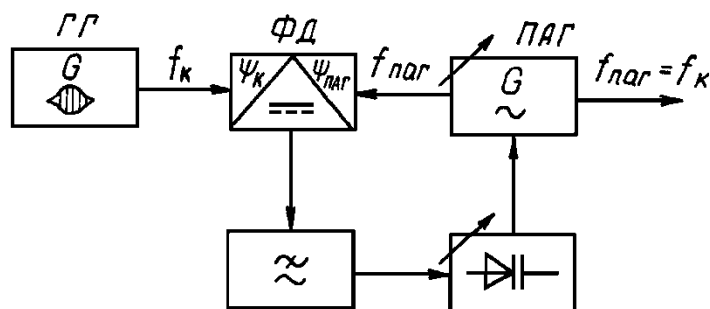


Рис. 45. Подавление побочных составляющих частот ССЧ с помощью ФАПЧ

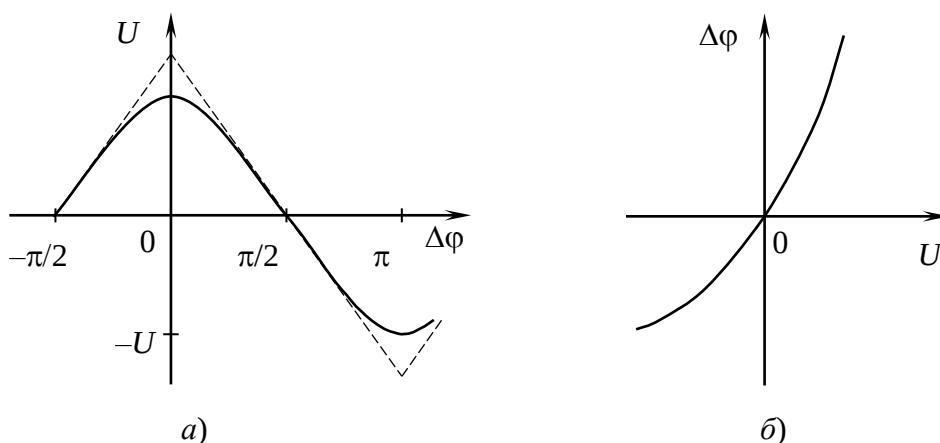


Рис. 46. Характеристики фазового детектора:
 a – фазовая характеристика; b – характеристика управления

Рассмотрим процесс автоподстройки. Предварительно обозначим опорную частоту через f и частоту генератора – через f_r . Если эти частоты не равны, то напряжение на выходе фазового детектора в силу непрерывного изменения разности фаз будет переменным.

Фазовый детектор можно рассматривать как перемножитель двух подведенных колебаний:

$$u(t) = U \sin \omega t \quad \text{и} \quad u_r(t) = U_r \sin (\omega_r t + \varphi).$$

Произведение этих колебаний определяет напряжение на выходе детектора

$$u_{\text{вых}}(t) = k_1 U U_r \sin \omega t \sin (\omega_r t + \varphi).$$

Поскольку фазовый угол может быть сведен к нулю путем соответствующего выбора начала отсчета, то

$$u_{\text{вых}}(t) = 0,5 k_1 U U_r [\cos(\omega - \omega_r)t - \cos(\omega + \omega_r)t].$$

Фильтр нижних частот подавляет частоту $(\omega + \omega_r)$ и в качестве управляющего напряжения остается

$$u_{\text{упр}}(t) = k U U_r \cos (\omega - \omega_r)t.$$

Постоянная k определяется величинами коэффициентов передачи детектора и фильтра. В замкнутом кольце ФАПЧ косинусоида искажается, причем характер ее искажения определяется расстройкой $|f_r - f|$. Удвоенное значение разности $|f_r - f|$, при которой происходит схватывание, называется *полосой захвата ФАПЧ*. Ширина полосы захвата существенно зависит от полосы пропускания ФНЧ. Чем уже полоса фильтра, тем лучше фильтруются высшие гармоники некосинусоидального управляющего напряжения, тем ближе они становятся косинусоидальными, а это приводит к уменьшению постоянной составляющей, определяющей степень подстройки генератора.

В режиме захвата $f_r = f$, при этом

$$u_{\text{вых}}(t) = 0,5 k_1 U U_r [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)].$$

ФНЧ подавляет составляющую с частотой 2ω , а оставшаяся постоянная составляющая определится как

$$u_{\text{упр}}(t) = kUU_{\Gamma} \cos \varphi.$$

Частоты f_{Γ} и f можно считать идеально синхронизированными, если их разность фаз будет равна $\pi/2$ (или углу, кратному $\pi/2$), так как управляющее напряжение при этом равно нулю и ни какого воздействия на частоту генератора оказываться не будет. Если теперь искусственно изменять частоту перестраиваемого генератора, то на выходе ФНЧ появится управляющее напряжение, которое будет корректировать этот уход, и условие $f_{\Gamma} = f$ будет сохраняться, но уже при разности фаз, отличной от $\pi/2$.

Расстройка ПАГа не приведет к срыву автоподстройки, пока разность фаз частот f_{Γ} и f находится в пределах интервала $\pi/2 \pm \pi/2$, т.е. от 0 до π . Разности фаз, равной 0 или π , соответствует наибольшее управляющее напряжение. Дальнейшая расстройка генератора приведет к срыву подстройки частоты. Удвоенное значение разности $|f_{\Gamma} - f|$, при которой происходит срыв подстройки частоты, если ее изменение шло от меньшего значения к большему, называется *полосой удержания ФАПЧ*.

Полоса удержания ФАПЧ значительно превосходит полосу захвата. Ее величина определяется лишь максимальным напряжением на выходе ФНЧ, которое зависит от величин напряжений, подведенных к детектору, крутизны его характеристики, а также от крутизны характеристики управляющего элемента (варикапа). Полоса пропускания ФНЧ практически не влияет на полосу удержания, так как в режиме синхронизации (удержания) управляющее напряжение меняется очень медленно во времени и его спектр занимает очень узкую полосу.

ФНЧ является основным фильтрующим элементом системы. Все побочные колебания, которые отстают от основных колебаний на интервалы, превышающие частоту среза ФНЧ, будут надежно подавлены. Если побочные колебания попадают в полосу пропускания фильтра, то они окажутся и на выходе ПАГа.

Стремление к высокой эффективности фильтрации побочных колебаний, находящихся вблизи выделяемой частоты, приводит к использованию весьма узкополосных ФНЧ, а это уменьшает полосу захвата ФАПЧ.

Процесс установления режима работы системы ФАПЧ требует определенного времени, т.е. система ФАПЧ обладает значительной инерционностью. Причем инерционность тем больше, чем меньше шаг сетки частот и, следовательно, уже полоса пропускания ФНЧ. Это противоречие приводит к ограничению шага сетки формируемых в ССЧ частот в пределах не менее 100...200 Гц.

5.9. ЦИФРОВЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

В современных передатчиках ССЧ выполняют с использованием элементов цифровой схемотехники: делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и импульсно-фазовых детекторов (ИФД). Синтезаторы такого типа называют цифровыми.

В *цифровых синтезаторах, построенных по методу прямого синтеза*, для получения колебаний на выходе применяют цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). На вход ЦАП подают двоично-кодированную последовательность импульсов, которая задается специальным программным устройством – цифровым вычислительным синтезатором (ЦВС) [1].

Изменяя программу этого устройства, регулируют частоту аналогового напряжения на выходе синтезатора. Структурная схема такого синтезатора приведена на рис. 47.

В блоке аккумулятора фазы хранятся отсчеты синусоиды (данные о значении синусоиды при различных фазах). По определенной программе в соответствии с кодом установки частоты вычисляются текущие значения синусоиды. Обычно ЦВС выполняется в виде микропроцессорного устройства, которое используется как счетчик времени (накопитель фазы). Частота $f_{\text{вых}}$ в импульсной последовательности на выходе ЦАП кратна шагу сетки частот: $f_{\text{вых}} = \kappa \delta F$, где $\kappa = 1, \dots, N$. Для устранения побочных частот на выходе ЦАП включен фильтр ФНЧ, который обеспечивает фильтрацию тактовой частоты, ее гармоник и комбинационных частот. Число отчетов синусоиды 2^N определяется объемом памяти секции вычисления отсчетов.

Если все отсчеты синусоиды считываются с частотой $f_{\text{ОГ}} = 1/T_{\text{ОГ}}$, то период импульсной последовательности на выходе блока ЦАП $T = T_{\text{ОГ}} 2^N$, где $T_{\text{ОГ}}$ – период сигнала ОГ. Следовательно, минимальная частота импульсной последовательности

$$f_{\text{min}} = \delta F = 1/T_{\text{ОГ}} 2^N.$$

Изменяя число импульсов ОГ, считываемых за период $T_{\text{ОГ}}$ (т.е. число N), можно изменить частоту импульсной последовательности на выходе ЦАП.

Минимальное число импульсов ОГ равно двум, следовательно

$$f_{\text{max}} = 1/2T_{\text{ОГ}}.$$

Верхняя частота f_{max} определяется граничной частотой цифровых микросхем и ЦАП. С повышением выходной частоты необходимо увеличивать быстродействие ЦАП.

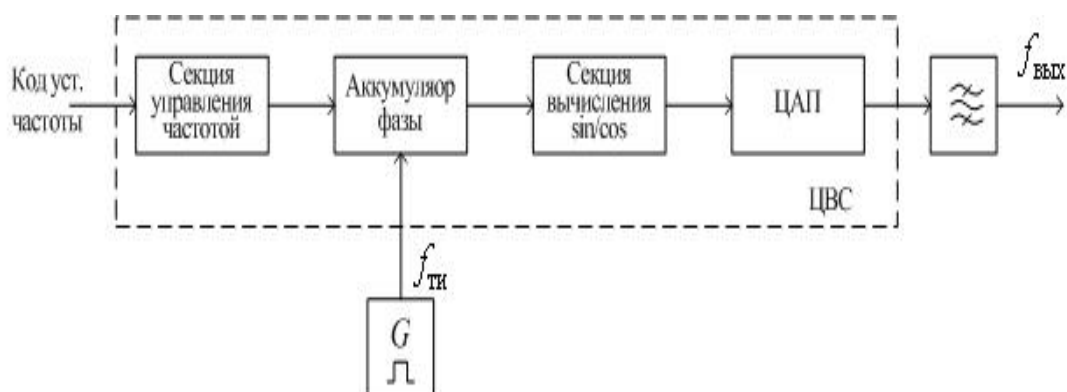


Рис. 47. Цифровой синтезатор частоты, построенный по методу прямого синтеза

В цифровых синтезаторах, построенных по методу косвенного синтеза, в тракте анализа частоты на основе кольца АПЧ применяют делители с переменным коэффициентом деления частоты (ДПКД). Роль ДПКД выполняют триггерные счетчики, выполненные на цифровых интегральных схемах общего применения. Простейшая схема такого синтезатора показана на рис. 48. Сигнал с выхода ДПКД поступает на фазовый детектор, на который одновременно поступает сигнал от НЧ кварцевого АГ с частотой F . Выходное напряжение фазового детектора, как и в обычной системе ФАПЧ, через ФНЧ воздействует на управляющий элемент, который изменяет частоту перестраиваемого АГ. В синхронном состоянии частоты сигналов, сравниваемых на фазовом детекторе, оказываются равными

$$F = \frac{f_{\text{ПАГ}}}{N}, \quad (98)$$

где N – коэффициент деления ДПКД.

Частота F НЧ кварцевого АГ определяет шаг сетки частот синтезатора, соответственно, коэффициент N деления ДПКД. Например, если выходная частота синтезатора $f_{\text{вых}} = f_{\text{ПАГ}}$ должна изменяться в пределах от 10 до 20 МГц с шагом 100 кГц, коэффициент деления ДПКД должен быть в пределах $N = 100 \dots 200$.

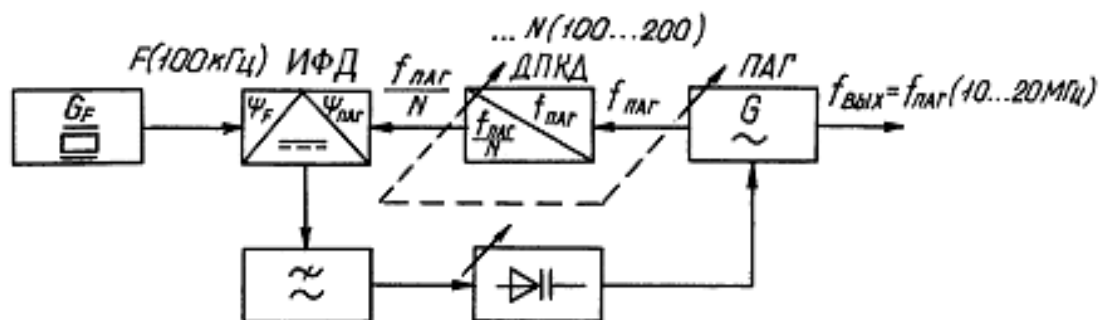


Рис. 48. Цифровой синтезатор частоты, построенный по методу косвенного синтеза

Установка требуемой частоты $f_{\text{ПАГ}}$ на выходе такого синтезатора достигается грубой предварительной установкой частоты перестраиваемого АГ (сопряжено с переключением N), а точная подстройка производится после этого системой ФАПЧ.

Возникновение побочных колебаний здесь возможно в результате паразитной фазовой модуляции при наличии переменной составляющей на выходе ИФД в стационарном режиме. Данные переменные составляющие могут быть подавлены до определенного уровня ФНЧ.

Рассмотрим, что собой представляют ИФД и ДПКД на основе цифровых интегральных элементов.

Простейшим вариантом ИФД является сумматор по модулю два и триггер с отдельным запуском (RS -триггер) с ФНЧ или схема типа «выборка–запоминание». Принцип действия ИФД на основе триггера поясним с помощью рис. 49, *а*. Импульсы, сформированные из напряжения опорного колебания, подаются на один из входов триггера и опрокидывают его. Импульсы, сформированные из колебаний ГУН, подаются на второй вход триггера и возвращают его в исходное состояние. В результате триггер вырабатывает импульсы $U_{\text{вых}}$, длительность которых пропорциональна сдвигу фаз колебаний $U_{\text{ог}}$ и $U_{\text{гун}}$. При совпадении частот этих колебаний разность фаз между ними постоянна. Следовательно, длительность выходного импульса также постоянна. При наличии разности частот выходные импульсы оказываются модулированными по длительности. Постоянная составляющая выходной импульсной последовательности пропорциональна разности фаз. Выделение постоянной составляющей осуществляется с помощью ФНЧ. ФНЧ строится узкополосным, что резко сужает полосу пропускания ИФАПЧ и, таким образом, делает систему весьма инерционной.

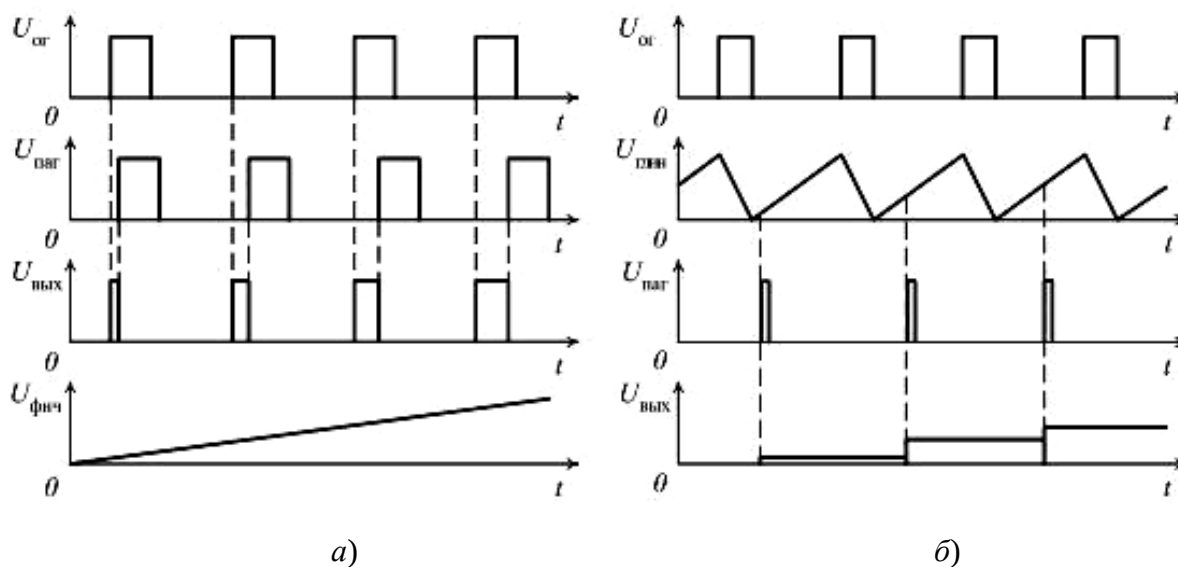


Рис. 49. Принцип действия ИФД:

а – на основе триггера; *б* – типа «выборка–запоминание»

Значительно лучшими характеристиками обладает ИФД типа «выборки–запоминание», принцип действия которого можно пояснить с помощью графиков на рис. 49, б. На один из входов ИФД подается пилообразное напряжение, сформированное из импульсов опорной последовательности в генераторе линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). На второй вход ИФД подается последовательность импульсов $U_{ог}$. Эти импульсы управляют работой ключа так, что запоминается уровень пилообразного напряжения, соответствующий моменту прихода импульса. Следовательно, выходные импульсы оказываются модулированными по амплитуде.

Пиковый детектор запоминает выходное напряжение до прихода очередного импульса $U_{гун}$. Это напряжение и используется для подстройки ГУН. В выходном напряжении ИФД практически отсутствуют побочные составляющие.

ДПКД является одним из основных элементов ЦССЧ. Любой цифровой ДЧ содержит счетчик импульсов, объем которого должен изменяться с изменением коэффициента деления N . Счетчики импульсов содержат счетные декады, коэффициент пересчета которых изменяется от 1 до 10. Количество таких декад равно разрядности ДПКД. Рассмотрим двоичный счетчик на 10, реализованный на асинхронных RS -триггерах (рис. 50).

Импульсы счета поступают на информационные инверсные входы T . На установочные входы R подается сигнал с логического элемента $И$, объединяющего выходы 2 и 4 триггеров. При счете импульсов от одного до девяти схема работает как обычный двоичный счетчик. С приходом 10-го импульса в счетчике записывается состояние 0101. В этом случае на выходе $ТТ2$ и $ТТ4$ имеется сигнал, соответствующий логической 1. Схема $И$ срабатывает и выдает один импульс на выход. Одновременно этот сигнал поступает на установочные входы всех триггеров. Счетчик устанавливается в нулевое состояние и счет начинается сначала. Таким образом, все состояния счетчика, соответствующие числам больше 10, исключаются. Используя переключаемый логический элемент, коммутирующий провода Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 , можно устанавливать необходимый коэффициент пересчета в декаде.

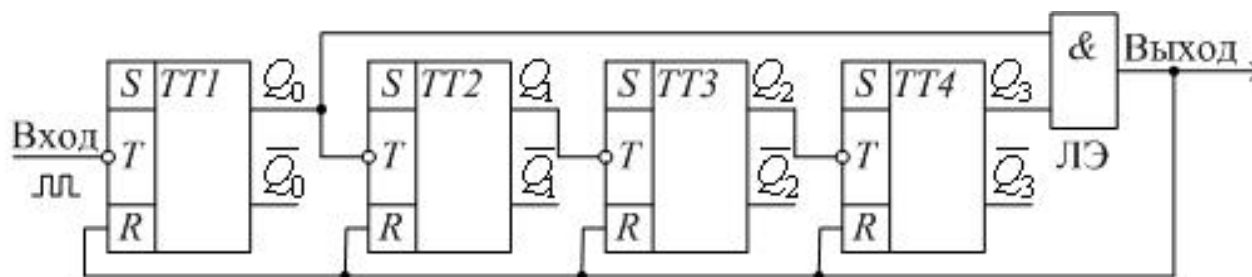


Рис. 50. ДПКД, построенный на основе двоичного счетчика

Важнейшей характеристикой ДПКД является его быстродействие. Из принципа работы ДПКД следует, что за отрезок времени между двумя входными импульсами в нем необходимо опознать требуемое состояние счетчика и сбросить его в исходное состояние. При больших частотах происходит уменьшение времени опроса счетчика. В настоящее время рассматриваемые ДПКД устойчиво работают на частотах до 100 МГц, но этот предел постоянно повышается.

Основными характеристиками цифровых ССЧ являются диапазон рабочих частот, шаг сетки частот, время перестройки, уровень побочных колебаний на выходе. Разрешение противоречий между ними в современных системах радиосвязи приводит к усложнению структуры ЦССЧ и использованию нескольких колец ФАПЧ, применению делителей частоты с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД).

В двухкольцевых системах ФАПЧ при малом шаге сетки частот общий коэффициент деления распределяется на два ДПКД, что существенно снижает результирующее время счета триггерных счетчиков в ДПКД и уменьшает диапазон перестройки ПАГ. На рисунке 51 приведена структурная схема цифрового синтезатора сетки частот с двухкольцевой системой ФАПЧ, используемого в современном возбuditеле диапазона 1,5...60,0 МГц.

Синтезатор формирует колебания в диапазоне 12,8...14,8 МГц с шагом 10 Гц. Первое кольцо ФАПЧ содержит делитель с дробным переменным коэффициентом деления (ДДПКД1), ФД1, ФНЧ и ПАГ1. В этом кольце ПАГ1 автоматически настраивается на любую из частот 9,0...10,9999 МГц с шагом 100 Гц.

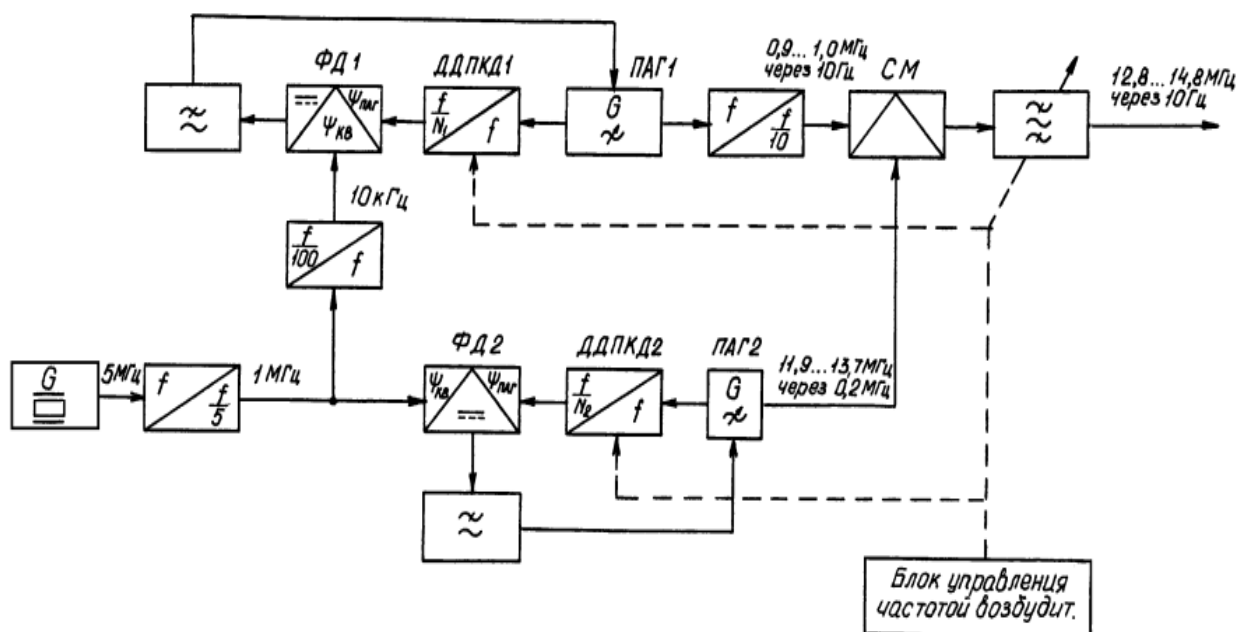


Рис. 51. Структурная схема цифрового синтезатора сетки частот с двухкольцевой системой ФАПЧ

Колебания ПАГ1 подаются на ДДПКД1, где происходит деление их частоты ($N1 = 900...1099,99$ изменяется через 0,01) и приведение ее к частоте сравнения 10 кГц. Применение ДДПКД позволило при данном шаге изменения частоты (100 Гц) использовать достаточно высокую частоту сравнения (10 кГц), что способствует уменьшению времени переходных процессов (инерционности) в кольце ФАПЧ.

Второе кольцо ФАПЧ содержит ДДПКД2, ФД2, ФНЧ и ПАГ2. ПАГ2 автоматически настраивается на любую из частот 11,9...13,7 МГц с шагом 0,2 МГц. Колебания ПАГ2 подаются на ДДПКД2, где происходит деление их частоты ($N2 = 11,9...13,7$ изменяется через 0,2) и приведение ее к частоте сравнения 1 МГц.

Колебания ПАГ1 после деления их частоты на десять и колебания ПАГ2 подаются на смеситель СМ. Деление частоты применяется для уменьшения шага сетки частот до 10 Гц. На выходе делителя обеспечиваются колебания с шагом 10 Гц в диапазоне 0,9...1,09999 МГц.

На выходе смесителя выделяются колебания суммарной частоты в диапазоне 12,8...14,79999 МГц с шагом 10 Гц. Выделение этих колебаний и подавление побочных составляющих обеспечивает перестраиваемый полосовой фильтр. Колебания с частотами 12,8...14,79999 МГц используются в блоке сетки частот возбuditеля для формирования сетки частот 42,8...72,79999 МГц, которая в конечном счете определяет диапазон изменения выходных частот возбuditеля 1,5...30,0 МГц и 30...60 МГц.

Контрольные вопросы

1. На чем основан принцип ДКСЧ?
2. Достоинства и недостатки ССЧ по методу прямого синтеза.
3. Достоинства и недостатки ССЧ по методу косвенного синтеза.
4. Перечислите методы фильтрации побочных гармоник на выходе ССЧ.
5. Достоинства и недостатки схем ФАПЧ.
6. Перечислите методы фильтрации побочных гармоник на выходе ССЧ.
7. Достоинства и недостатки ЦСЧ прямого и косвенного методов.

6. ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Для передачи сообщения на большое расстояние необходимо использовать модуляцию радиосигнала.

Модуляцией называется процесс изменения одного или нескольких параметров несущего радиочастотного колебания в соответствии с изменением параметров передаваемого (модулирующего) сигнала.

В настоящее время основными областями применения амплитудной модуляции (АМ) являются: звуковое радиовещание в диапазонах НЧ, СЧ, ВЧ; телевизионное вещание в диапазонах ОВЧ и УВЧ; в авиации в диапазонах УВЧ (для осуществления командной связи) и ВЧ.

6.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Для осуществления радиосвязи необходимо использовать электромагнитные колебания радиочастоты. Однако спектр сигнала, отображающего передаваемое сообщение, расположен, как правило, в области низких (например, звуковых) частот. Следовательно, для передачи информации с помощью радиосвязи необходимо каким-то образом изменять один из параметров радиочастотного колебания, называемого несущим, в соответствии с передаваемым низкочастотным сигналом. Это достигается с помощью модуляции радиочастотного колебания [1].

Известно, что гармоническое колебание

$$u = U \cos(\omega t + \psi)$$

характеризуется тремя независимыми параметрами: амплитудой, частотой и фазой. Следовательно, модуляцию гармонических колебаний в принципе можно осуществить изменением во времени любой из этих трех величин.

Амплитудной модуляцией называют такой вид воздействия на несущее колебание, в результате которого его амплитуда изменяется по закону передаваемого (модулирующего) сигнала [8].

Считаем, что модулирующий сигнал имеет вид гармонического колебания с частотой Ω :

$$u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t,$$

много меньшей частоты несущего колебания ω . В результате модуляции амплитуда напряжения несущего колебания должна изменяться пропорционально напряжению модулирующего сигнала u_{Ω} (рис. 52):

$$U_{AM} = U + kU_{\Omega}\cos\Omega t = U + \Delta U\cos\Omega t, \quad (99)$$

где U – амплитуда напряжения несущего радиочастотного колебания; $\Delta U = kU_{\Omega}$ – приращение амплитуды.

Уравнение амплитудно-модулированных колебаний в этом случае принимает вид

$$U_{AM} = U_{AM} \cos\omega t = (U + \Delta U\cos\Omega t) \cos\omega t = U \left(1 + \frac{\Delta U}{U} \cos\Omega t\right) \cos\omega t. \quad (100)$$

По такому же закону будет изменяться и ток i_{AM} при модуляции.

Величина, характеризующая отношение изменения амплитуды колебаний к их амплитуде в отсутствии модуляции, называется коэффициентом (глубиной) модуляции:

$$m = \frac{\Delta U}{U} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (101)$$

Из рисунка 52 следует, что максимальная амплитуда колебаний равна

$$U_{\max} = U + \Delta U = U(1 + m),$$

минимальная амплитуда

$$U_{\min} = U(1 - m).$$

Из уравнения (102) видно, что модулированные колебания, в простейшем случае, представляют собой сумму трех колебаний

$$U_{AM} = U(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega t = U\cos\omega t + \frac{U_m}{2} \cos(\omega - \Omega)t + \frac{U_m}{2} \cos(\omega + \Omega)t. \quad (102)$$

Первое слагаемое представляет собой колебания передатчика в отсутствии модуляции, т.е. в режиме несущего колебания (в режиме молчания). Вторые два слагаемых определяют колебания боковых частот (рис. 53, а).

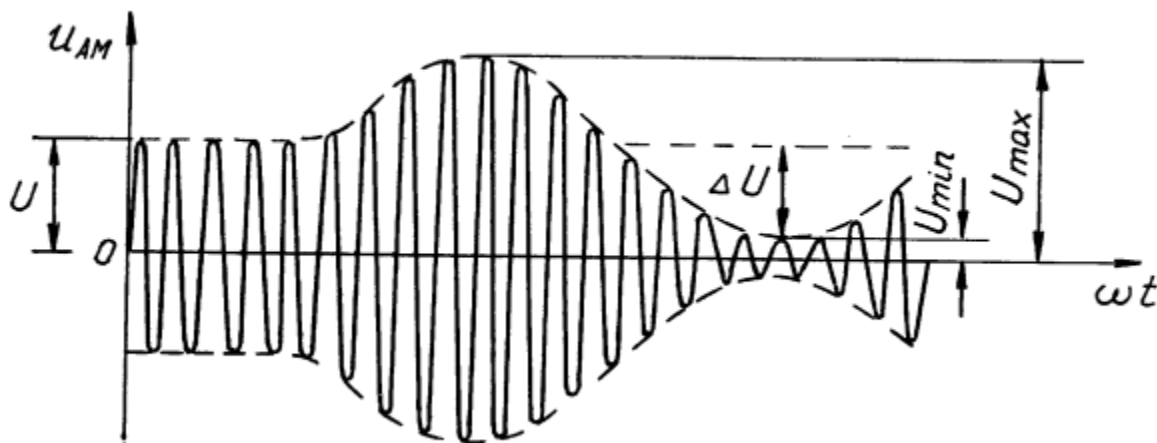


Рис. 52. Амплитудно-модулированные колебания

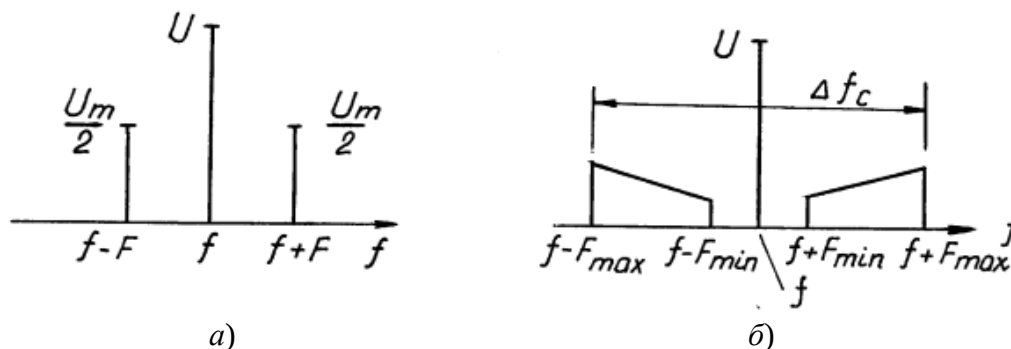


Рис. 53. Спектр амплитудно-модулированных колебаний

Если модуляция осуществляется сложным низкочастотным сигналом со спектром от $F_{\min}$ до $F_{\max}$, то спектр полученного АМ-сигнала имеет вид, изображенный на рис. 53, б. Занимаемая АМ-сигналом полоса частот ΔF_{Π} не зависит от m и равна

$$\Delta F_{\Pi} = 2F_{\max}. \quad (103)$$

Возникновение колебаний боковых частот при модуляции приводит к необходимости расширения полосы пропускания контуров передатчика (и, соответственно, приемника). Она должна быть

$$\Delta f_{\kappa} = 2\Delta f = \frac{f}{Q} \geq 2F_{\max}, \quad (104)$$

где Q – добротность контуров; Δf – абсолютная расстройка; Δf_{κ} – полоса пропускания контура.

На рисунке 53, б спектральные составляющие, соответствующие нижним модулирующим частотам ($F_{\min}$), имеют меньшие ординаты. Это объясняется следующим обстоятельством. У большинства видов сигналов (например, речевых), поступающих на вход передатчика, амплитуды высокочастотных составляющих спектра малы, по сравнению с составляющими низких и средних частот. Что касается шумов на входе детектора в приемнике, то их спектральная плотность постоянна в пределах полосы пропускания приемника. В результате коэффициент модуляции и отношение сигнал/шум на входе детектора приемника для высоких частот модулирующего сигнала оказываются малыми. Для увеличения отношения сигнал/шум высокочастотные составляющие модулирующего сигнала при передаче подчеркиваются путем усиления высокочастотных составляющих в большее число раз, по сравнению с составляющими низких и средних частот, а при приеме до или после детектора во столько же раз ослабляются. Ослабление высокочастотных составляющих до детектора происходит практически всегда в высокочастотных резонансных цепях приемника. Следует отметить, что искусственное подчеркивание верхних модулирующих частот допустимо, пока оно не приводит к перемодуляции ($m > 1$) [8].

6.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ

В процессе модуляции напряжение и ток изменяются в соответствии с уравнением (100). Тогда средняя мощность за период высокой частоты при амплитудной модуляции

$$P_{\text{АМ}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{АМ}} i_{\text{АМ}} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{U^2}{R_3} (1 + m \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) = P(1 + m \cos \Omega t)^2, \quad (105)$$

где $P = \frac{U^2}{2R_3}$ – средняя мощность за период высокой частоты в режиме молчания; R_3 – сопротивление нагрузки для активного элемента каскада, в котором осуществляется модуляция.

Мощность в максимальном и минимальном режимах при АМ выражается через мощность в режиме несущей частоты согласно соотношению (105), когда $\cos \Omega t = \pm 1$:

$$P_{\text{max}} = P(1 + m)^2; \quad P_{\text{min}} = P(1 - m)^2.$$

При $m = 1$ мощность в максимальном режиме в 4 раза больше, чем в режиме несущей частоты, а в минимальном равна нулю.

Средняя мощность за период модулирующего напряжения, называемая телефонной мощностью:

$$P_T = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P(1 + m \cos \Omega t)^2 d(\Omega t) = P \left(1 + \frac{m^2}{2} \right). \quad (106)$$

При $m = 1$ мощность в телефонном режиме в 1,5 раза превосходит мощность в режиме несущей частоты. Из соотношения (106) можно установить, что мощность обеих боковых полос, в которых заключена передаваемая информация, определяется соотношением

$$P_{\Omega} = P \frac{m^2}{2}. \quad (107)$$

Энергетические характеристики генератора при АМ в течение длительного времени его работы определяются некоторыми среднестатистическими параметрами информационного сигнала. Это связано с тем, что мощность, рассеиваемая на электродах электронного прибора генератора, зависит не столько от мгновенных значений АМ колебания, сколько от некоторых средних уровней. Одним из приемов, позволяющих оценить среднестатистические характеристики работающего генератора, является введение некоторого усредненного

коэффициента глубины модуляции $m_{\text{ср}}$, значения которого определяются следующим образом:

$$m_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2}m_{\text{max}}}{p}, \quad (108)$$

где p – *пик-фактор*, представляющий собой отношение максимального (амплитудного) и среднего действующего (эффективного) значений напряжения или тока модулирующего сигнала.

Для наиболее распространенных информационных сигналов (музыкальных и речевых) значения p лежат в пределах 3,5...4,0. Полагая $m = 1$, получим в соответствии с соотношением (108) $m_{\text{ср}} = 0,35...0,40$. Это означает, что мощность обеих боковых полос, которая в соответствии с соотношением (107)

равна $P_{\Omega} = \frac{m_{\text{ср}}^2}{2} P$, составляет всего лишь около 2% от мощности генератора в максимальном режиме $P_{\text{max}} = 4P$. Такие низкие энергетические показатели являются серьезным недостатком АМ [8].

6.3. СПОСОБЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В радиопередающем устройстве (РПДУ) различают модулятор и модуляционное устройство.

Модуляционное устройство – устройство, которое вырабатывает модулирующее напряжение, управляющее изменением информационного параметра высокочастотного колебания. В РПДУ системы связи (СС) с АМ таким устройством обычно является усилитель звуковой частоты (УЗЧ), который усиливает сигнал с микрофона.

Модулятор – устройство, в котором непосредственно осуществляется модуляция. При АМ в РПДУ СС это обычно его выходные каскады.

Рассмотрим процесс АМ с точки зрения теории ГВВ. При осуществлении АМ необходимо обеспечить линейную зависимость изменения амплитуды первой гармоники тока на выходе каскада от амплитуды модулирующего напряжения. Изменение амплитуды тока осуществляется изменением одного из параметров выходного каскада (ВК).

Для ламповых ВК на триоде различают способы осуществления АМ:

- сеточная модуляция смещением;
- модуляция внешним возбуждением;
- анодная модуляция;
- модуляция изменением величины сопротивления нагрузки.

Кроме названных способов, осуществляют комбинированные способы (двойная модуляция), например, анодно-сеточная модуляция.

Для транзисторных ВК различают способы осуществления АМ:

- базовая модуляция смещением;
- модуляция возбуждением;
- коллекторная модуляция.

Наибольшее применение находят коллекторная и коллекторно-базовая модуляции.

На рисунке 54, а и б изображены типовые схемы лампового и транзисторного модуляторов [8].

6.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ КАЧЕСТВА АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Качество амплитудной модуляции оценивается *модуляционными характеристиками* (статистическими и динамическими), коэффициентом нелинейных искажений и артикуляцией.

Статическая модуляционная характеристика представляет собой зависимость первой гармоники анодного (коллекторного) тока от изменения постоянного напряжения на электроде, по которому производится модуляция.

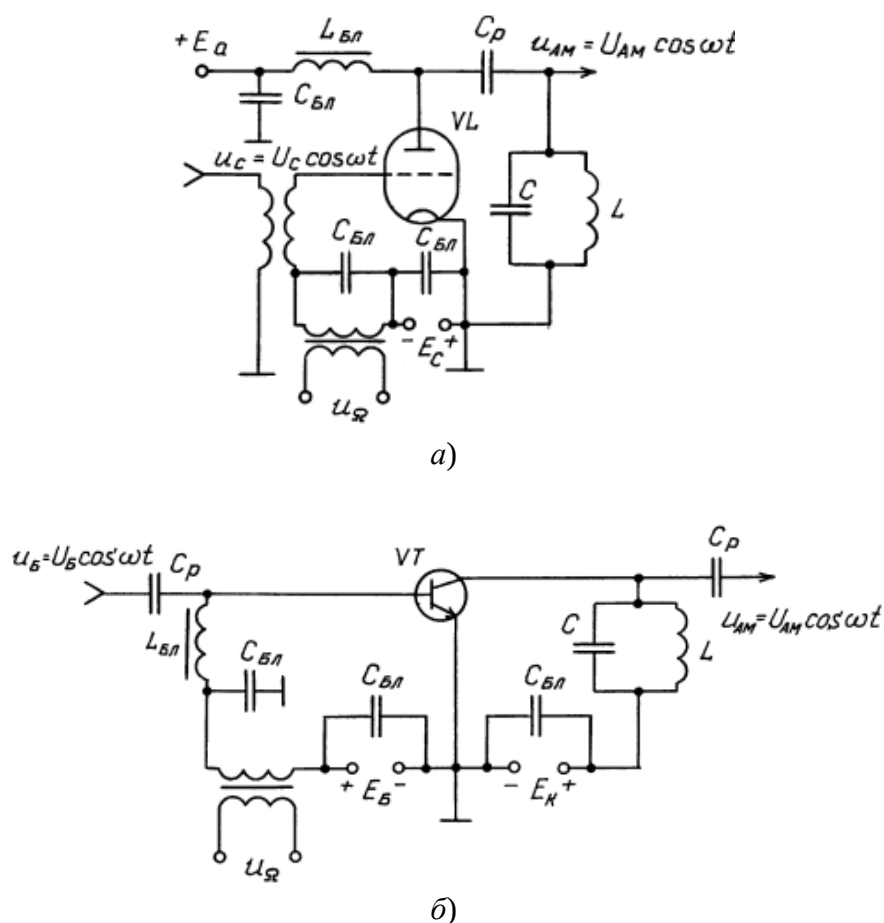


Рис. 54. Типовые схемы лампового и транзисторного модуляторов

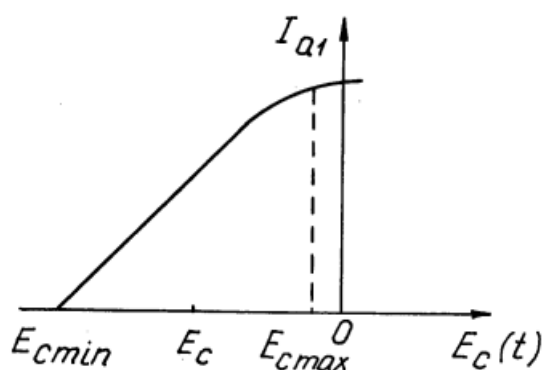


Рис. 55. Статическая модуляционная характеристика

Например, при сеточной модуляции смещением изменяется напряжение смещения на управляющей сетке $E_c(t)$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид, показанный на рис. 55. По статическим модуляционным характеристикам выбирают исходный режим работы модулируемого каскада для обеспечения наименьших нелинейных искажений.

Динамические модуляционные характеристики (амплитудная и частотная) позволяют оценить качество модуляции в реальных условиях — при воздействии на модулируемый каскад переменного модулирующего напряжения U_Ω .

Амплитудной динамической модуляционной характеристикой называют зависимость коэффициента модуляции от амплитуды модулирующего напряжения $m = f(U_\Omega)$ при заданной частоте модуляции (обычно при $F = 400$ Гц). Типичный вид такой характеристики изображен на рис. 56. Амплитудная динамическая модуляционная характеристика снимается для положительного и отрицательного полупериодов модулирующего напряжения U_Ω , т.е. снимаются $m_+ = f(U_\Omega)$ и $m_- = f(U_\Omega)$. Совпадение m_+ и m_- говорит о симметричности модуляции, а, следовательно, о малых нелинейных искажениях.

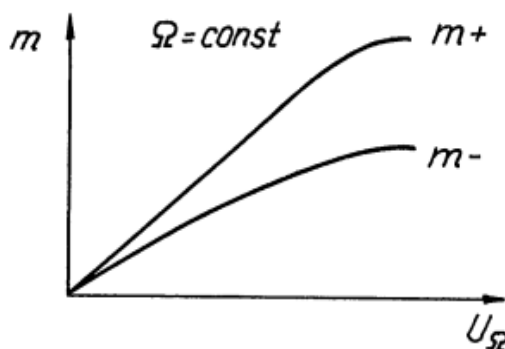


Рис. 56. Амплитудная динамическая модуляционная характеристика

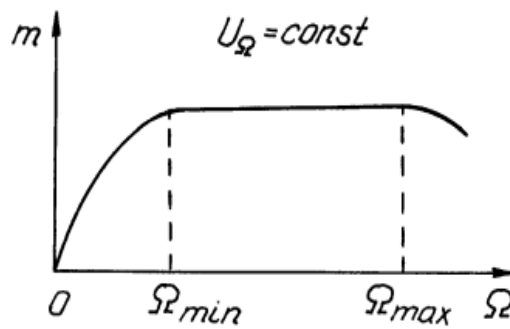


Рис. 57. Частотная динамическая модуляционная характеристика

Частотной динамической модуляционной характеристикой называют зависимость коэффициента модуляции от частоты модулирующего напряжения $m = f(\Omega)$ при заданной амплитуде этого напряжения. Один из примеров подобных характеристик приведен на рис. 57.

Коэффициент нелинейных искажений связан с четвертой характеристикой качества формирования АМ-сигнала – *разборчивостью речи* (*артикуляцией*) и определяется формулой

$$\text{КНИ} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1}, \quad (109)$$

где A – амплитуда соответствующих гармоник тока или напряжение в спектре огибающей сигнала после модуляции.

У радиовещательных станций КНИ равен 1...2%, у служебных – до 15%.

Артикуляция (разборчивость) определяется отношением числа правильно принятых слов к общему числу переданных слов. Артикуляция дает итоговую оценку о качестве телефонной работы передатчика [8].

6.5. СЕТОЧНАЯ (БАЗОВАЯ) МОДУЛЯЦИЯ СМЕЩЕНИЕМ

Анализ модуляции смещением проведем применительно к ламповому модулятору. На рисунке 58, а приведены графики токов и напряжений, поясняющие работу модулятора при сеточной модуляции смещением. На рисунке показано, что напряжение смещения изменяется по линейному закону от $E_{c \min}$ до $E_{c \max}$.

В этом случае при $U_c = \text{const}$ импульсы анодного тока будут иметь линейно возрастающие амплитуды, т.е. при модуляции напряжением смещения изменяются угол отсечки и амплитуда импульсов анодного тока. При линейной функции $E_c(t)$ легко уяснить построение статической модуляционной характеристики $I_{a1} = f(E_c)$, приведенной на рис. 58, б. Аналогичный вид имеет и характеристика $I_{a0} = f(E_c)$. По этим характеристикам выбирается начальное напряже-

ние смещения, т.е. значение E_c в режиме молчания (без модуляции). Если напряжение смещения изменять не по линейному, а гармоническому закону, то

$$E_c(\Omega t) = E_c + U_\Omega \cos \Omega t,$$

и результирующее напряжение на сетке лампы

$$e_c = E_c(\Omega t) + U_c \cos \omega t.$$

В результате модуляции огибающая импульсов анодного тока также будет изменяться по гармоническому закону, а напряжение на выходном контуре будет иметь вид АМ-колебаний, представленных на рис. 59 [3].

При пренебрежении реакцией анода ($D = 0$) первая гармоника анодного тока определяется следующим выражением:

$$I_{a1} = S U_c (1 - \cos \theta) \alpha_1. \quad (110)$$

Поскольку S и U_c – постоянные величины, то гармоника анодного тока будет изменяться пропорционально функции

$$\gamma_1(\theta) = \alpha_1 (1 - \cos \theta). \quad (111)$$

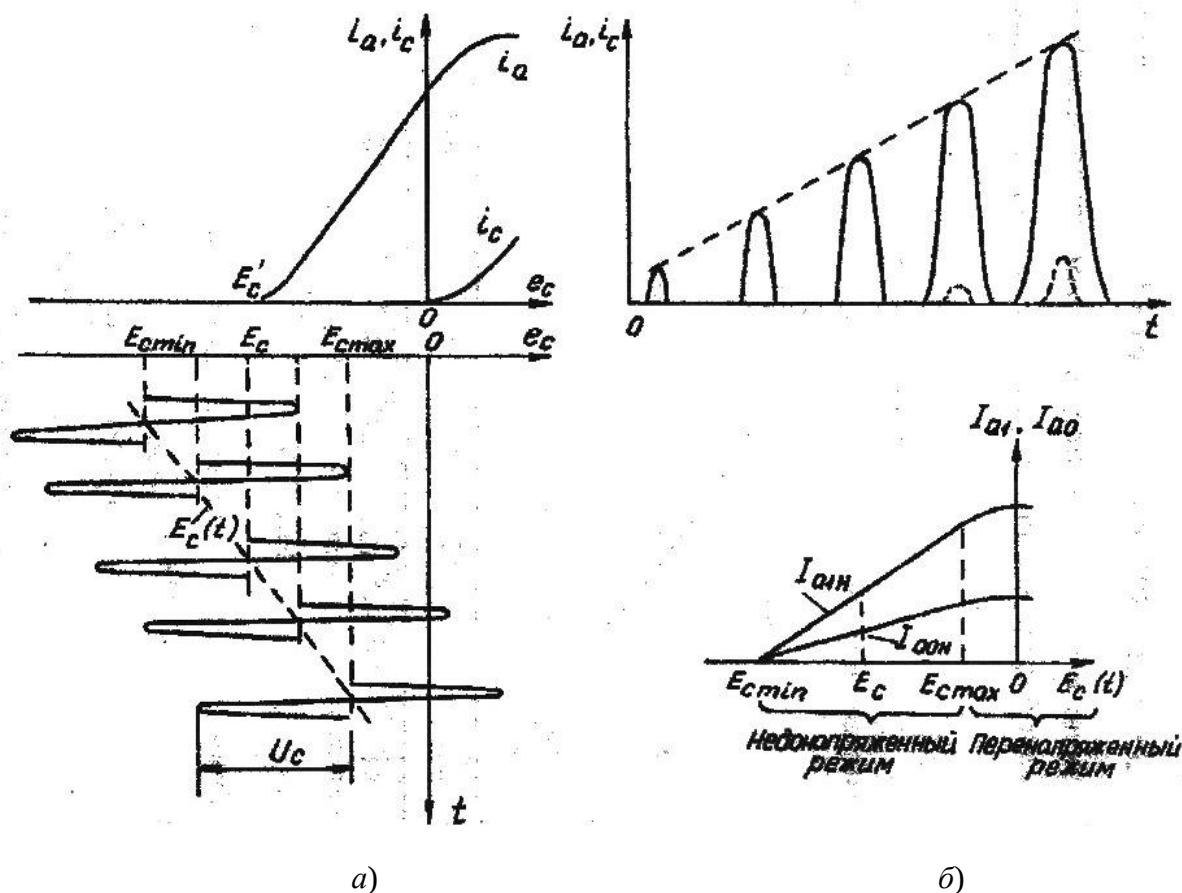


Рис. 58. Графики токов и напряжений, поясняющие работу модулятора при сеточной модуляции смещением

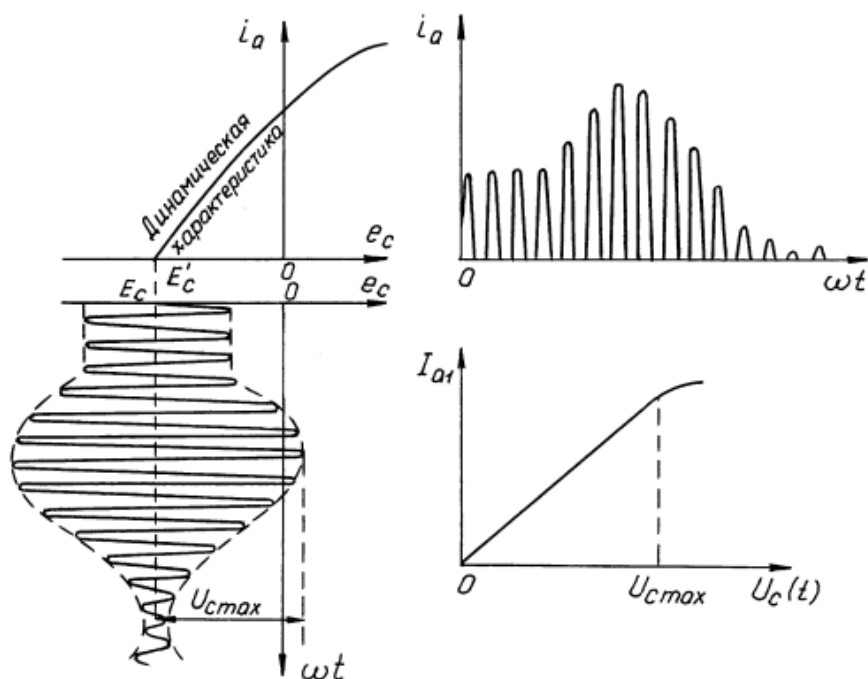


Рис. 59. Сеточная модуляция при гармоническом напряжении смещения

Если построить график γ_1 в зависимости от косинуса угла отсечки, который при изменении θ от 0 до 180° изменяется от $+1$ до -1 , то получим зависимость, очень близкую к линейной в пределах изменения угла $\theta = 40 \dots 110^\circ$ (рис. 60).

Учитывая, что (для $D = 0$)

$$\cos \theta = \frac{E'_c - E_c(\Omega t)}{U_c} = \frac{\text{const} - E_c(\Omega t)}{\text{const}},$$

заключаем, что косинус угла отсечки пропорционален напряжению смещения. Следовательно, в указанных пределах изменения углов отсечки между первой гармоникой анодного тока и напряжением смещения существует линейная зависимость, позволяющая осуществить безискаженную модуляцию.

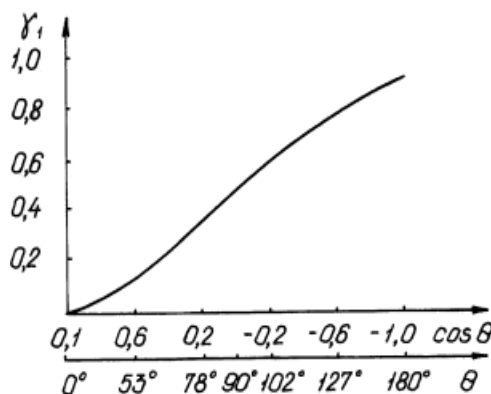


Рис. 60. График функции γ_1 в зависимости от косинуса угла отсечки

Для работы модулятора с минимальными искажениями номинальная полезная мощность активного элемента (лампы, транзистора) должна быть не менее мощности $P_{\max}$ в максимальном режиме:

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

Максимальное значение постоянной составляющей анодного тока (как и первой гармоники) определяется следующим образом (см. рис. 58, б):

$$I_{a0 \max} = I_{a0н} (1 + m), \quad (112)$$

где $I_{a0н}$ – постоянная составляющая анодного тока в режиме несущего колебания.

Следовательно, максимальное значение мощности потребляемой от источника питания

$$P_{0 \max} = I_{a0 \max} E_a = P_0(1 + m). \quad (113)$$

Тогда коэффициент полезного действия в максимальном режиме

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\max}}{P_{0 \max}} = \frac{P(1 + m)^2}{P_0(1 + m)} = \eta(1 + m), \quad (114)$$

где $\eta = \frac{P}{P_0}$ – коэффициент полезного действия ГВВ в режиме молчания (без модуляции).

Если, например, угол отсечки в максимальном режиме $\theta_{\max} = 110^\circ$, $\xi_{\max} = 0,9$ и $m = 0,8$, то $\eta_{\max} = 0,5\xi_{\max} g_{\max} = 0,5 \cdot 0,9 \cdot 1,4 = 0,63$ и $\eta = \frac{0,63}{1 + 0,8} = 0,35$.

Учитывая, что промышленный КПД определяется данными режима молчания, заключаем, что низкий КПД модулятора является недостатком модуляции смещением.

Достоинством этой модуляции является малая мощность модуляционного устройства – усилителя звуковой частоты (УЗЧ).

6.6. АНОДНАЯ (КОЛЛЕКТОРНАЯ) МОДУЛЯЦИЯ

Под термином *анодная (коллекторная) модуляция* понимается амплитудная модуляция, осуществляемая путем подачи модулирующего напряжения на анод (коллектор) генераторной лампы (биполярного транзистора).

Типовая схема модулятора с анодной модуляцией приведена на рис. 61. Последовательно с источником постоянного напряжения E_a включается вторичная обмотка модуляционного трансформатора, поэтому напряжение источника анодного питания суммируется с модулирующим напряжением [8].

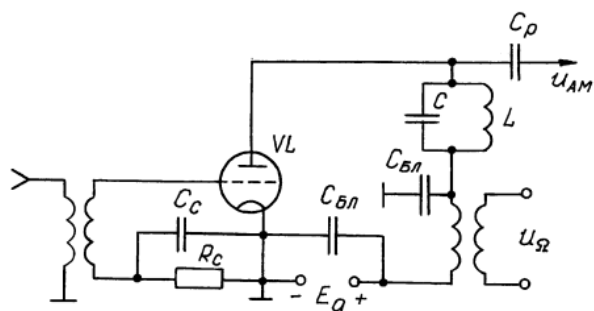


Рис. 61. Типовая схема модулятора с анодной модуляцией

Для уяснения процессов при анодной модуляции рассмотрим случай, когда модулирующее напряжение $E_a(t)$ меняется в соответствии с линейной функцией. Графики токов и напряжений, поясняющие работу модулятора, приведены на рис. 62, а.

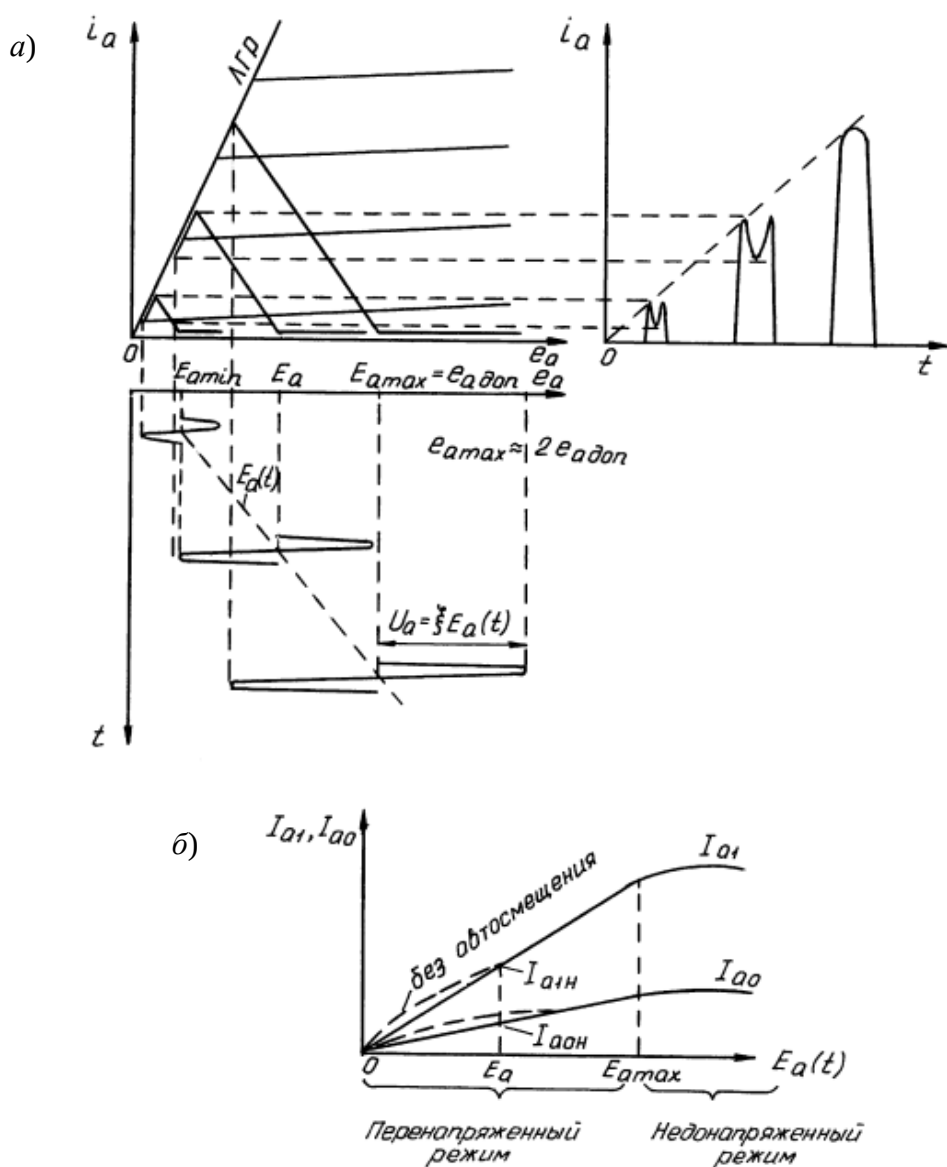


Рис. 62. Графики токов и напряжений, поясняющие работу модулятора при анодной модуляции

Из рисунка 62, б, на котором изображены статические модуляционные характеристики, следует, что линейная зависимость $I_{a1} = f(E_a)$ наблюдается в перенапряженном режиме. Для выравнивания модуляционной характеристики используется автосмещение (элементы C_c, R_c) в цепи управляющей сетки. Поэтому модуляция по сути дела становится комбинированной – за счет одновременного изменения анодного напряжения и смещения, получаемого автоматически за счет сеточного тока: $E_c = I_{c0} R_c$ [3].

Если модулирующее напряжение менять не по линейному, а по гармоническому закону, то напряжение анодного питания

$$E_a(\Omega t) = E_a + U_\Omega \cos \Omega t = E_a(1 + m \cos \Omega t), \quad (115)$$

где $m = \frac{U_\Omega}{E_a}$.

В результате модуляции огибающая импульсов анодного тока будет изменяться по гармоническому закону, а напряжение на выходе (после разделительного конденсатора C_p) будет иметь вид АМ-колебаний.

В случае линейной статической модуляционной характеристики первая гармоника анодного тока и его постоянная составляющая изменяются по закону

$$I_{a1}(\Omega t) = I_{a1н}(1 + m \cos \Omega t), \quad (116)$$

$$I_{a0}(\Omega t) = I_{aон}(1 + m \cos \Omega t). \quad (117)$$

В режиме молчания напряжение на аноде выбирается обычно равным номинальному (паспортному) значению $E_a = E_{a,ном}$.

В этом случае выходная мощность в максимальном режиме

$$P_{max} = \frac{1}{2} I_{a1max} U_{amax} = \frac{1}{2} I_{a1max} \xi E_{amax}, \quad (118)$$

где $E_{amax} = E_a(1 + m) = e_{a,доп}$, $\xi = \frac{U_k}{E_a}$ – коэффициент использования анодного напряжения.

При $m = 1$

$$P_{max} = \frac{1}{2} I_{a1max} \xi 2E_a \approx 2P_{ном}.$$

Поскольку $E_a = E_{a,ном}$, в максимальном режиме лампа отдает удвоенную мощность. При этом в отдельные моменты времени напряжение на аноде превышает номинальное (паспортное) значение. Как видно из рис. 62, а, напряжение на аноде в пиковой точке

$$e_{amax} = E_{amax} + U_{amax} = E_a(1 + m)(1 + \xi) = 4E_a = 4E_{a,ном}. \quad (119)$$

Однако подобный режим не является опасным для лампы, поскольку среднее за период низкой частоты напряжение на аноде лампы равно E_a , хотя кратковременно напряжение на аноде в максимальной точке в 2 раза превышает допустимое, т.е.

$$e_{a \max} \approx 2e_{a, \text{доп.}} \quad (120)$$

В качестве вывода отметим достоинства и недостатки анодной (коллекторной) амплитудной модуляции:

- достоинство – высокий КПД модулятора;
- недостаток – большой требуемый уровень мощности.

6.7. ОСОБЕННОСТИ КОЛЛЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИИ В ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

Базовая модуляция смещением транзисторных генераторов не находит широкого применения из-за нелинейности модуляционных характеристик и трудных условий работы модуляционного устройства.

Это связано с тем, что выход модуляционного устройства (УЗЧ) нагружается на емкость эмиттерного перехода модулируемого каскада (модулятора), величина которой зависит от уровня сигнала. Кроме того, КПД базовой модуляции смещением низок, как и при сеточной модуляции.

Коллекторная модуляция – основной вид АМ, применяемый в транзисторных генераторах. Типовая схема модулятора с коллекторной модуляцией представлена на рис. 63 [8].

Так же, как и анодная, коллекторная модуляция осуществляется в перенапряженном режиме и, требуя более мощного модуляционного устройства, позволяет получить более высокий КПД модулятора, большую глубину модуляции и лучшую линейность модуляционной характеристики.

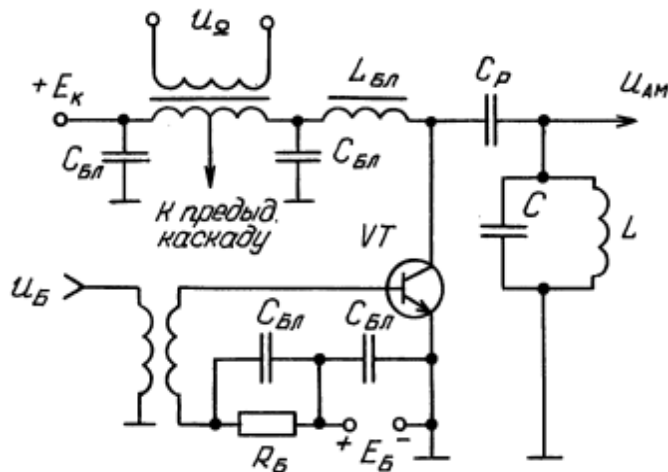


Рис. 63. Типовая схема модулятора с коллекторной модуляцией

Основные особенности:

1. При коллекторной модуляции нельзя форсировать режим работы по напряжению на коллекторе, так как превышение максимального напряжения $E_{к,доп}$ приводит к выходу транзистора из строя. Напряжение коллекторного питания выбирают из условия

$$E_{к\max} = E_{к} + U_{\Omega} + U_{к\max} < E_{к,доп}.$$

Учитывая это, выигрыш по мощности, по сравнению с ламповой схемой, получить не удастся.

2. Если не применять подмодуляцию в предыдущем каскаде, напряженность режима транзистора в модулируемом каскаде изменяется в больших пределах. В некоторые моменты времени при достаточно малом напряжении коллектора происходит отпирание коллекторного перехода в прямом направлении. В результате колебания радиочастоты из базовой цепи поступают непосредственно в коллекторную цепь через малое сопротивление коллекторного перехода.

Модуляционная характеристика для этого случая соответствует пунктирной кривой на рис. 64.

Введение в предыдущем каскаде подмодуляции с $m < 1$ выравнивает напряженность режима работы транзистора и улучшает линейность модуляционной характеристики (сплошная линия на рис. 64). В этом случае осуществляется тройная коллекторная модуляция: на коллектор за счет автосмещения на базу в оконечном каскаде и на коллектор в предыдущем.

6.8. ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Носителями информации амплитудно-модулированных колебаний являются колебания боковых полос. Колебания же несущей частоты нужны на приемной стороне для восстановления вида сигнала при его детектировании.

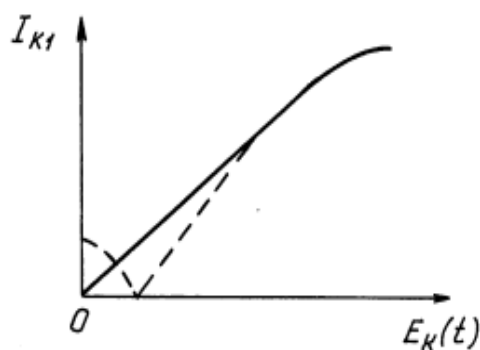


Рис. 64. Модуляционная характеристика транзистора при коллекторной модуляции

Важно отметить, что на создание колебаний несущей частоты затрачивается основная доля мощности передатчика. Так, если $m = 1$, мощность колебаний двух боковых частот P_{Ω} в соответствии с соотношением (107) составляет 50% от мощности колебаний несущей частоты P . При $m < 1$ доля мощности, приходящаяся на колебания боковых частот, еще более уменьшается, и при $m = 0,45$ составляет приблизительно 10% от мощности колебаний несущей частоты [3].

Поскольку колебания боковых полос несут одну и ту же информацию, для восстановления передаваемого сигнала в приемнике достаточно принимать колебания одной боковой полосы, колебания же несущей частоты могут быть имитированы специальным гетеродином. Реализация этой идеи позволит затрачивать в передатчике мощность только на создание колебаний боковой полосы, несущих полезную информацию, что даст значительный энергетический выигрыш.

Оценим этот выигрыш. Будем сравнивать сигналы с однополосной модуляцией (ОМ) и амплитудной (АМ) при одинаковой максимальной мощности на выходе передатчика. Это значит, что максимальные значения амплитуд напряжений в обоих случаях равны. Но максимум амплитуды напряжения АМ-сигнала равен $U_{\max} = U(1 + m)$. При $m = 1$ половина максимальной амплитуды напряжения приходится на долю колебаний несущей частоты, а половина – на долю боковых. При переходе к ОМ вся максимальная амплитуда напряжения относится к колебаниям боковой полосы. Поэтому мощность колебаний одной боковой полосы при ОМ оказывается в 4 раза больше, чем мощность колебаний двух боковых при АМ. Таков выигрыш в передатчике. Но к этому нужно прибавить еще выигрыш в приемнике. Последний обусловлен тем, что ОМ сигнал занимает полосу частот в два раза уже, чем АМ-сигнал, и, следовательно, отношение напряжений сигнала и шума $U_c/U_{\text{ш}}$ на входе приемника увеличивается в $\sqrt{2}$ раз, что эквивалентно увеличению мощности сигнала в 2 раза. Таким образом, общий выигрыш равен восьми (9 дБ) [8].

Для систем связи на декаметровых волнах из-за особенностей распространения радиоволн этот выигрыш получается еще больше. Дело в том, что при радиосвязи отраженным лучом на входе приемника между несущей и боковыми частотами получают фазовые сдвиги, которые приводят к избирательным (селективным) замираниям и уменьшают полезный сигнал на выходе детектора приемника. Потери мощности выходного сигнала в приемнике при этом ориентировочно оценивают в 2 раза. При передаче сигнала с ОМ все

сообщение передается в одной боковой полосе, и селективные замирания отсутствуют. Таким образом, если учесть и этот эффект, энергетический выигрыш при переходе от АМ к ОМ составляет 8...16 раз (9...12 дБ).

Реализовать полностью теоретически достижимый выигрыш обычно не удастся. Это объясняется трудностью создания такого гетеродина в приемнике, который генерировал бы колебания строго синхронно с несущей частотой передатчика. Экспериментально установлено, что на декаметровых волнах расхождение их частот не должно превышать десять герц. Это требует относительной нестабильности частоты задающих генераторов порядка $10^{-6} \dots 10^{-7}$.

На рисунке 65 приведены спектры, иллюстрирующие формирование сигналов с ОМ:

а) модулирующий сигнал низкочастотного спектра

$$u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t;$$

б) амплитудно-модулированный сигнал

$$u_{\text{АМ}} = U(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{н}} t;$$

в) двухполосный сигнал с подавленной несущей или сигнал с так называемой балансной модуляцией (БМ)

$$u_{\text{БМ}} = U_{\text{БМ}} m \cos \Omega t \cos \omega_{\text{н}} t;$$

г, д) однополосный сигнал с полной несущей

$$u_{\text{ОМ}} = U_{\text{ОМ}} [m \cos(\omega_{\text{н}} - \Omega) t + \cos \omega_{\text{н}} t];$$

е, ж) однополосный сигнал с подавленной несущей

$$u_{\text{ОМ}} = U_{\text{ОМ}} m \cos(\omega_{\text{н}} - \Omega) t.$$

Если модуляция осуществляется сложным модулирующим сигналом, то в отличие от АМ, ЧМ и ФМ, где при модуляции изменяется лишь один параметр радиочастотного колебания – амплитуда или фазовый угол, – при ОМ изменяются одновременно оба параметра.

Именно поэтому однополосную модуляцию иногда называют амплитудно-фазовой, при которой передаваемая информация оказывается заложенной и в изменении амплитуды и в изменении фазы:

$$u_{\text{ОМ}} = U_{\text{ОМ}}(t) \cos[\omega_{\text{ср}} t + \varphi(t)]. \quad (121)$$

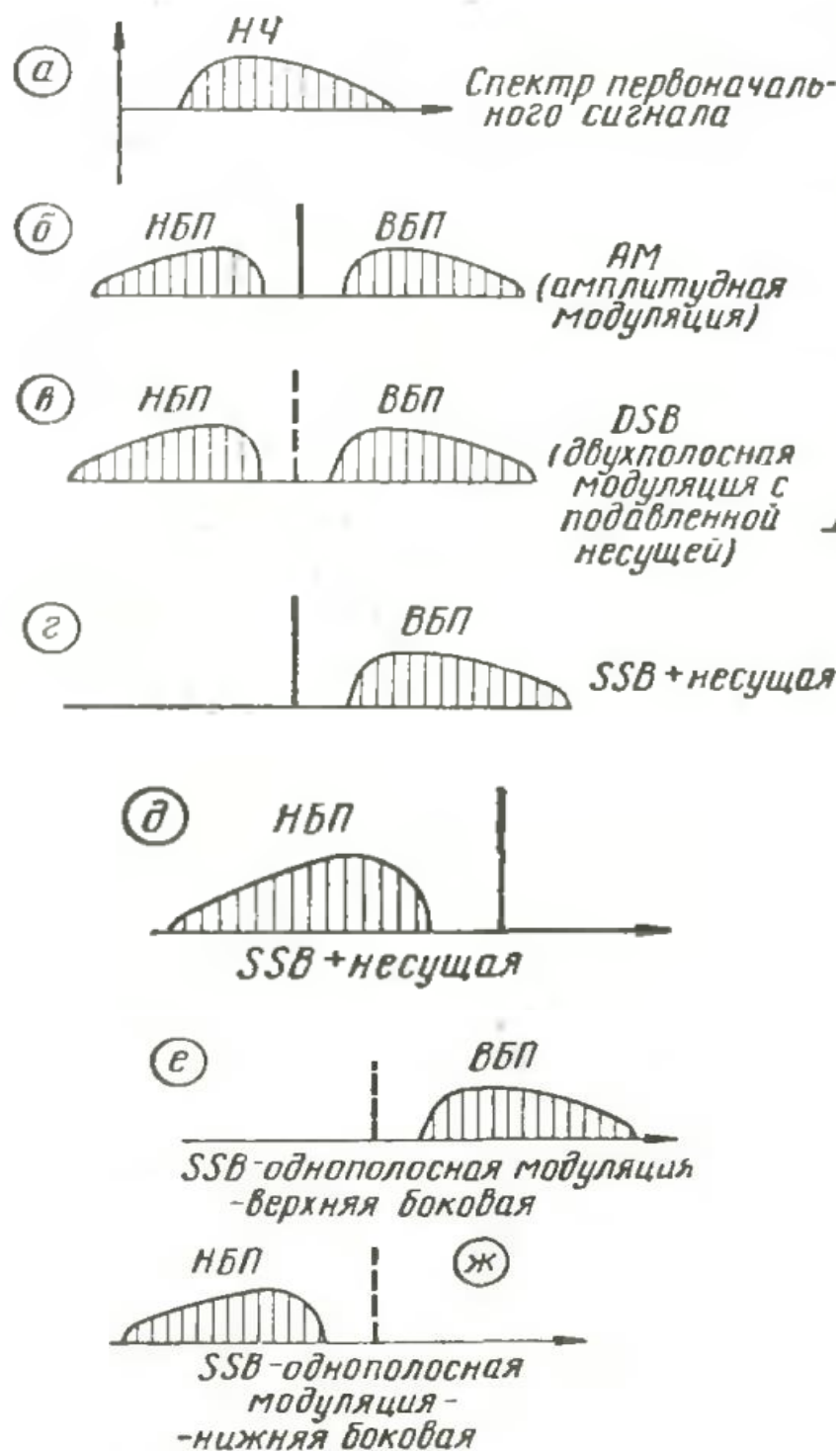


Рис. 65. Формирование сигнала с ОМ

6.9. УСИЛЕНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ

Усиление модулированных колебаний (УМК) широко используется в современных передатчиках, так как часто бывает целесообразно сначала произвести модуляцию на малом уровне мощности, а затем модулированные колебания усилить. Обобщенная структурная схема передатчика, выполненного по такому принципу, представлена на рис. 66 [1].

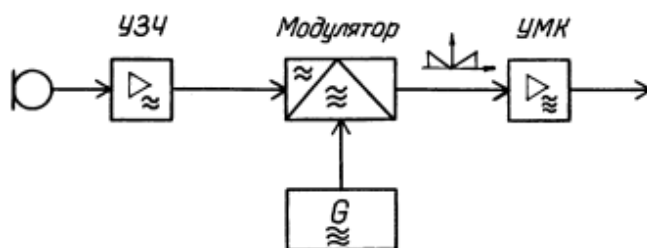


Рис. 66. Обобщенная структурная схема АМ-передатчика

Сигнал, в котором заключена информация, усиливается УЗЧ и подается на модулятор. На второй вход модулятора поступают колебания несущей частоты от генератора G_{ω} . На управляющий электрод усилителя модулированных колебаний с выхода модулятора поступают АМ-колебания:

$$u_{AM}(t) = U_{AM} \cos \omega t.$$

Таким образом, главным требованием, предъявляемым к УМК, является усиление без искажений сложного (модулированного) сигнала.

Усиление модулированных колебаний можно интерпретировать как модуляцию напряжением возбуждения. Действительно, при неизменном смещении $E_c = \text{const}$ с изменением $u_c = u_{AM}$ меняются высота импульсов анодного тока и угол отсечки (если $E_c \neq E'_c$). Непосредственно из временных графиков для лампового УМК, представленных на рис. 59, видно, что при смещении $E_c = E'_c$ угол отсечки всех импульсов анодного тока равен $\theta = 90^\circ$, а их амплитуда пропорциональна амплитуде возбуждающего напряжения, и усиление будет происходить без искажения до значения $U_{c \max}$. При этом статическая модуляционная характеристика $I_{a1} = f(U_c)$ будет линейной.

Энергетические соотношения в режиме усиления модулированных колебаний получаются таким же, как при модуляции смещения, поскольку активный элемент работает в недонапряженном режиме.

6.10. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

При разработке современных систем радиосвязи одним из требований к ним является возможность передачи информации в цифровом виде. Следовательно, для передачи информации необходимо использовать не просто дискретные радиосигналы, а их импульсные виды (АИМ, ШИМ, ФИМ, ИКМ и ДМ). При этом в структуре передатчика появляются новые элементы.

Для передачи информации при работе передатчика в импульсном режиме, кроме амплитуды, частоты или фазы высокочастотных электромагнитных колебаний, можно использовать и параметры импульсов – длительность τ и период их следования T . На рисунке 67 показаны видеоимпульсы (а) и радиоимпульсы (б) при импульсной модуляции.

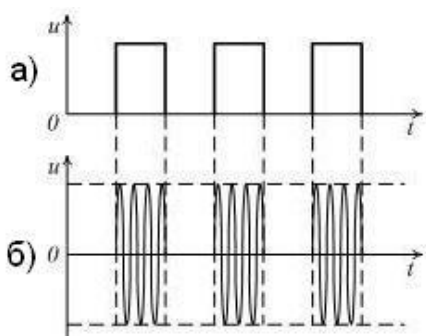


Рис. 67. Видео- и радиоимпульсы

Для оценки характеристики относительной продолжительности работы передатчика в импульсном режиме вводят понятие скважности.

$$Q = \frac{T - \tau}{\tau} = \frac{T}{\tau} - 1. \quad (122)$$

Поскольку обычно $T \gg \tau$, то

$$Q \approx \frac{T}{\tau}. \quad (123)$$

Частота следования импульсов $F = \frac{1}{T}$ ниже, чем несущая частота f , на которой осуществляется радиосвязь, т.е.

$$F \gg f,$$

поэтому для осуществления радиопередачи необходимо выполнить вторичную модуляцию гармонического несущего колебания модулированной (первично) по закону передаваемого (низкочастотного) сообщения последовательностью импульсов [3].

Для передачи телефонной информации используют двукратную импульсную модуляцию, при которой периодическая последовательность радиоимпульсов является исходной, а передача телефонного сигнала осуществляется изменением одного из параметров исходной последовательности импульсов по закону изменения передаваемого сигнала (вторичная модуляция).

В зависимости от того, какой из параметров периодической последовательности импульсов изменяется под воздействием передаваемого сообщения, различают три основных вида импульсной модуляции:

- амплитудно-импульсная (АИМ);
- широтно-импульсную (ШИМ);
- фазово-импульсную (ФИМ).

При АИМ в соответствии с изменением модулирующего сигнала изменяется амплитуда импульсов, как показано на рис. 68, в. Периодическая последовательность импульсов при этом выполняет роль несущего колебания.

Применяется непосредственно АИМ для передачи информации редко из-за низкой помехоустойчивости канала связи. АИМ находит широкое применение в устройствах преобразования сигналов.

При ШИМ по закону передаваемого сообщения изменяется ширина (длительность) импульсов. Возможны два вида ШИМ: односторонняя и двухсторонняя. При односторонней ШИМ смещается один фронт импульса относительно тактовых точек, при двухсторонней – ширина импульса изменяется в обе стороны симметрично (рис. 68, з) [1].

Помехоустойчивость ШИМ значительно выше помехоустойчивости АИМ, так как в приемнике с ШИМ применяется амплитудный ограничитель, срезающий амплитудные помехи. Но при малой длительности импульсов сильно расширяется полоса частот, занимаемая спектром сигнала. А при расширении полосы пропускания приемника снижается помехоустойчивость канала связи. Поэтому ШИМ применяется, как и АИМ, как вспомогательная модуляция, например для преобразования ее в ФИМ.

При ФИМ по закону передаваемого сообщения изменяется положение импульсов относительно тактовых точек (рис. 68, д). Поскольку длительность и амплитуда импульсов не изменяется, полоса частот при ФИМ получается не шире, чем при немодулированных радиоимпульсах. В приемнике применяется ограничитель. Следовательно, помехоустойчивость при ФИМ получается наиболее высокой.

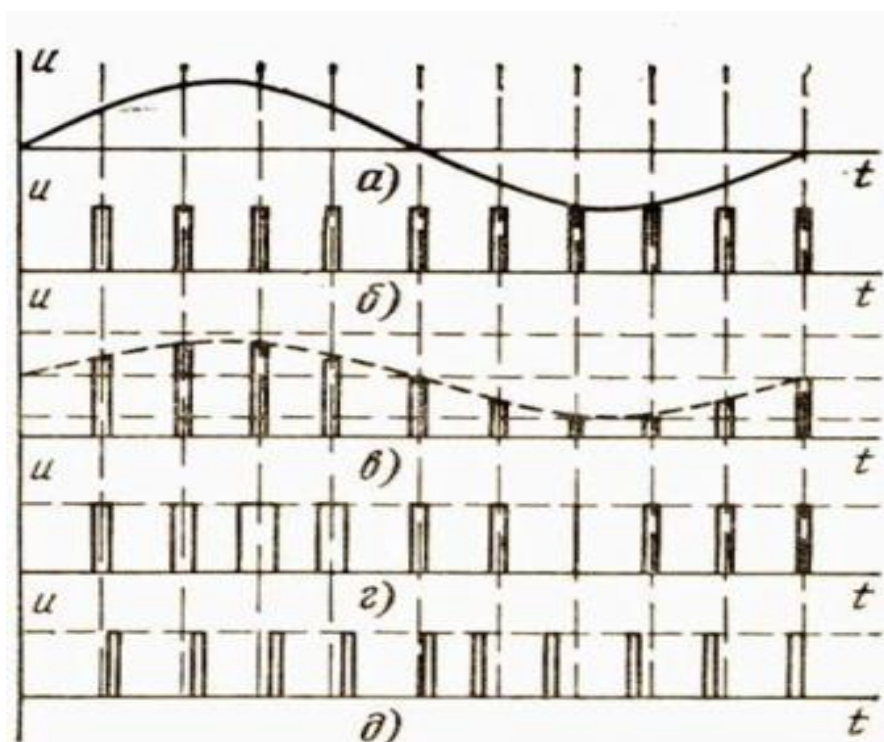


Рис. 68. Виды импульсной модуляции

Импульсная модуляция широко применяется в радиолокации, радионавигации, многоканальных линиях связи с временным уплотнением и т.д. В передатчиках радиолокационных станций для вторичной модуляции несущего колебания, как правило, используют последовательность немодулированных прямоугольных импульсов.

Из рисунка 69 видно, что для восстановления формы видеоимпульсов с достаточной для практических целей точностью необходимо пропустить все боковые, входящие в первую область огибающей спектра, т.е. полосу частот шириной

$$\Pi \approx \frac{2}{\tau}. \quad (124)$$

При использовании импульсов малой длительности полоса пропускания получается очень широкой, например, если $\tau = 1$ мкс, то ширина полосы

$$\Pi = 2 \text{ МГц.}$$

Таким образом, импульсная модуляция принадлежит к широкополосным видам модуляции.

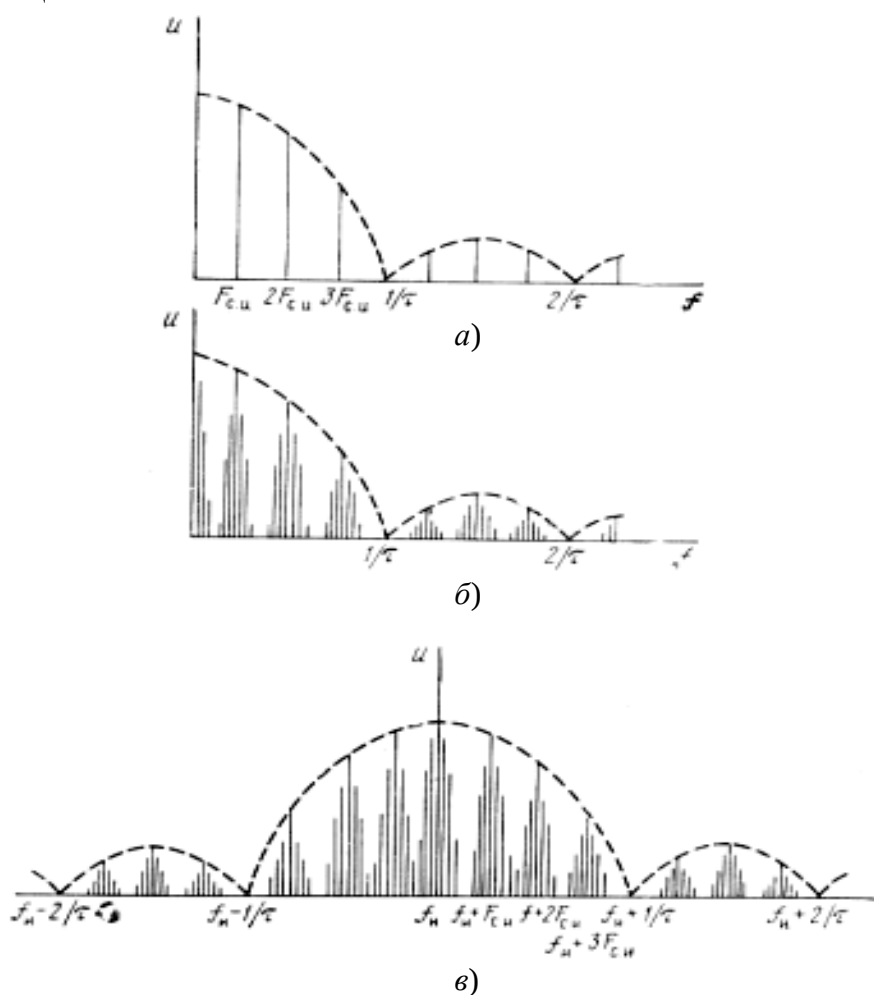


Рис. 69. Спектр сигнала при амплитудно-импульсной модуляции

По форме импульсы бывают прямоугольные, пилообразные, трапецеидальные, синусоидальные и т.д. Для передачи информации наибольшее применение нашли прямоугольные видеоимпульсы и радиоимпульсы, которые считаются идеальными по форме. Однако реальный радиоимпульс отличается на выходе РПДУ от идеального искажением формы, так как сформированный импульс проходит через выходные цепи передающего тракта, которые являются инерционными.

Для минимизации данных искажений в современных системах связи при формировании импульсов учитывают эти искажения и вносят предискажения в форму импульса при его формировании, добиваясь получения на выходе РПДУ заданной формы огибающей радиоимпульса. При этом стремятся уменьшить уровень внеполосных излучений на выходе РПДУ.

Достоинства РПДУ с импульсной модуляцией:

1. При телефонии повышение уровня излучаемой мощности радиосигнала (в $10^3 - 10^5$ раз).
2. Уменьшение потребляемой от источника питания мощности P_0 .
3. Уменьшение рассеиваемой мощности на электродах ламп (уменьшение массы и габаритов электронных ламп, устранение системы охлаждения) при использовании режимов работы с максимальным КПД активных приборов (ключевой и режим класса С).
4. Повышение помехоустойчивости, скрытности линии радиосвязи (возможность кодирования передаваемой информации).
5. Возможность комплексирования нескольких передаваемых сообщений в рамках одного канала связи.

К *недостаткам* следует отнести увеличение ширины спектра частот излучаемого радиосигнала (необходимость применения ФНЧ или ПФ на выходе РПДУ перед антенной).

6.11. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Структурная схема импульсного передатчика связи приведена на рис. 70. Импульсный генератор создает первичную последовательность тактовых импульсов, которые подаются на импульсный модулятор (ИМ). На ИМ подается и модулирующий сигнал от источника сообщения ИС. В ИМ производится модуляция по закону изменения модулирующего сигнала. Затем изменяющиеся по заданному параметру видеоимпульсы подаются на модулятор М, где модулируют радиочастотные колебания, поступающие с задающего генератора. Промодулированные радиоимпульсы подаются в антенну для излучения.

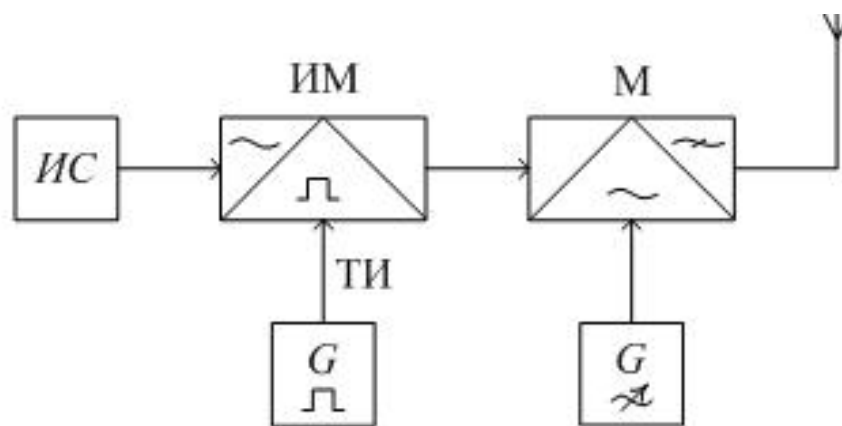


Рис. 70. Структурная схема импульсного передатчика

Импульсный модулятор в передающем тракте совместно с демодулятором приемника могут быть объединены в функциональный блок под названием МОДЕМ.

Рассмотрим особенности формирования радиоимпульсов при различных видах импульсной модуляции.

Спектр сигнала при АИМ образуется следующим образом (рис. 69, б). Периодическую последовательность импульсов можно представить в виде линейчатого спектра. Форма его зависит от длительности импульсов и частоты повторения F . При модуляции видеоимпульсов низкочастотным сигналом около каждой спектральной линии появляются еще боковые справа и слева. После вторичной амплитудной модуляции радиочастотным колебанием на выходе модулятора М получаются радиоимпульсы. Ширина спектра излучаемых колебаний зависит от длительности импульсов, частоты их следования F . С уменьшением длительности импульсов спектр излучаемого колебания расширяется [1].

В многоканальных системах связи при временном разделении каналов импульсы одного канала передаются в паузах между импульсами других каналов. Следовательно, для того чтобы разместить больше каналов в одной системе, необходимо уменьшить длительность импульсов, но это ведет к необходимости расширения полосы пропускания, что усложняет аппаратуру. На практике используют импульсы длительностью $\tau = 0,1 \dots 0,2$ мкс. Полоса излучаемых частот при этом составляет $1 \dots 20$ МГц.

Период повторения импульсов для увеличения числа каналов желательно выбрать большим. Но при этом качество передаваемого сигнала ухудшается. Для передачи телефонных сигналов ($300 \dots 3400$ Гц) необходимо за один период сигнала передавать не меньше 3 – 10 импульсов. Отсюда допустимый период следования импульсов для телефонной передачи $T = (3 \dots 10) \cdot 10^{-5}$ с.



Рис. 71. Структурная схема цифрового канала

Наиболее перспективными в настоящее время являются цифровые системы связи, в которых информация передается в цифровом виде. В состав таких систем входит цифровой канал (рис. 71).

Преимуществом цифровой СС является то, что цифровой канал связи может быть унифицированным и использоваться для передачи различного вида сообщений: телефонных, телеграфных, факсимильных, изображения и т.д. Такими являются СС с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) и дельта-модуляцией (ДМ) (рис. 71). Структура радиостанции должна содержать АЦП (кодер) и ЦАП (декодер), которые часто объединяются в единый блок – КОДЕК (рис. 72). При этом в качестве вторичной модуляции в радиостанции цифрового канала связи может применяться частотная или относительно фазовая манипуляция, которые могут осуществляться в функционально выделенном блоке – МОДЕМе (рис. 72) [3].

Однако для возможности унификации в передаче сообщений и автоматизации процесса организации и ведения связи по цифровому каналу необходимо иметь более сложную структуру системы связи, ее передающих и приемных модулей.

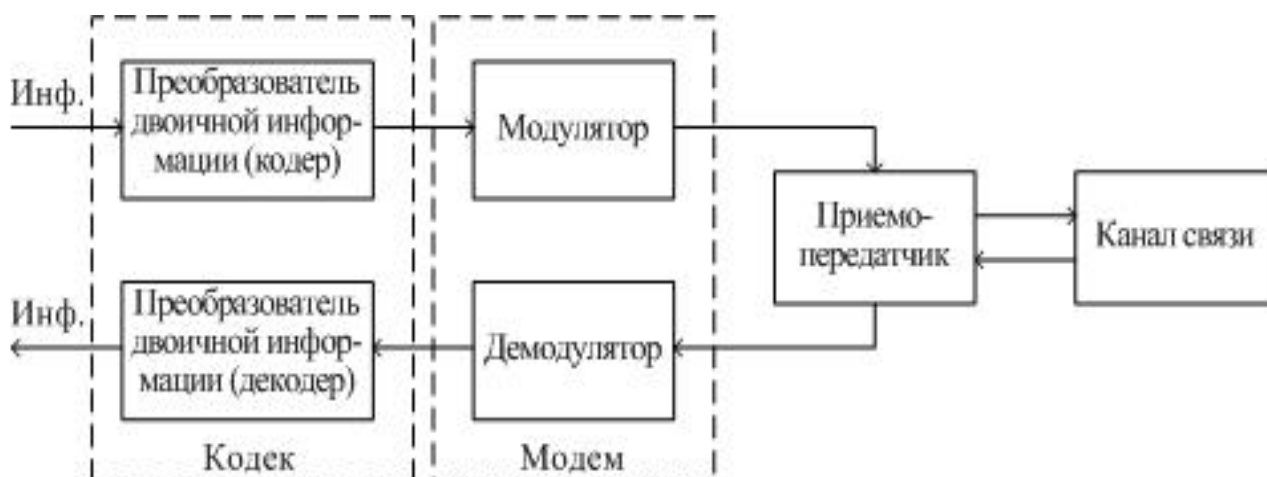


Рис. 72. Структурная схема цифровой радиостанции

Контрольные вопросы

1. Перечислите энергетические и качественные показатели АМ.
2. Какой должна быть идеальная АДМХ и почему?
3. Какой должна быть идеальная ЧДМХ и почему?
4. Преимущества применения однополосной модуляции.
5. Фильтровой метод формирования однополосных сигналов.
6. Перечислите достоинства применения передатчиков с импульсной модуляцией в системе военной радиосвязи.
7. Укажите особенности структуры передатчиков с импульсной модуляцией.
8. Назовите наиболее перспективные виды сигналов для организации передачи информации в цифровом виде.

7. ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

7.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Частотная и фазовая модуляции (ЧМ и ФМ) широко применяются в передатчиках, предназначенных для телефонной радиосвязи, радиовещания на УКВ, звукового сопровождения телевидения, радиорелейной, тропосферной и космической связи. Это объясняется тем, что при определенных условиях частотная (фазовая) модуляция обеспечивает повышенную помехоустойчивость радиосвязи, по сравнению с амплитудной модуляцией. Кроме того, этот вид модуляции позволяет обеспечивать передачу и прием сигнала с высокими качественными показателями [8].

Частотной (фазовой) модуляцией называют такой вид воздействия на несущее колебание, в результате которого его частота (фаза) изменяется по закону передаваемого (модулирующего) сигнала.

Частотную и фазовую модуляции всегда рассматривают совместно: всякое изменение фазы высокочастотных колебаний приводит к изменению мгновенной частоты

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} \quad (125)$$

и, наоборот, всякое изменение частоты приводит к изменению фазы высокочастотного колебания

$$\psi(t) = \int_0^t \omega dt + \psi_0. \quad (126)$$

Следовательно, один вид модуляции всегда сопутствует другому, и как частотную, так и фазовую модуляции объединяют одним понятием – *угловая модуляция* (УМ). Однако это вовсе не означает, что между ЧМ и ФМ можно поставить знак равенства. При ЧМ изменение частоты пропорционально модулирующему напряжению, а изменение фазы, как видно из выражения (126), при этом будет следовать иному закону. При ФМ изменение фазы пропорционально модулирующему напряжению и, как вытекает из выражения (125), закон изменения частоты будет иным.

Для конкретности рассмотрим простейший пример, когда производится частотная модуляция, а модулирующее напряжение представляет собой гармоническое колебание

$$u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t,$$

и девиация частоты

$$\Delta \omega = k U_{\Omega}. \quad (127)$$

Мгновенное значение частоты при этом равно

$$\omega = \omega_{\text{ср}} + \Delta \omega \cos \Omega t, \quad (128)$$

где $\omega_{\text{ср}}$ – средняя частота радиочастотного колебания.

Уравнение ЧМ-колебаний запишется в виде

$$u_{\text{ЧМ}} = U \cos \left(\int_0^t \omega dt + \psi_0 \right). \quad (129)$$

Найдем закон изменения фазы этого колебания, основываясь на общем соотношении (126):

$$\psi(t) = \int_0^t (\omega_{\text{ср}} + \Delta \omega \cos \Omega t) dt + \psi_0 = \omega_{\text{ср}} t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t + \psi_0 = \omega_{\text{ср}} t + \frac{k U_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t + \psi_0. \quad (130)$$

Выражение (130) показывает, что одновременно с частотной модуляцией осуществляется и фазовая, но отклонение (девиация) фазы $\Delta \Psi$ от начального значения Ψ_0 оказывается обратно пропорциональным частоте модулирующего напряжения, т.е. сопутствующая фазовая модуляция осуществляется с частотными искажениями передаваемого сигнала:

$$\Delta \Psi = \frac{\Delta \omega}{\Omega} = \frac{k U_{\Omega}}{\Omega}. \quad (131)$$

Теперь рассмотрим, какой характер будут иметь изменения частоты, сопутствующие фазовой модуляции, когда девиация фазы

$$\Delta \Psi = k U_{\Omega}, \quad (132)$$

и уравнение ФМ колебаний имеет вид

$$u_{\text{ФМ}} = U \cos(\omega_{\text{ср}} t + \Delta \Psi \cos \Omega t + \Psi_0). \quad (133)$$

Мгновенная частота колебаний, согласно общему соотношению (125)

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} = \omega_{\text{ср}} - \Omega \Delta \Psi \sin \Omega t. \quad (134)$$

Из соотношения (134) ясно, что фазовой модуляции сопутствует частотная. При этом девиация частоты оказывается пропорциональной модулирующему напряжению и частоте модуляции:

$$\Delta\omega = \Omega\Delta\Psi = \Omega kU_{\Omega}. \quad (135)$$

Сопоставляя выражения (127) и (135), можно прийти к заключению, что при гармоническом характере модулирующего напряжения между изменениями фазы и частоты ЧМ- и ФМ-колебаний существует взаимная зависимость

$$\Delta\Psi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = m, \quad (136)$$

где m называют индексом угловой модуляции. Следует различать индекс частотной модуляции m_f и индекс фазовой модуляции m_{ψ} . При гармоническом модулирующем напряжении, если $U_{\Omega} = \text{const}$, то при изменении частоты модуляции Ω $m_{\psi} = \Delta\Psi = kU_{\Omega} = \text{const}$, а $m_f = \Delta\omega / \Omega = kU_{\Omega} / \Omega = \text{var}$.

В общем случае уравнение ЧМ- и ФМ-колебаний записывается в виде гармонической функции мгновенной фазы

$$u = U\cos\Psi(t). \quad (137)$$

Можно записать это выражение для ЧМ-колебаний в виде

$$u = U\cos(\omega_{\text{cp}}t + m\sin\Omega t + \Psi_0), \quad (138)$$

что с точностью до начальной фазы совпадает с выражением (133) для ФМ-колебаний.

Поэтому при гармоническом модулирующем напряжении различие между ЧМ и ФМ ни в осциллограммах, ни в спектрах колебаний установить невозможно. Различие между ними заметно только в том случае, если модулирующий сигнал является сложным и имеет некоторый спектр частот.

Разложение функции (138) в ряд Фурье приводит к выражению следующего вида:

$$u = U \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(m) \cos(\omega_{\text{cp}} + n\Omega)t, \quad (139)$$

где $I_n(m)$ – функция Бесселя первого рода порядка n от аргумента m . Таким образом, при модуляции одним тоном спектры ФМ- и ЧМ-колебаний линейчатые, содержат составляющую средней частоты ω_{cp} и множество составляющих боковых частот $(\omega_{\text{cp}} \pm n\Omega)$, $n = 1, 2, 3, \dots$.

Спектры сигналов при $m = 1$ и $m = 8$ представлены на рис. 73 в качестве примера.

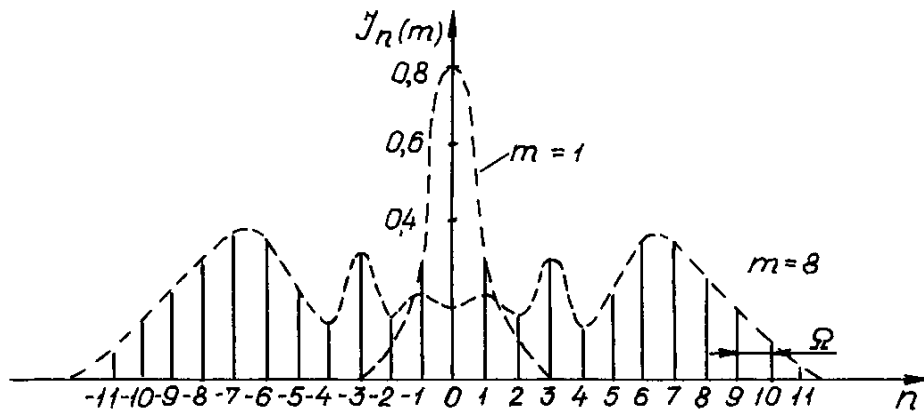


Рис. 73. Спектры сигналов угловой модуляции при $m = 1$ и $m = 8$

Теоретически спектр ЧМ- и ФМ-колебаний является бесконечно широким. Однако функция Бесселя $I_n(m)$, начиная с некоторого номера $n > m$, быстро убывает с ростом n , что видно из рис. 73. Это позволяет ограничить полезный (практический) спектр таких сигналов определенным количеством боковых частот [8].

При $m \ll 1$ необходимо учитывать только одну пару боковых частот, и ЧМ-колебания практически представляются тремя слагаемыми: несущим колебанием и двумя боковыми, как при амплитудной модуляции:

$$u = U[I_0(m)\cos\omega_{cp}t + I_1(m)\cos(\omega_{cp} + \Omega)t - I_1(m)\cos(\omega_{cp} - \Omega)t]. \quad (140)$$

В этом случае говорят об узкополосной угловой модуляции. Практический спектр при этом определяется максимальной частотой $F_{\max}$ модулирующего напряжения

$$\Delta f_c \approx 2F_{\max}. \quad (141)$$

Узкополосную модуляцию применяют в низовой телефонной радиосвязи.

При широкополосной модуляции, когда $m > 3$, в практический спектр входят боковые составляющие порядка $n > m$. Ширина спектра, ограниченного n парой боковых составляющих, приближенно выражается соотношением

$$\Delta f_c \approx 2F_{\max} (m + \sqrt{m} + 1). \quad (142)$$

Широкополосная модуляция находит применение при высококачественном радиовещании и для звукового сопровождения телевизионных передач.

Определим среднюю мощность $P_{у.м}$ радиосигнала с угловой модуляцией. Средняя мощность P , которая рассеивается немодулированным колебанием в нагрузке R , равна

$$P = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R}.$$

Средняя мощность P_n n -й боковой составляющей колебания (138) выражается соотношением

$$P_n = \frac{1}{2} \frac{[U J_n(m)]^2}{R}.$$

Средняя мощность радиосигнала есть сумма всех гармонических составляющих

$$P_{y.m} = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R} [J_0^2(m) + 2J_1^2(m) + \dots + 2J_n^2(m) + \dots].$$

В теории Бесселевых функций доказывается, что

$$J_0^2(m) + 2J_1^2(m) + \dots + 2J_n^2(m) + \dots \equiv 1.$$

Поэтому

$$P_{y.m} = P = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R}.$$

Таким образом, в результате угловой модуляции при любом значении m происходит перераспределение мощности между несущей и всеми боковыми составляющими, суммарная же мощность равна мощности немодулированного колебания. Следовательно, передатчик, излучающий ЧМ (ФМ) колебания, работает в режиме постоянной мощности, т.е. при неизменной амплитуде радиосигнала.

Неизменность амплитуды ЧМ- и ФМ-колебаний дает ряд преимуществ системам связи и вещания, работающим с сигналами с угловой модуляцией. Во-первых, появляется возможность использования амплитудных ограничителей в приемном устройстве, позволяющих повышать помехозащищенность радиолинии. Во-вторых, неизменность амплитуды благоприятно сказывается на энергетике радиопередающего устройства, так как все каскады радиочастотного тракта могут работать постоянно в наиболее выгодном энергетическом режиме (граничном, перенапряженном или ключевом). В-третьих, отпадает необходимость в обеспечении высокой линейности амплитудных характеристик радиочастотных трактов как передающего, так и приемного устройств. Однако сохраняются жесткие требования к линейности частотных характеристик. Амплитудно-частотная характеристика должна быть равномерной, а фазочастотная – линейной в полосе частот, занимаемой спектром ЧМ- и ФМ-колебаний.

Помехоустойчивость систем с угловой модуляцией прямо пропорциональна величине индекса модуляции m . Исследования показывают, что выигрыш в соотношении сигнал/помеха при угловой модуляции, по сравнению

с АМ для гладкого шума, составляет $1,73m$, а для импульсной помехи – $2m$. Вместе с тем увеличение индекса модуляции m приводит к необходимости расширения полосы пропускания радиочастотных каскадов передатчика и приемника, определяемой соотношением (142). Это обстоятельство заставляет использовать угловую модуляцию на частотах $f > 30$ МГц [9].

Узкополосная угловая модуляция, имеющая индекс модуляции $m < 1$, по своей спектральной характеристике и помехоустойчивости практически не отличается от АМ [8].

7.2. МЕТОДЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ (ФАЗОВОЙ) МОДУЛЯЦИИ

Обе разновидности угловой модуляции (ЧМ и ФМ) по техническим характеристикам и параметрам качества передаваемого сообщения практически равноценны. Более того, эти разновидности взаимнообратимы. Действительно, из сопоставления выражений (127) и (135) видно, что частотную модуляцию можно осуществить двумя методами: с помощью частотного модулятора (прямой метод) и с помощью фазового модулятора (косвенный метод). В первом случае частотный модулятор представляет собой АГ, частота колебаний которого изменяется (модулируется) в соответствии с передаваемым (модулирующим) сигналом (рис. 74). Для электронной перестройки частоты используются управляемые реактивные элементы (УРЭ), в качестве которых может применяться варикап, ферровариометр, реактивная лампа и транзистор, вариконд, ключевой диод и т.д. [3].

Во втором случае модулирующий сигнал подается на вход фазового модулятора через четырехполюсник (интегрирующую цепь), который уменьшает амплитуду модулирующего сигнала пропорционально частоте. По этой причине на выходе модулятора создается сигнал не с фазовой модуляцией, а с частотной (рис. 75).

Фазовый модулятор представляет собой устройство, на выходе которого фаза колебаний меняется в соответствии с изменением амплитуды модулирующего сигнала. В простейшем случае фазовым модулятором может являться маломощный усилитель с резонансным контуром в выходной цепи.

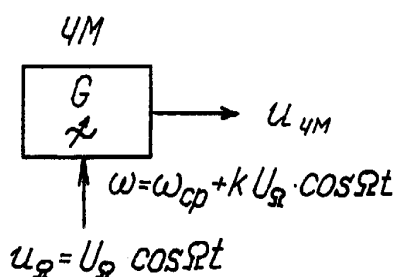


Рис. 74. Прямой метод частотной модуляции

При расстройке этого контура фаза колебаний на выходе усилителя меняется в соответствии с фазочастотной характеристикой контура

$$\varphi = -\operatorname{arctg} Q \left(\frac{\omega_{\text{ср}}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{\text{ср}}} \right) \approx -\operatorname{arctg} 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{ср}}}, \quad (143)$$

где Q – добротность колебательного контура усилителя; $\omega_{\text{ср}}$ – частота кварцевого автогенератора на входе усилителя ($\omega_{\text{ср}} = \text{const}$); ω_0 – резонансная частота выходного контура усилителя ($\omega_0 = \text{var}$); $\Delta\omega = \omega_{\text{ср}} - \omega_0$ – величина расстройки колебательного контура.

Расстройка контура осуществляется изменением параметров его элементов адекватно модулирующему сигналу.

Сигнал с фазовой модуляцией также может быть получен прямым и косвенным методом. При косвенном методе используется частотный модулятор, а модулирующий сигнал предварительно корректируется с помощью четырехполюсника (дифференцирующей цепи), который производит подъем амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот (рис. 76).

Так как в передатчиках с фазовым модулятором (см. рис. 75) управление колебаниями осуществляется не в АГ, а в последующем каскаде, то создаются хорошие предпосылки в обеспечении высокой стабильности частоты кварцевого АГ.

Однако передатчики с фазовыми модуляторами признаны в настоящее время более громоздкими. Поэтому в новых разработках передатчиков с угловой модуляцией предусматривается использование частотных модуляторов. Такие передатчики имеют меньшее число каскадов, меньшие габаритные размеры и оказываются проще.

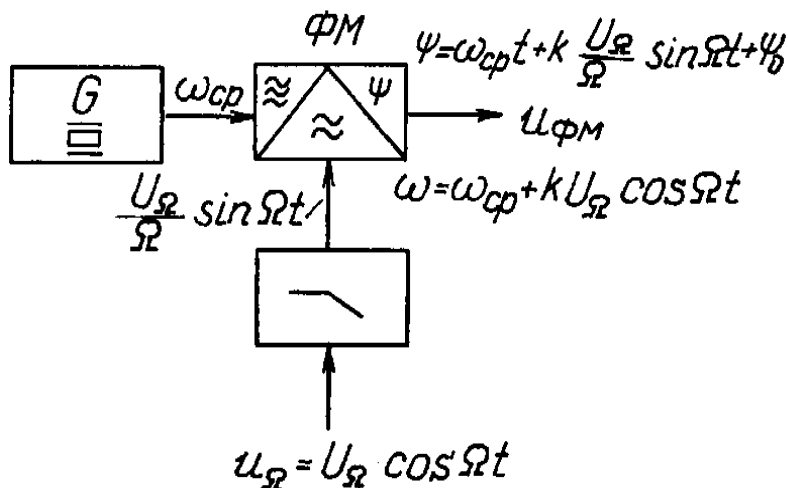


Рис. 75. Косвенный метод частотной модуляции

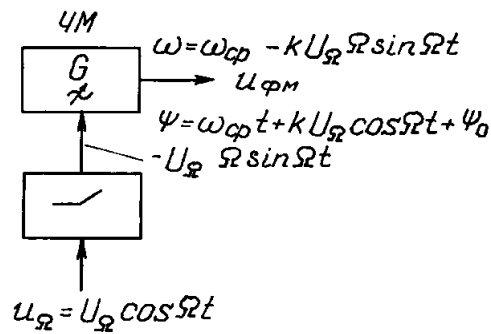


Рис. 76. Косвенный метод фазовой модуляции

7.3. ЭЛЕКТРОННО-ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Принцип действия электронно-перестраиваемых АГ, используемых в качестве частотных модуляторов, рассмотрим на простейшем примере транзисторного LC -автогенератора, частота которого изменяется под действием модулирующего напряжения с помощью варикапа. Использование варикапа для осуществления ЧМ определяется такими его свойствами, как высокая надежность, малые габариты и вес, большая добротность барьерной емкости (более 100 пФ на частотах 50...100 МГц), возможность получения широкополосной ЧМ с малым уровнем нелинейных искажений.

Зависимость барьерной емкости p - n -перехода варикапа от обратного напряжения ($e_{VD} < 0$) приведена на рис. 77 и описывается следующим выражением:

$$C_6 = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{e_{VD}}{\phi_K}\right)^{\gamma}}, \quad (144)$$

где C_0 – значение барьерной емкости при напряжении $e_{VD} = 0$; ϕ_K – контактная разность потенциалов на p - n -переходе; $\gamma = 0,3$ у плавных p - n -переходов, $\gamma = 0,5$ у резких и $\gamma > 0,5$ у сверхрезких.

При приложении прямого напряжения $e_{VD} > 0$ варикап характеризуется диффузионной емкостью C_d , превышающей на несколько порядков барьерную. Однако добротность этой емкости низка [3].

Первоначально промышленность освоила выпуск варикапов с плавным p - n -переходом. Применение их для осуществления ЧМ не позволяло получить модуляторы, имеющие малый уровень нелинейных искажений. Впоследствии были разработаны и выпущены варикапы с резким p - n -переходом. На их основе созданы частотные модуляторы с уровнем нелинейных искажений в несколько процентов. Варикапы со сверхрезким переходом, выпуск которых осваивается промышленностью, позволяют понизить уровень нелинейных искажений до долей процентов.

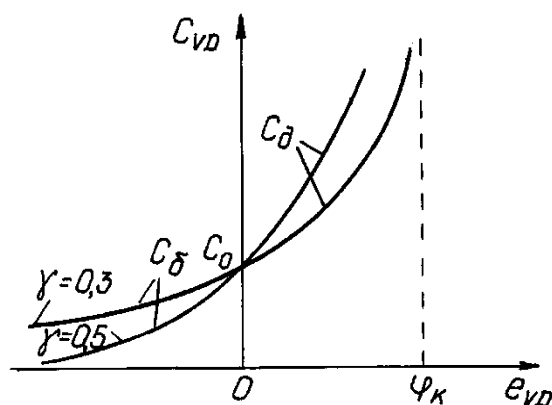


Рис. 77. Зависимость барьерной емкости p - n -перехода варикапа от обратного напряжения

Схема транзисторного LC -автогенератора с варикапом для осуществления ЧМ приведена на рис. 78.

Автогенератор представляет собой емкостную трехточку, содержащую элементы схемы C_1 , C_2 и L_3 . ЧМ осуществляется варикапом VD , включенным последовательно с L_3 . Напряжение смещения на варикап $E_{см}$ выбирают таким, чтобы p - n -переход варикапа всегда находился в закрытом состоянии, т.е. чтобы выполнялось условие

$$e_{VD} = -E_{см} + U + U_{\Omega} < 0,$$

где U – амплитуда напряжения высокой частоты, действующего на варикапе; U_{Ω} – амплитуда модулирующего напряжения.

Кроме того, максимальная величина обратного напряжения на варикапе не должна превышать пробивного напряжения:

$$|E_{см}| + U + U_{\Omega} < e_{VD \text{ доп.}}$$

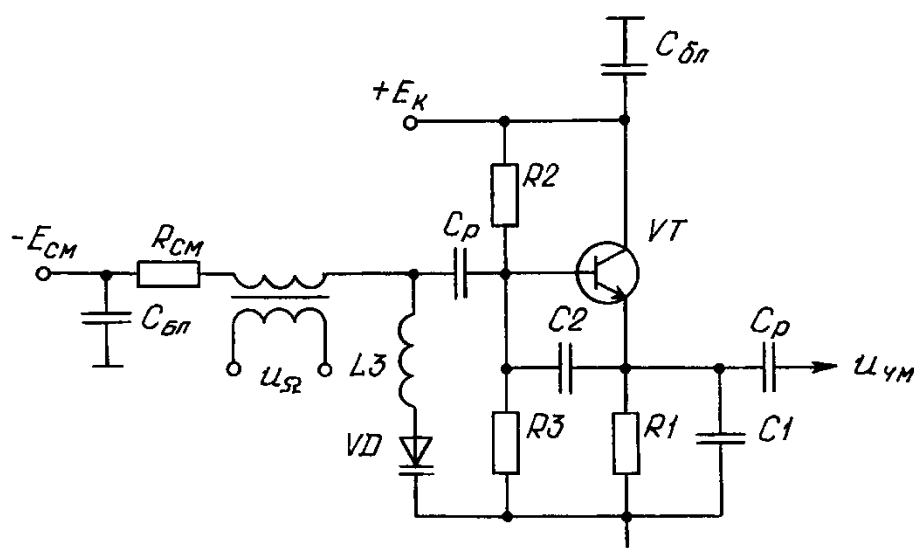


Рис. 78. Схема транзисторного LC -автогенератора

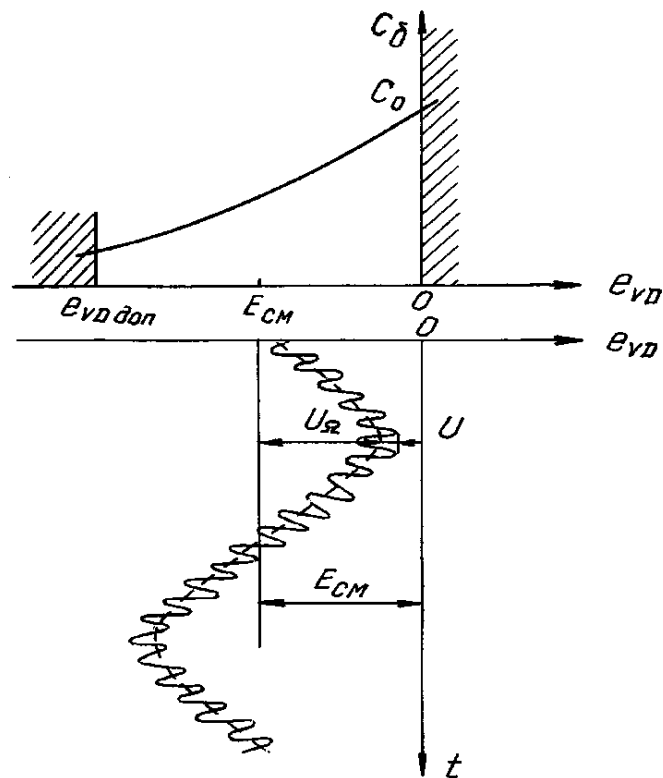


Рис. 79. Изменение емкости варикапа при действии на его p - n -переходе модулирующего и высокочастотного напряжений

На рисунке 79 показано изменение емкости варикапа при действии на его p - n -переходе модулирующего и высокочастотного напряжений [1].

Качество частотной модуляции во многом определяется *статической модуляционной характеристикой* (СМХ) частотного модулятора, представляющей собой зависимость частоты ω от медленно меняющегося управляющего напряжения $E_y(t)$, т.е. зависимость $\omega = f[E_y(t)]$ (рис. 80). Напряжение $E_y(t)$ представим суммой постоянного смещения E_{cm} и переменной составляющей u_{Ω} : $E_y(t) = E_{cm} + u_{\Omega}(t)$. Средняя частота колебаний ω_{cp} определяется при $u_{\Omega}(t) = 0$ и равна $\omega_{cp} = f(E_{cm})$.

Обычно СМХ удобно представлять как зависимость относительной девиации частоты

$$y = \frac{\Delta\omega}{\omega_{cp}} = \frac{\omega - \omega_{cp}}{\omega_{cp}}$$

от нормированной переменной составляющей $x = \frac{u_{\Omega}}{E_{cm}}$. В общем случае зависимость $y = f(x)$ нелинейная, и ее можно записать в виде разложения в ряд по степеням x

$$y = S_1x + S_2x^2 + S_3x^3 + \dots + S_nx^n, \quad (145)$$

где $S_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n y}{dx^n} \Big|_{x=0}$; S_1 – крутизна СМХ; $S_2, S_3, \dots$ – коэффициенты, характеризующие крутизну зависимости $y = f(x)$ [68].

Нелинейные искажения оцениваются по СМХ при модуляции гармоническим сигналом $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$. Коэффициенты нелинейных искажений КНИ₂, КНИ₃, ... равны отношению амплитуды девиации частоты на соответствующей гармонике модулирующего сигнала $\Delta\omega_n$ к амплитуде девиации частоты на первой гармонике $\Delta\omega_1$. Подставив в соотношение (141) нормированное управляющее напряжение $x = \frac{U_\Omega \cos \Omega t}{E_{\text{см}}}$, получим:

$$\text{КНИ}_2 = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1} = \left| \frac{S_2}{S_1} \right| \frac{U_\Omega}{2E_{\text{см}}}; \quad \text{КНИ}_3 = \frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega_1} = \left| \frac{S_3}{S_1} \right| \frac{U_\Omega^2}{2E_{\text{см}}^2}. \quad (146)$$

При высоких требованиях к точности формирования ЧМ-сигналов следует добиваться минимальных значений коэффициентов $S_2, S_3, \dots$. Для варикапа значения этих коэффициентов определяются показателем γ степени нелинейности характеристики $C_6 = f(e_{VD})$ и принимают минимальные значения при $\gamma > 0,5$ (у сверхрезких p - n -переходов). В этом случае связь между девиацией частоты и управляющим напряжением близка к линейной:

$$y \approx S_1x. \quad (147)$$

Динамические модуляционные характеристики приведены на рис. 81, а, б. Качество угловой модуляции характеризуется еще уровнями шума и динамическим диапазоном сигнала [10].

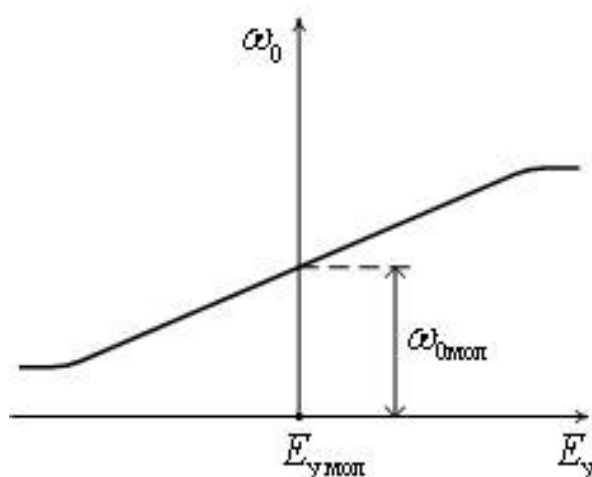


Рис. 80. Статическая модуляционная характеристика

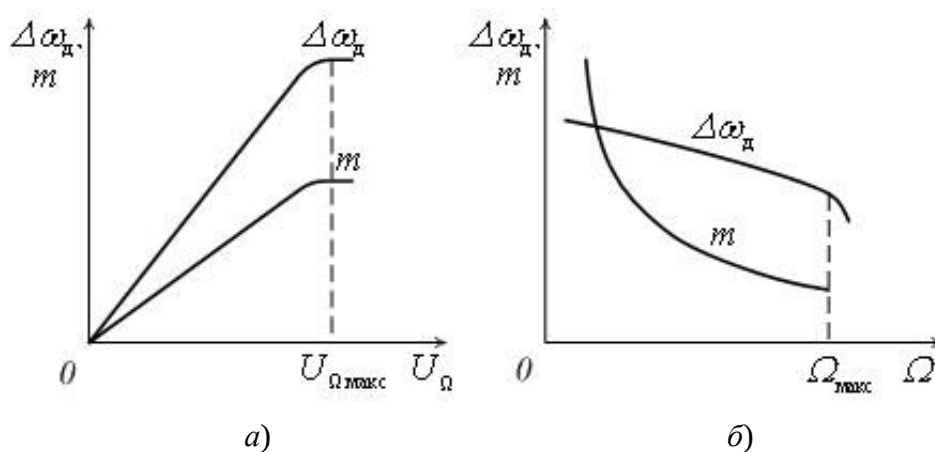


Рис. 81. Динамические модуляционные характеристики

7.4. МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ МОДУЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧМ-ГЕНЕРАТОРОВ

Требования к качеству передаваемых сигналов и объему передаваемой информации в системах радиосвязи постоянно возрастает. Повышаются соответственно требования к линейности и широкополосности частотных и фазовых модуляторов. Решение данных задач осуществляется в нескольких направлениях.

1. Можно добиться уменьшения нелинейных искажений рациональным выбором режима работы варикапа, его параметров, схемы включения в контур АГ. Целесообразно применять варикапы со сверхрезким переходом ($\gamma = 1$). Можно улучшить линейность ЧМ, применяя несколько варикапов с различными γ .

Из-за нелинейности зависимости емкости варикапа от действующего переменного напряжения U на нем происходит сдвиг средней частоты $\omega_{\text{ср}}$. При постоянстве U_t этот сдвиг можно скомпенсировать, но при наличии паразитной АМ она преобразуется в ЧМ, и нелинейные искажения возрастают.

Существенно уменьшить эти нежелательные элементы по радиочастоте можно, применяя встречно-параллельное (рис. 82, а) или встречно-последовательное (рис. 82, б) включение варикапов [8].

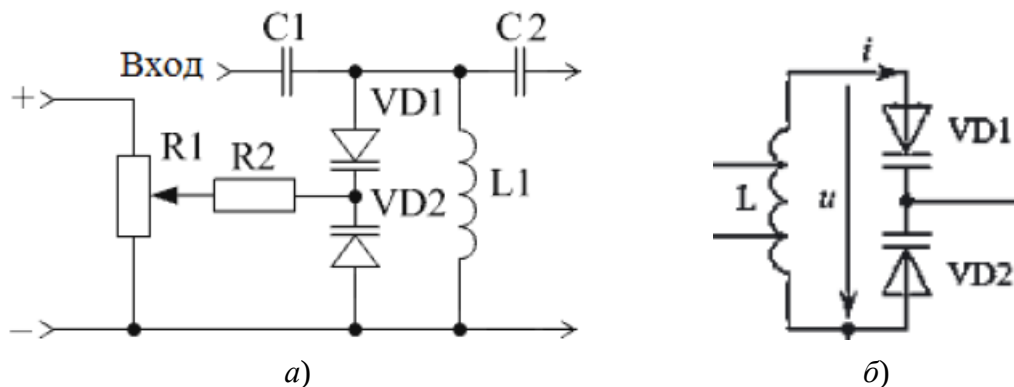


Рис. 82. Схемы встречно-параллельного (а) и встречно-последовательного (б) включения варикапов

2. Для повышения линейности целесообразно применять нелинейные предискажения модулирующего сигнала. Поскольку отклонение емкости варикапа (a , следовательно, и частоты) в положительный полупериод модуляции превышает те же величины в отрицательный полупериод (рис. 82), то модулирующий сигнал целесообразно подвергнуть предискажению в амплитудном корректоре. Схема амплитудного корректора должна обеспечивать по мере возрастания амплитуды модулирующего напряжения уменьшение его коэффициента передачи.

3. Коррекция модуляционной характеристики ЧМ-генератора может быть осуществлена подключением к варикапу или к колебательной системе АГ пассивных RLC -цепей с определенным характером комплексного сопротивления. Цепи из RLC -цепей являются линейными для переменных токов и напряжений на фиксированной частоте, но для ЧМ-колебания эти цепи нелинейны, так как их сопротивления зависят от частоты.

Стабилизация средней частоты ЧМ-колебания в современных передатчиках может осуществляться следующими методами.

1. В качестве частотного модулятора используется управляемый по частоте кварцевый автогенератор. Стабильность частоты кварцевого АГ при этом понижается, но она все же остается достаточной для некоторых типов современных радиостанций.

2. Частотная модуляция в передатчике осуществляется на пониженной промежуточной частоте. Выигрыш по стабильности при этом аналогичен выигрышу в возбудителях, использующих интерполяционный принцип.

3. Применение систем частотной или фазовой автоподстройки (рис. 83). ЧМ-генератор модулируется низкочастотным сигналом U_{Ω} . Модулятор выполнен на варикапе. Колебания с ЧМ-генератора поступают на делитель ДЧ1, где одновременно с понижением частоты осуществляется и понижение девиации. Коэффициент деления n выбирается так, чтобы индекс модуляции $m_f < 2,41$. В результате система ФАПЧ работает на низкой частоте, где индекс модуляции всегда меньше 2,41. ФНЧ имеет полосу пропускания порядка 5...25 Гц. Это позволяет исключить демодулирующее действие системы ФАПЧ в ЧМ-генераторе.

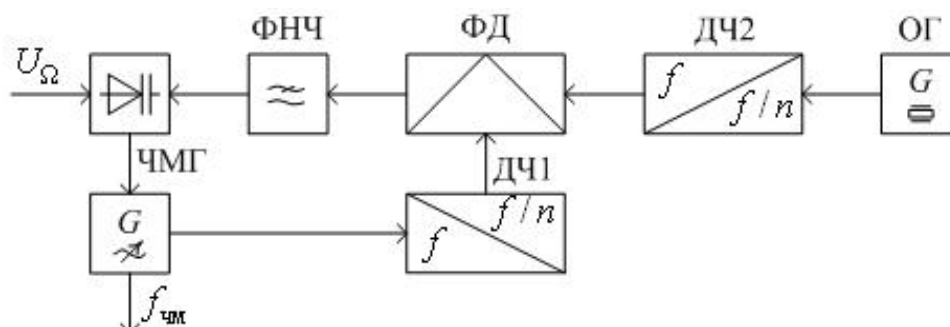


Рис. 83. Система частотной или фазовой автоподстройки

7.5. ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Высокочастотный ФМ-сигнал во временной области представляет собой синусоидальное колебание с постоянной частотой, постоянной амплитудой и переменной фазой (рис. 84).

Диаграмма состояний ФМ-колебания определяет зависимость абсолютного значения фазы сигнала (или приращения фазы при относительной фазовой модуляции) от передаваемого символа цифрового сообщения. Графически она представляет собой тригонометрический круг, по которому на равном угловом расстоянии расположены возможные значения фазы Q_k . Каждому значению символа цифрового сообщения ставится в соответствие значение фазы Q_k .

Диаграммы состояний для бинарной ($M = 2$), четырехуровневой ($M = 4$) и восьмиуровневой ($M = 8$) фазовой модуляции при начальном угле $\theta_0 = 0$.

Формально соотношение между значениями фазы модулированного сигнала и символами цифрового сообщения может быть произвольным; но практически придерживаются кода Грея (рис. 85).

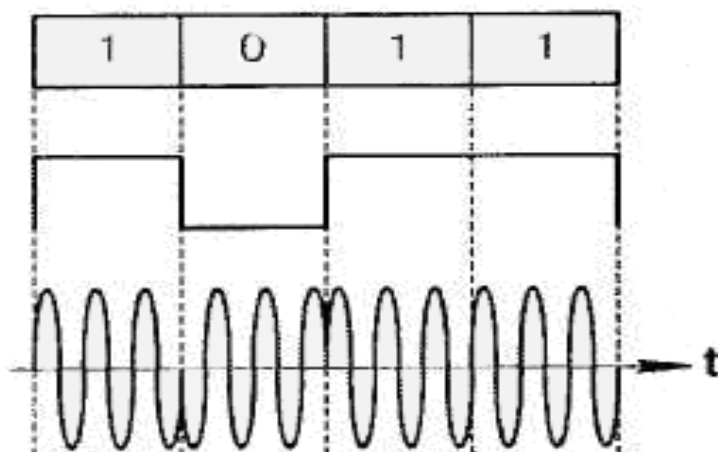


Рис. 84. Высокочастотный ФМ-сигнал

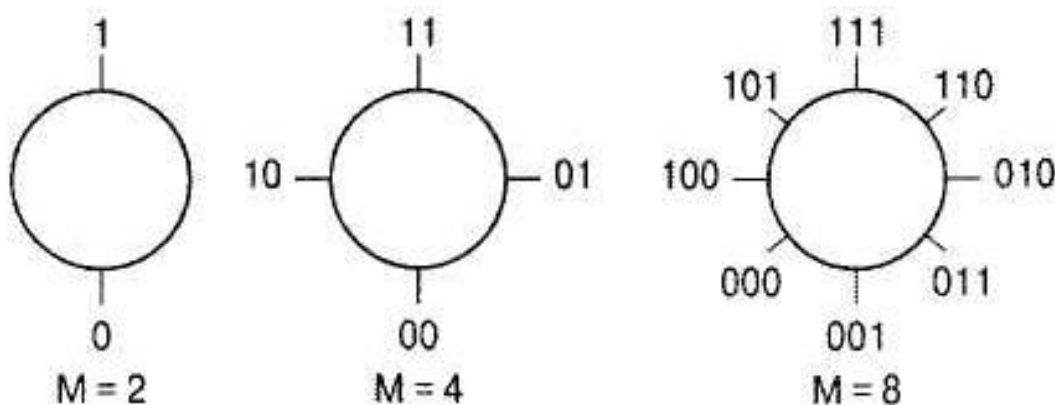


Рис. 85. Код Грея

Бинарная фазовая модуляция (Binary Phase Shift Keying – BPSK) осуществляется двухуровневым модулирующим сигналом ($M = 2$). Комплексная огибающая BPSK-сигнала на каждом k -м символьном интервале имеет следующий вид:

$$g_k(t) = \cos[\theta_0 + \pi w_k(t)] + j\sin[\theta_0 + \pi w_k(t)],$$

где $w_k(t)$ – двоичный нормированный сигнал.

Из формулы следует, что комплексная огибающая BPSK-сигнала при использовании модулирующего сигнала с прямоугольными импульсами представляет собой бинарный полярный цифровой сигнал.

Спектральная плотность мощности BPSK-сигнала. Использование модулирующего сигнала с более гладкой формой импульсов (треугольного – кривая 2) привело к расширению главного лепестка и уменьшению амплитуды боковых лепестков в спектральной плотности мощности (рис. 86) [8].

Квадратурная фазовая модуляция (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK) является четырехуровневой фазовой модуляцией ($M = 4$), при которой фаза высокочастотного колебания может принимать 4 различных значения с шагом, кратным $\pi/2$ (рис. 87).

Соотношение между абсолютными величинами фазы модулированного колебания из множества $\{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$ и множеством символов (дибитов) цифрового сообщения $\{00, 01, 10, 11\}$ устанавливается в каждом конкретном случае стандартом на радиоканал и фиксируется в диаграмме фазовых состояний.

Каждому значению фазы модулированного сигнала соответствуют два бита информации, и поэтому изменение модулирующего сигнала при QPSK-модуляции происходит в 2 раза реже, чем при BPSK-модуляции при одинаковой скорости передачи информации.

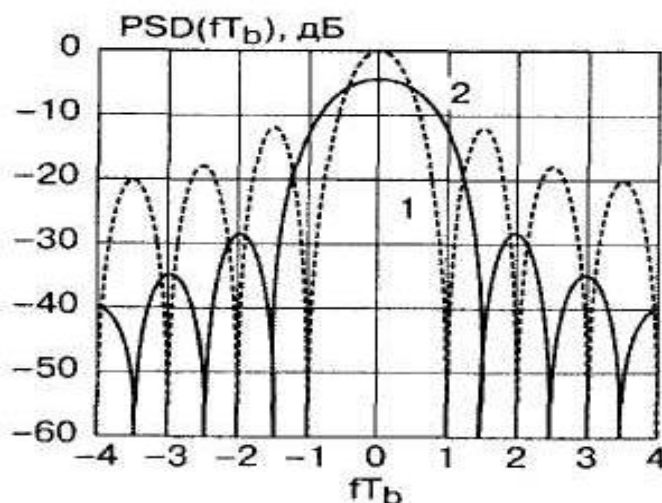


Рис. 86. Спектральная плотность мощности BPSK-сигнала

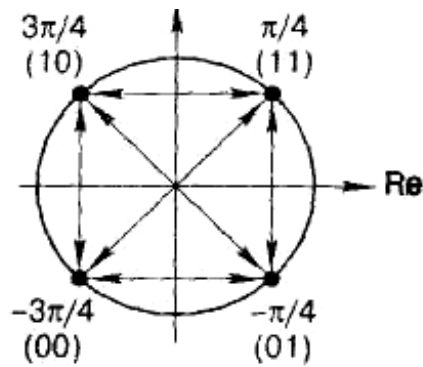


Рис. 87. Диаграмма фазовых состояний четырехуровневой фазовой модуляции

Спектральная плотность мощности многоуровневого сигнала совпадает со спектральной плотностью мощности бинарного сигнала при замене битового интервала T_b на символьный интервал T_s .

Для четырехуровневой модуляции $T_s = 2T_b$. Таким образом, спектральная плотность мощности QPSK-сигнала (для положительных частот) при модулирующем сигнале с импульсами прямоугольной формы определяется выражением

$$SD(f) = 2A^2T_b \left\{ \frac{\sin[\pi(f - f_c)2T_b]}{\pi(f - f_c)2T_b} \right\}^2.$$

Из формулы видно, что расстояние между первыми нулями спектральной плотности мощности сигнала QPSK равно $\Delta f = 1/T_b$, что в 2 раза меньше, чем для сигнала BPSK. Другими словами, спектральная эффективность квадратурной модуляции QPSK в 2 раза выше, чем бинарной модуляции BPSK.

Модулятор QPSK-сигнала (рис. 88).

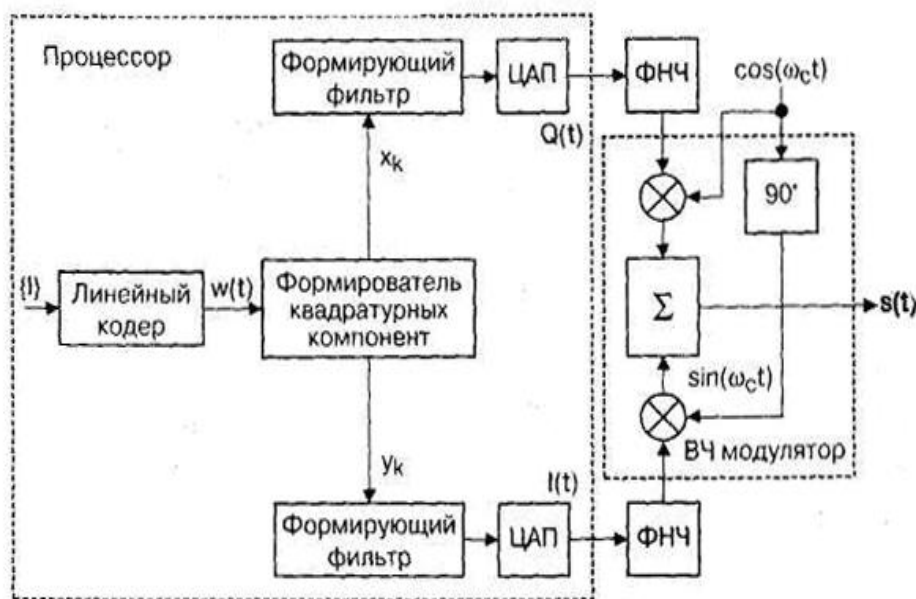


Рис. 88. Модулятор QPSK-сигнала

Кодер отображает цифровое сообщение $\{I\}$ на цифровой модулирующий сигнал $w(t)$, который представляет собой четырехуровневый полярный сигнал с импульсами прямоугольной формы и символьной скоростью, в 2 раза меньшей битовой скорости цифрового сообщения. Формирующие фильтры ограничивают полосу частот модулирующего сигнала.

Все указанные выше операции по формированию квадратурных компонент и ограничению их спектра выполняются обычно программно в процессоре передатчика. Окончательное формирование фазомодулированного сигнала производится с использованием сглаженных квадратурных I/Q компонент комплексной огибающей и монохроматического высокочастотного сигнала (рис. 89).

При формировании модулированного сигнала на относительно низкой промежуточной частоте (десятки мегагерц и ниже) достаточно мощный процессор передатчика может обеспечить выполнение требуемых операций по формированию сигнала согласно квадратурному представлению модулированного сигнала. Квадратурные компоненты монохроматического сигнала на фиксированной промежуточной частоте генерируются непосредственно в процессоре, умножаются на соответствующие квадратурные I/Q компоненты комплексной огибающей, а результаты перемножения складываются. В результате на выходе ЦАП имеет место фазомодулированный сигнал, а последующий ФНЧ подавляет в спектре выходного сигнала нежелательную частоту дискретизации ЦАП.

Такое формирование модулированного сигнала позволяет получить максимально точную и стабильную величину девиации независимо от абсолютной частоты высокочастотного выходного сигнала [8].

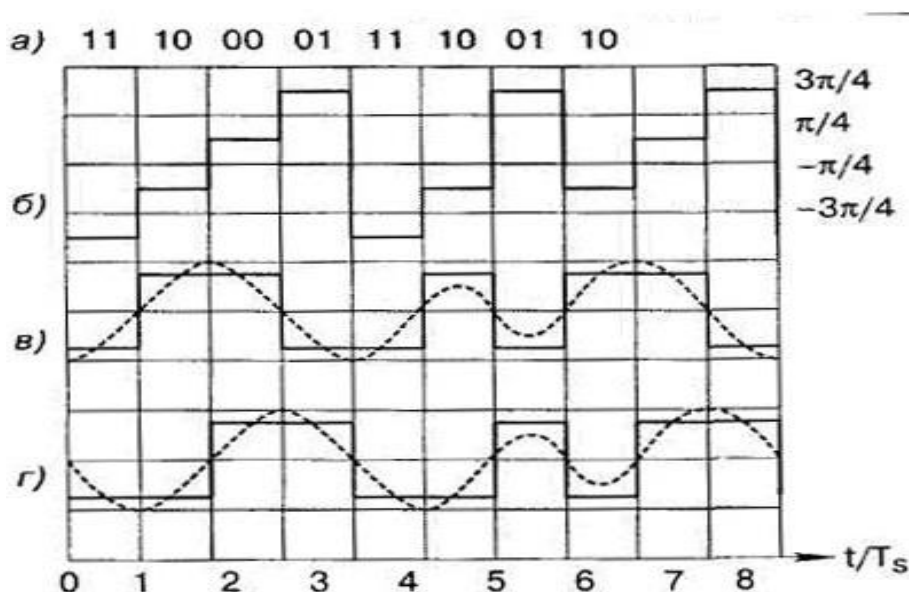


Рис. 89. Формирование фазомодулированного сигнала

Однако последующий перенос спектра модулированного колебания с промежуточной частоты на рабочую связан с возникновением паразитных комбинационных частот. Подавление их является не простой задачей. Поэтому значительно чаще встречается вариант квадратурного модулятора с использованием специальной высокочастотной микросхемы модулятора, работающей на высокой частоте (сотни и тысячи мегагерц), как это и показано на схеме рис. 89.

ФНЧ подавляет в спектре аналогового сигнала частоту дискретизации ЦАП. Высокостабильный сигнал от синтезатора на рабочей частоте поступает на микросхему модулятора.

Фазовращатель обеспечивает формирование квадратурных компонент высокочастотного колебания, выполнение операций умножения и сложения. В результате на выходе сумматора имеет место QPSK-сигнал $s(t)$, соответствующий квадратурному представлению фазомодулированного сигнала.

Контрольные вопросы

1. Перечислите достоинства и недостатки анодной (коллекторной) модуляции.
2. Назовите способ включения источника модулирующего напряжения в принципиальную схему модулятора.
3. Перечислите способы осуществления ЧМ- и ФМ-модуляции в передатчиках средств радиосвязи.
4. Назовите достоинства применения сигнала FM в системах военной радиосвязи.
5. Методы осуществления угловой модуляции.
6. Принципиальная схема транзисторного LC-автогенератора с варикапом для осуществления ЧМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шахгильдян, В. В.** Проектирование устройств генерирования и формирования сигналов в системах подвижной радиосвязи [Электронный ресурс] : учебное пособие для вузов / В. В. Шахгильдян, В. Л. Карякин. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2011. – 400 с. – URL : <http://www.iprbookshop.ru/53844>
2. **Радиотехнические системы** : учебник для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Академия, 2008. – 592 с. – URL : <https://studizba.com/show/1151786-1-kazarinov-yum-radiotekhnicheskie-sistemy.html>
3. **Радиопередающие устройства** в системах радиосвязи [Электронный ресурс] : учебное пособие / Ю. Т. Зырянов и др. – СПб. : Лань, 2018. – 176 с. – URL : <https://e.lanbook.com/book/100935>.
4. **Генераторы** высоких и сверхвысоких частот : учебное пособие / О. В. Алексеев и др. – М. : Высшая школа, 2003 (Казань : ГУП ПИК Идел-Пресс). – 325 с. – URL : <https://djvu.online/file/ske8VsgRNDVRP>
5. **Гарматюк, С. С.** Задачник по устройствам генерирования и формирования радиосигналов : учебное пособие для вузов / С. С. Гарматюк. – М. : ДМК Пресс, 2012. – 672 с. – URL : <https://www.litres.ru/book/sergey-garmatuk/zadachnik-po-ustroystvam-generirovaniya-i-formirovaniya-ra-6601387/>
6. **Дингес, С. И.** Схемотехника РЧ блоков систем связи с подвижными объектами [Электронный ресурс] : учебное пособие / С. И. Дингес. – М. : Московский технический университет связи и информатики, 2014. – 36 с. – URL : <http://www.iprbookshop.ru/61552.html>
7. **Федоров, Н. Д.** Электронные приборы СВЧ и квантовые приборы : учебник для вузов / Н. Д. Федоров. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Атомиздат, 1979, – 288 с. – URL : <https://studizba.com/show/1152182-1-fedorov-nd-elektronnye-i-kvantovye.html>
8. **Лебедько, Е. Г.** Теоретические основы передачи информации [Электронный ресурс] : учебное пособие / Е. Г. Лебедько. – СПб. : Лань, 2011 – 352 с. – URL : <http://e.lanbook.com>
9. **Макаренко, А. А.**, Устройства приема и преобразования сигналов : учебное пособие / А. А. Макаренко, М. Ю. Плотников. – Университет ИТМО, 2019. – 112 с. – URL : <https://djvu.online/file/NRnl9lRV9ZmXX>
10. **Генерирование** колебаний и формирование радиосигналов : учебное пособие / В. Н. Кулешов и др. ; под ред. В. Н. Кулешова и Н. Н. Удалова. – М. : Изд. дом МЭИ, 2008. – 413 с. – URL : https://rusneb.ru/catalog/000199_000009_004242912/

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСТРОЙСТВАХ ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ	5
1.1. Краткая история развития радиопередающих устройств.....	5
1.2. Классификация радиопередающих устройств	6
1.3. Состав радиопередающего устройства	9
1.4. Основные характеристики радиопередающих устройств	10
Контрольные вопросы	11
2. ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ И РАСЧЕТА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ	12
2.1. Физические принципы процессов генерирования и формирования радиосигналов...	12
2.2. Режимы работы ГВВ.....	16
2.3. Динамические характеристики ГВВ	16
2.4. Влияние сопротивления нагрузки на форму импульсов тока генератора	20
2.5. Понятие напряженности режима работы ГВВ	22
2.6. Гармонический анализ импульсов тока генератора	22
2.7. Основные энергетические соотношения ГВВ в граничном режиме.....	24
2.8. Нагрузочные характеристики ГВВ	26
2.9. Цепи питания ламповых и транзисторных ГВВ. Способы подачи напряжений	27
2.10. Схемы питания цепей смещения	30
Контрольные вопросы	31
3. РЕЗОНАНСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ.....	32
3.1. Простые выходные каскады передатчиков.....	32
3.2. Сложные выходные каскады передатчиков.....	34
3.3. Методы повышения мощности, совместная работа генераторов на общую нагрузку	37
3.4. Параллельная схема включения электронных приборов	37
3.5. Двухтактная схема включения электронных приборов	37
Контрольные вопросы	40
4. АВТОГЕНЕРАТОРЫ.....	41
4.1. Назначение и область применения автогенераторов в передатчиках.....	41
4.2. Условия самовозбуждения, стационарности и устойчивости автоколебаний	42
4.3. Типовые схемы автогенераторов	44
4.4. Одноконтурные автогенераторы с трансформаторной, авто-трансформаторной и емкостной обратной связью.....	45
4.5. Кварцевая стабилизация частоты АГ	47
4.6. Параметры, определяющие стабильность частоты АГ	48
4.7. основные дестабилизирующие факторы стабильности частоты АГ.....	50
4.8. Кварцевые резонаторы и их свойства	53

4.9. Схемы кварцевых автогенераторов	57
Контрольные вопросы	59
5. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ	60
5.1. Принципы построения синтезаторов ДСЧ.....	60
5.2. Интерполяционный (гетеродинный) метод синтеза рабочих частот	63
5.3. Метод многократной интерполяции (гетеродинирования).....	65
5.4. Метод генератора гармоник	66
5.5. Прямой метод синтеза сетки частот	67
5.6. Косвенный (когерентный) метод синтеза сетки частот.....	69
5.7. Методы фильтрации побочных составляющих в системах ДКСЧ.....	71
5.8. Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)	72
5.9. Цифровые синтезаторы частоты	75
Контрольные вопросы	80
6. ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	81
6.1. Основные определения	81
6.2. Энергетические показатели.....	84
6.3. Способы осуществления амплитудной модуляции	85
6.4. Характеристики качества амплитудной модуляции	86
6.5. Сеточная (базовая) модуляция смещением	88
6.6. Анодная (коллекторная) модуляция.....	91
6.7. Особенности коллекторной модуляции в транзисторных генераторах.....	94
6.8. Однополосная модуляция.....	95
6.9. Усиление модулированных колебаний	98
6.10. Импульсная модуляция	99
6.11. Структурные схемы импульсных передатчиков	103
Контрольные вопросы	106
7. ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	107
7.1. Основные определения	107
7.2. Методы осуществления частотной (фазовой) модуляции	112
7.3. Электронно-перестраиваемые автогенераторы	114
7.4. Методы коррекции модуляционных характеристик ЧМ-генераторов	118
7.5. Фазовая модуляция	120
Контрольные вопросы	124
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	125

Учебное электронное издание

ИВАНКОВ Александр Александрович
МОСКВИТИН Сергей Петрович

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ТРЕХ ЧАСТЯХ

ЧАСТЬ 1

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Редактор Л. В. Комбарова
Графический и мультимедийный дизайнер Т. Ю. Зотова
Обложка, упаковка, тиражирование Л. В. Комбаровой

ISBN 978-5-8265-2887-7



Подписано к использованию 20.02.2025.

Тираж 50 шт. Заказ № 31

Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14
Телефон 8(4752) 63-81-08
E-mail: izdatelstvo@tstu.ru