

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования

**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)**

Кафедра телевидения и управления
(ТУ)

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой ТУ, профессор

_____ И.Н. Пустынский

« _____ » _____ 2012 г.

**УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ.
ЧАСТЬ 2. МОДУЛЯЦИЯ
Учебное пособие**

для специальностей 210302 «Радиотехника», 210402 «Средства
связи с подвижными объектами», 210403 «Защищенные системы
связи», 210304 «Радиоэлектронные системы», 075400
«Комплексная защита объектов информации», 210303 «Бытовая
радиоэлектронная аппаратура», 210312 «Аудивизуальная техника»,
100101 «Сервис».

РАЗРАБОТАЛ

_____ А.Д. Бордус
« _____ » _____ 2012 г.

Бордус А.Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. – Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2012. – 98 с.

В пособии излагаются основы теории и техники различных типов модуляции, применяемой в радиопередающих устройствах, выполненных на транзисторах или на генераторных лампах. Рассмотрена последовательность расчета каскадов с сеточной модуляцией смещением и анодной модуляцией.

Предназначено для студентов радиотехнических специальностей вузов, обучающихся с использованием дистанционных образовательных технологий, а также различных форм очного и заочного образования.

© Бордус А.Д., 2012

© Кафедра Телевидения и управления, ТУСУР, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	5
Введение	6
Раздел 1 Амплитудная модуляция	7
1.1 Режим работы модулируемого каскада.....	9
1.2 Режим средней мощности.....	10
1.3 Качественные показатели АМ колебаний.....	10
Раздел 2 Сеточная модуляция смещением	14
2.1 Расчет и построение СМХ	15
2.2 Энергетические соотношения при сеточной модуляции	18
Раздел 3 Расчет каскада при модуляции смещением	20
3.1 Расчет в максимальном режиме.....	20
3.2 Расчет в режиме несущей частоты	21
3.3 Усиление модулированных колебаний (УМК).....	22
3.4 Базовая модуляция	24
Раздел 4 Анодная модуляция	29
7	
4.1 Анодная модуляция в перенапряженном режиме	29
4.2 Схемы анодной модуляции.....	33
4.3 Энергетические соотношения при анодной модуляции.....	36
4.4 Расчет мощности модулятора	37
4.5 Расчет средней мощности передатчика.....	37
4.6 Расчет в максимальном режиме.....	37
4.7 Расчет в режиме молчания	38
4.8 Расчет в минимальном режиме	38
4.9 Выводы по анодной модуляции.....	40
Раздел 5 Разновидности модуляций на транзисторах и лампах	42
5.1 Коллекторная модуляция	42
5.2 Анодно-экранная модуляция	44
5.3 Экранная модуляция	45

Раздел 6 Пентодная модуляция.....	48
Раздел 7 Частотная и фазовая модуляция (ЧМ и ФМ).....	55
7.1 Влияние умножения частоты при ЧМ и ФМ.....	59
7.2 Схемы фазовой модуляции.....	60
7.3 Схемы частотной модуляции.....	62
Раздел 8 Прямой метод ЧМ с варикапом.....	65
Раздел 9 Прямой метод ЧМ с реактивным транзистором.....	68
Раздел 10 Однополосная модуляция.....	74
10.1 Эффективность передачи в одной боковой полосе частот.....	77
Раздел 11 Передатчики с импульсной модуляцией.....	81
11.1 Классификация импульсных модуляторов.....	83
11.2 Модуляторы с частичным и полным разрядом накопителя.....	84
Раздел 12 Телевизионные передатчики.....	88
12.1 Требования, предъявляемые к передатчикам сигналов изображения.....	89
12.2 Основные особенности передатчиков сигналов изображения.....	90
Список литературы.....	95
Приложение. Эпюры анодной и сеточной модуляции.....	96

ПРЕДИСЛОВИЕ

В связи с развитием дистанционной формы обучения студентов потребовались соответствующие методические материалы, по аналогии с заочной формой обучения, но имеющие свою специфику. Например, с учетом применения компьютеров, методов рассылки и получения материала и т.д.

Курс “Устройства формирования сигналов” (УФС) является одним из профилирующих в ТУСУРе. Его изучению предшествуют специальности общетеоретического характера.

В данном пособии изучаются радиопередающие устройства с различными видами модуляции. Приводится методика расчета отдельных каскадов УФС при модуляции. Материал учебного пособия написан на основе курса лекций по УФС, читаемых в ТУСУРе в течение ряда лет. Это позволило накопить большой опыт по содержанию курса и его учебно-методическому обеспечению.

На основе теоретического материала выполняется ряд лабораторных работ и курсовой проект.

Данное пособие может быть также полезно студентам других специальностей и других форм обучения, а также всем интересующимся вопросами радиоэлектроники, радиоавтоматики и т.д.

ВВЕДЕНИЕ

Модуляция в УФС

Процесс изменения параметров тока высокой частоты (ВЧ) или параметров импульсов, в соответствии с передаваемым сигналом (информацией), называется модуляцией.

Известны следующие виды модуляции для непрерывных сигналов:

- амплитудная, когда изменяется амплитуда ВЧ колебаний;
- частотная – изменяется частота ω ВЧ колебаний;
- фазовая – изменяется фаза φ ВЧ колебаний.

При импульсной модуляции различают:

- 1) амплитудно-импульсную – АИМ первого и второго рода;
- 2) фазоимпульсную – ФИМ;
- 3) частотно – импульсную – ЧИМ.

Модуляция, осуществляемая для передачи телеграфных сигналов (точек, тире), называется манипуляцией.

Если модуляция предназначена для передачи телевизионных сигналов, то она может называться телевизионной модуляцией или видеомодуляцией.

Модуляция в радиолиниях, имеющих несколько каналов, называется многоканальной модуляцией. При сравнении различных методов модуляции наиболее важным показателем является помехоустойчивость, которая в значительной мере определяет качество, надежность и дальность радиосвязи.

РАЗДЕЛ 1 АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Начнем с наиболее простого вида модуляции – амплитудной модуляции, когда модулирующий сигнал, например речь, воздействует на амплитуду тока ВЧ. Процесс модуляции заключается в переносе спектра полезного сигнала в область высоких частот, т.е. происходит транспозиция спектра сигнала по оси частот.

При отсутствии модуляции, т.е. когда напряжение $U(\Omega)$ низкой частоты Ω равно “0”, амплитуда тока высокой частоты [1]

$$i = J_n \cdot \cos \omega t,$$

где J_n - ток в режиме несущей волны (т.е. в режиме молчания), t – время.

В процессе модуляции амплитуда тока высокой частоты меняется [1-5]

$$i = (J_n + \underbrace{\Delta J_n \cdot \cos \Omega t}_{\text{добавка}}) \cos \omega t. \quad (1.1)$$

добавка

обычно $(\omega/\Omega) \gg 10$.

Введем коэффициент модуляции m . Тогда выражение (1.1) запишем в новом виде:

$$i = J_n (1 + m \cdot \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (1.2)$$

где $m = \Delta J_n / J_n = (J_{max} - J_{min}) / 2J_n$ – коэффициент модуляции или глубина модуляции.

Обычно m может быть от 0 до 1.

При $m=1$, $\Delta J_n = J_n$, где J_{max} – максимальное значение тока высокой частоты (рис.1.1).

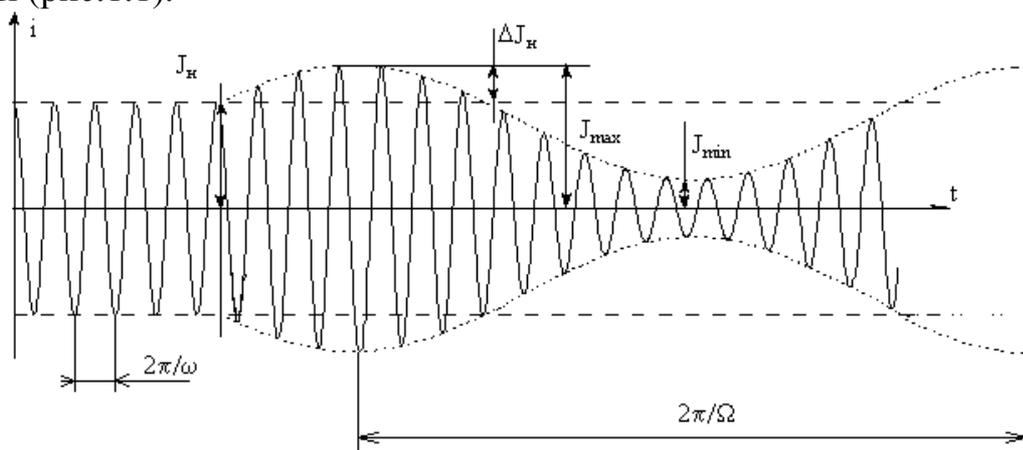


Рис. 1.1

Распишем выражение (1.2):

$$i = J_n \cdot \cos \omega t + J_n \cdot m \cos \omega t \cdot \cos \Omega t =$$

$$\underbrace{J_n \cdot \cos \omega t}_{\text{несущая}} + \underbrace{(J_n/2) \cdot \cos(\omega + \Omega) \cdot t}_{\text{верхняя боковая полоса}} + \underbrace{(J_n/2) \cdot \cos(\omega - \Omega) \cdot t}_{\text{нижняя боковая полоса}}$$

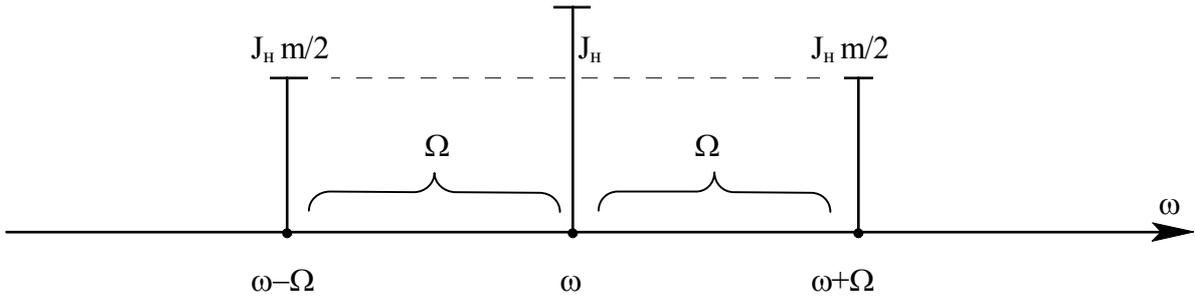


Рис. 1.2

Ширина полосы пропускания для АМ колебания должна быть $\geq 2\Omega$ (рис.1.2).

Если АМ производится не чистым тоном, а, например, это будет речь, музыка и т.д., то спектр будет шире на $(\Omega_{max} - \Omega_{min})$ (рис.1.3).

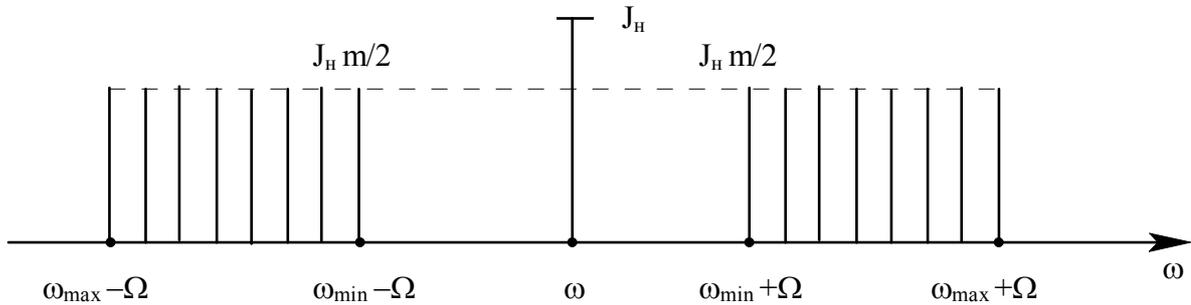


Рис. 1.3

Приведем векторную диаграмму АМ, которая показывает изменение тока несущей частоты в процессе модуляции, т.е. мгновенное значение АМ колебания представляет собой геометрическую сумму векторов несущей и боковых частот (рис. 1.4) [3,4].

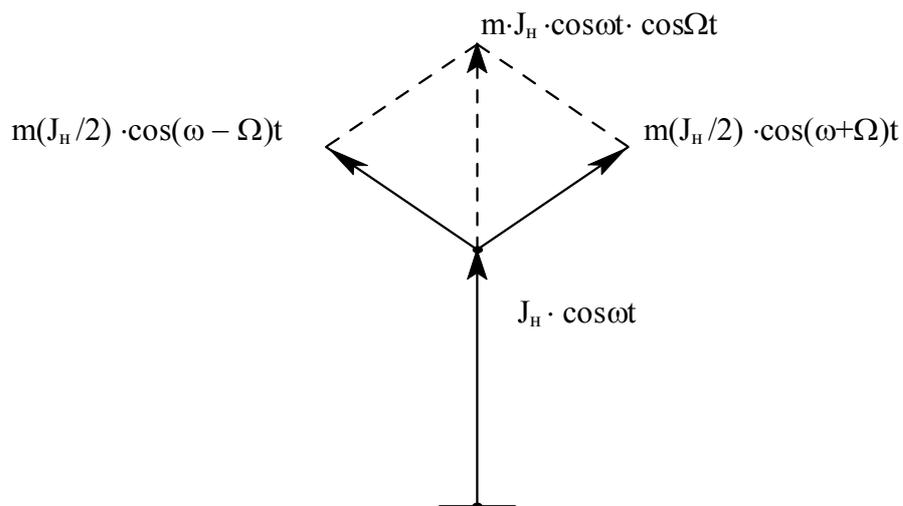


Рис. 1.4

1.1 Режимы работы модулируемого каскада

1. В режиме несущей частоты мощность передатчика неизменна и равна

$$P_n = 1/2(J_n)^2 \cdot R_{oe}.$$

2. Максимальный режим P_{max} соответствует J_{max} , т.е. $P_{max} \equiv J_{max}$.

3. Минимальный режим $P_{min} \equiv J_{min}$.

4. Режим средней мощности за время Δt (или за время $1/(2\pi\Omega)$) P_{CP} . Его называют еще режим долговременной мощности.

Запишем основные соотношения для максимальной и минимальной мощностей:

$$P_{max} = 1/2(J_{max})^2 \cdot R_{oe},$$

$$\text{где } J_{max} = J_n(1+m).$$

Тогда

$$P_{max} = 1/2(J_n)^2(1+m)^2 \cdot R_{oe} = P_n(1+m)^2.$$

$$P_{max} = P_n(1+m)^2.$$

При $m=1$

$$P_{max} = 4P_n.$$

$$P_{min} = 1/2(J_{min})^2 \cdot R_{oe}$$

$$\text{где } J_{min} = J_n(1-m).$$

Тогда

$$P_{min} = 1/2(J_n)^2(1-m)^2 \cdot R_{oe},$$

$$P_{min} = P_n(1-m)^2.$$

При $m=1$

$$P_{min} = 0.$$

1.2. Режим средней мощности

Мощность одной боковой частоты

$$P_{\bar{o}} = 1/2 (J_n \cdot m/2)^2 = P_n (m^2/4).$$

При $m=1$; $P_{\bar{o}} = P_n/4$.

$$P_{cp} = P_n + 2 \cdot P_{\bar{o}} = P_n + 2 \cdot P_n (m^2/4) = P_n (1+m^2/2).$$

При $m=1$, $P_{cp} = 1,5 P_n$.

Обычно передатчик рассчитывается на $P_{max} = 4P_n$, но в основном вырабатывается (более длительно) $P_{cp} \approx P_n$. Недостаток АМ – низкие энергетические показатели. Поэтому дальность действия РПУ невелика, а также низка их помехоустойчивость.

Достоинства АМ:

1. Приемники АМ сравнительно простые.

2. Относительно узкая полоса частот: $2 \cdot \Omega_{max}$.

При $\Omega_{max}/\pi = 10\text{кГц}$, ПП = $\Omega_{max}/\pi = 20\text{кГц}$, где ПП – полоса пропускания.

1.3 Качественные показатели АМ колебаний

МОДУЛИРУЕМЫЕ каскады проектируются для $m_{max} = 1$, а среднее значение коэффициента модуляции обычно $m_{cp} = 0,3 \div 0,4$. Это означает, что доля мощности боковых полос в общей мощности модулированного колебания незначительна, т.к. $P_{\bar{o}} = P_n \cdot (m^2/4)$, т.е. коэффициент модуляции < 1 и еще в квадрате. Между тем, с точки зрения эффекта приема, мощность $P_{\bar{o}}$ является решающей, ибо колебания боковых полос содержат информацию о передаваемом сигнале. В целях повышения мощности боковых $P_{\bar{o}}$ прибегают к ограничению максимального уровня модулирующего сигнала $U_{max}(\Omega)$. С введением ограничения увеличивается среднее значение модулирующего сигнала, возрастают $m_{cp} = 2 \cdot m_{max} \cdot U_{min}(\Omega)/U_{max}(\Omega)$ и мощность $P_{\bar{o}}$.

Обычно модуляция тока в генераторах ВЧ достигается путем изменения соответствующего напряжения, подводимого к одному из электродов лампы или транзистора. Различают: анодную (коллекторную), сеточную (базовую) и пентодную модуляции. Возможны комбинированные способы АМ.

Кроме того, ток в нагрузке каскада УМ можно модулировать изменением нагрузки R_{oe} .

Режим лампы или транзистора должен быть таким, чтобы обеспечить линейную зависимость тока J_{a1} от модулирующего напряжения $U(\Omega)$.

Судить о качестве модуляции можно по статическим или динамическим модуляционным характеристикам.

Статической модуляционной характеристикой (СМХ) называется зависимость тока анода J_{a1} (тока коллектора $J_{\kappa 1}$) от модулирующего фактора ($U_{mg}; E_g; E_a$).

Подобная характеристика снимается при $U(\Omega) = 0$, т.е. НЧ сигнал отсутствует, поэтому она и называется статической и показывает границы линейной зоны.

Приведем пример статической модуляционной характеристики для случая модуляции смещением E_g (рис 1.5).

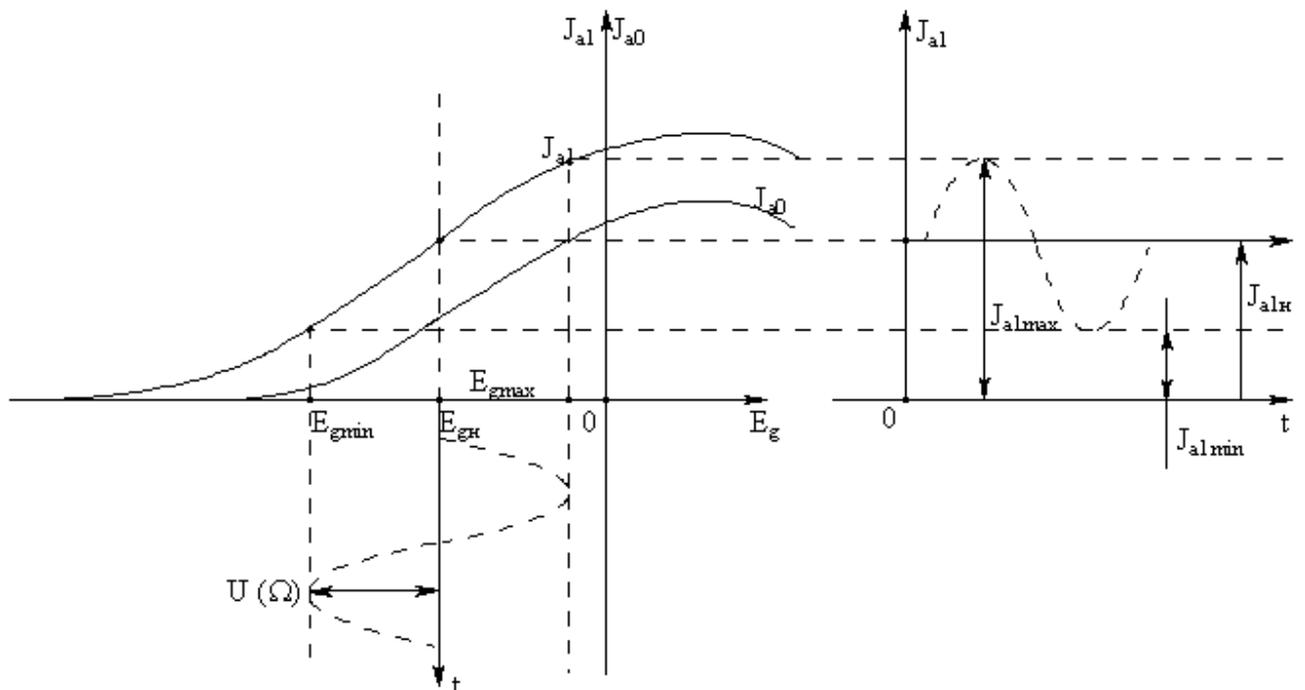


Рис. 1.5

При правильно выбранной рабочей точке нарушение линейной зависимости J_{a1} от E_g имеет место лишь при очень глубокой модуляции, т.е. при значительной амплитуде $U(\Omega)$.

Динамическая модуляционная характеристика (ДМХ) $m=f(U(\Omega))$ представляет собой зависимость глубины модуляции m от модулирующего напряжения $U(\Omega)$. Эта характеристика снимается обычно для $\Omega = 400$ Гц отдельно для положительного и отрицательного полупериодов модуляции,

т.е. $m_+ = f(U(\Omega))$ и $m_- = f(U(\Omega))$. Совпадение или близкое расположение этих характеристик свидетельствует о симметричности модуляции (рис 1.6).

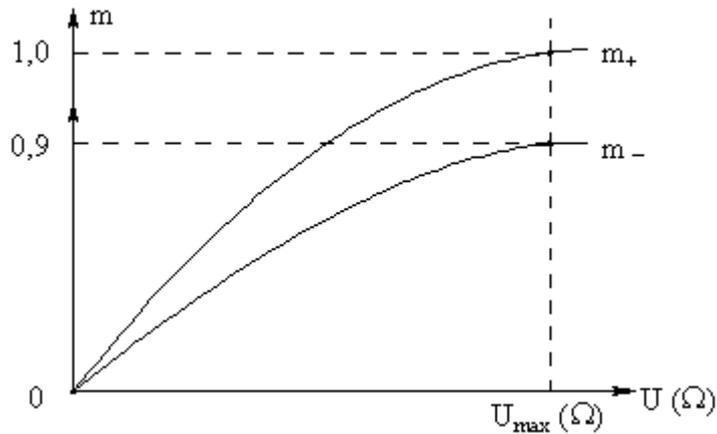


Рис. 1.6

ДМХ дает более полное представление о модуляционных возможностях генератора ВЧ, т.к. она снимается уже в процессе модуляции. Здесь уже сказывается влияние режима генератора, модулятора, источников питания и т.д. Количественно нелинейные искажения оцениваются с помощью специального прибора, позволяющего снять зависимость $КНИ = f(m)$, где КНИ – коэффициент нелинейных искажений огибающей ВЧ сигнала.

Важным качественным показателем является уровень паразитной модуляции (шум, свисты, фон). Шумы или паразитная модуляция появляются из-за пульсации анодных напряжений, цепей смещения, а также в связи с питанием накальных цепей ламп переменным током. Уровень паразитной модуляции измеряется по отношению к 100%-ой модуляции при $U(\Omega)=0$.

Источником нелинейных искажений является модулятор, представляющий собой, по существу, УЗЧ, работающий на модулируемый каскад (будь это сеточная модуляция или анодная). Что касается тракта ВЧ, то здесь появление нелинейных искажений (в АЧХ) связано, главным образом, с режимом работы транзистора или лампы.

Что касается качества модуляции, то оно в значительной мере зависит от выбора телефонной точки на модуляционной характеристике, т.е. от того насколько правильно и точно установлен режим несущей частоты. В первом приближении

$$J_{a1(n)} = J_{a1max}/2; J_{a0(n)} = J_{a0max}/2;$$

Весьма наглядно можно судить о качестве модуляции путем подачи на вертикальные пластины осциллографа напряжения модулированных колебаний, а на горизонтальные пластины – модулирующего напряжения $U(\Omega)$. При этом линейная модуляция характеризуется рис.1.7а, рис. 1.7б, нелинейная рис.1.7в.

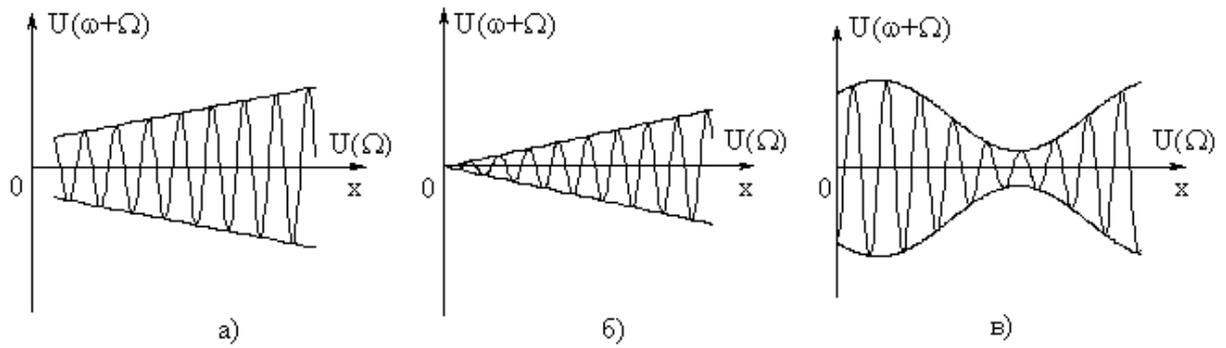


Рис. 1.7

Для современных передатчиков уровень фона не должен превышать $10 \div 20$ дБ от P_n .

Качество модуляции характеризуется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Частотные искажения возникают в трактах ВЧ и НЧ. Частотная характеристика передатчика выражает зависимость коэффициента модуляции m от модулирующей частоты Ω при постоянной амплитуде $U(\Omega)$. Обычно эта характеристика снимается при $m_1=0,5$ и $m_2=0,9$.

Допустимые частотные искажения регламентируются ГОСТом 13924–68. Может быть перемодуляция, если на ДВ и СВ используются связанные контуры (рис.1.8).

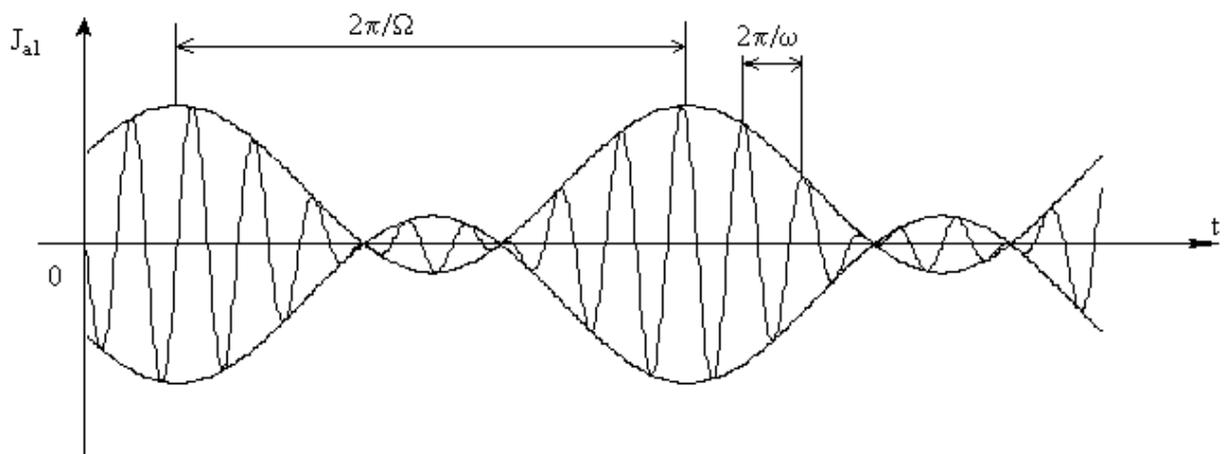


Рис. 1.8

На АЧХ влияют также блокировочные и разделительные конденсаторы.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое модуляция?
2. Чем отличается манипуляция от модуляции?
3. Какие основные характеристики у амплитудной модуляции?
4. Достоинства амплитудной модуляции.
5. Недостатки амплитудной модуляции.

РАЗДЕЛ 2 СЕТОЧНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СМЕЩЕНИЕМ

При модуляции смещением сигнал низкой частоты Ω поступает в цепь напряжения смещения управляющей сетки. Изменение напряжения смещения E_g обуславливает модуляцию тока анода J_{a1} . При работе лампы в недонапряженном режиме ток J_{a1} изменяется почти линейно с E_g .

Процесс модуляции первой гармоники анодного тока заключается в том, что амплитуда возбуждения на входе лампы остается постоянной, а изменяется напряжение смещения, т.е.

$$U_{mg} = const, E_g = var.$$

Итак, при $U_{mg} = const$ изменение E_g приводит к изменению импульсов тока анода и угла отсечки θ_a , благодаря чему меняется ток первой гармоники $J_{a1} = \alpha J_{am}$, т.е. модуляция принципиально возможна при наличии угла отсечки θ_a . Еще следует отметить, что каскад должен работать в недонапряженном режиме, т.к. в перенапряженном режиме с возрастанием E_g ток J_{a1} будет уменьшаться.

Принципиальная схема сеточной модуляции смещением приведена на рис.2.1.

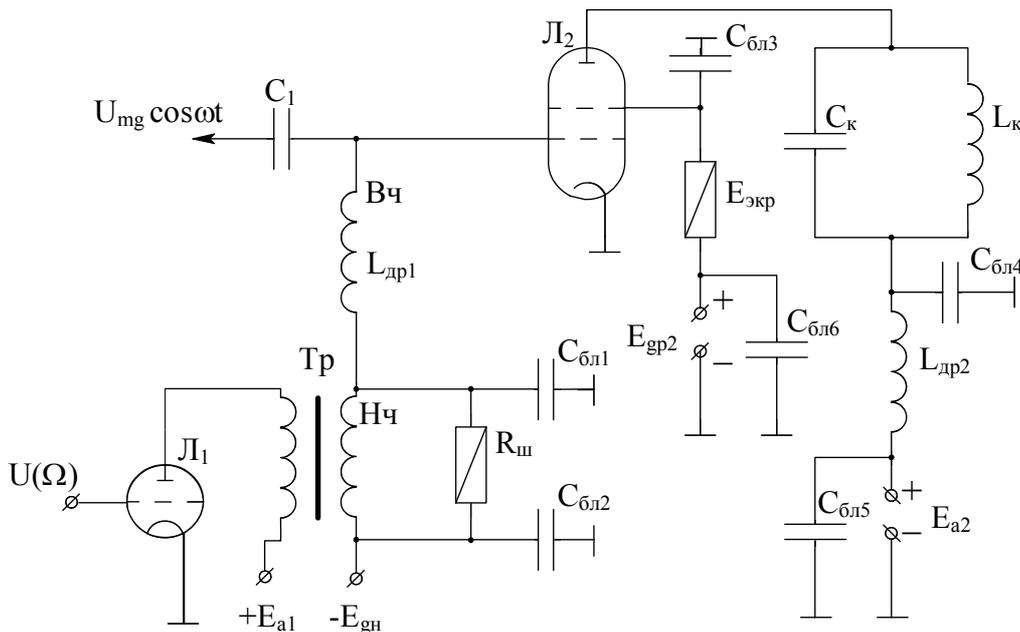


Рис. 2.1

Входное сопротивление лампы в течение периода меняется, т.е.

$$R_{ex} = U(\Omega) / J_{g0max}.$$

Для выравнивания R_{ex} ставят резистор $R_{ш} \ll R_{ex}$. Тогда R_{ex} мало влияют на амплитуду $U(\Omega)$.

Надо выполнять условие:

$$\Omega_{max} \cdot L_{др1} \ll 1 / \Omega_{max} (C_1 + C_{ex}),$$

чтобы не “заваливать” частоту Ω_{max} .

В режиме несущей частоты напряжение смещения постоянно и равно E_{gn} . В режиме модуляции E_g изменяется в соответствии с сигналом низкой частоты

$$e_g = E_{gn} + \underbrace{U(\Omega) \cdot \cos \Omega t}_{\text{добавка}}$$

добавка

Напряжение подается от модулятора, т.е. от УЗЧ. Суммарное напряжение на управляющей сетке лампы Л2:

$$e_g = E_{gn} + U(\Omega) \cdot \cos \Omega t + U_{mg} \cdot \cos \omega t.$$

В процессе модуляции изменение напряжения смещения вызывает изменение угла отсечки θ_a и высоты импульса анодного тока J_{am} .

2.1 Расчет и построение СМХ

СМХ будем называть зависимость $J_{a1} = f(E_g)$. Одновременно рассчитываются $J_{a0} = f(E_g)$ и $J_{g0} = f(E_g)$. Существуют два основных метода расчета СМХ:

Графоаналитический метод

Рассчитываем генератор ВЧ на максимальную (пиковую) мощность P_{max} . Расчет ведем в критическом или слегка недонапряженном режиме.

Тогда при мощностях $P < P_{max}$ режим будет недонапряженным. При этом задаются углом отсечки θ_{amax} , E_a и определяют: E_{gmax} , U_{mg} , U_{tamax} , J_{a1max} , J_{a0max} , J_{g0max} , R_{oe} по обычным формулам.

Строят вначале динамическую характеристику в анодных координатах для максимального режима (рис.2.2.).

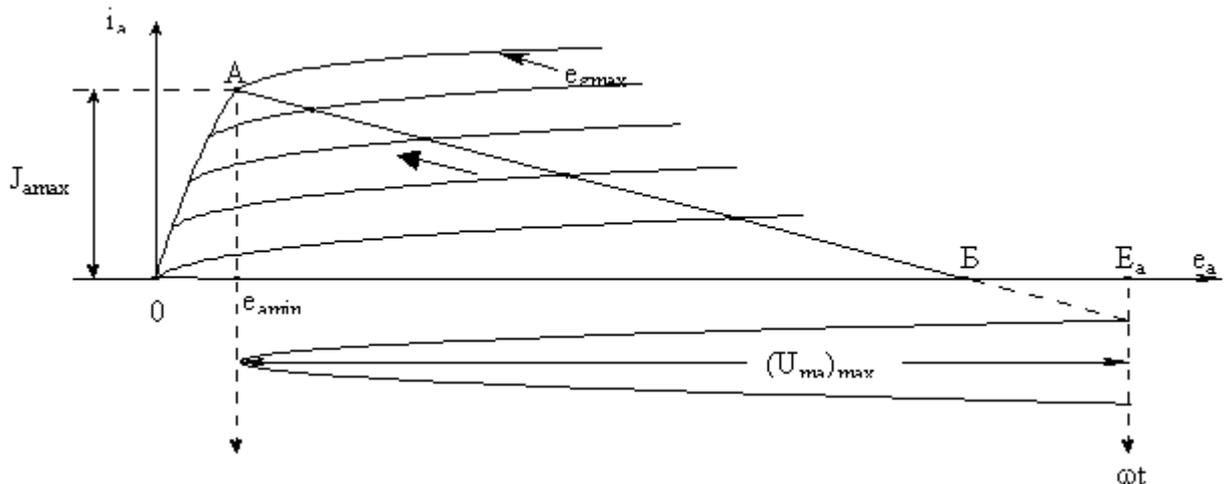


Рис. 2.2

Затем эту динамическую характеристику переносят в сеточные координаты (рис 2.3).

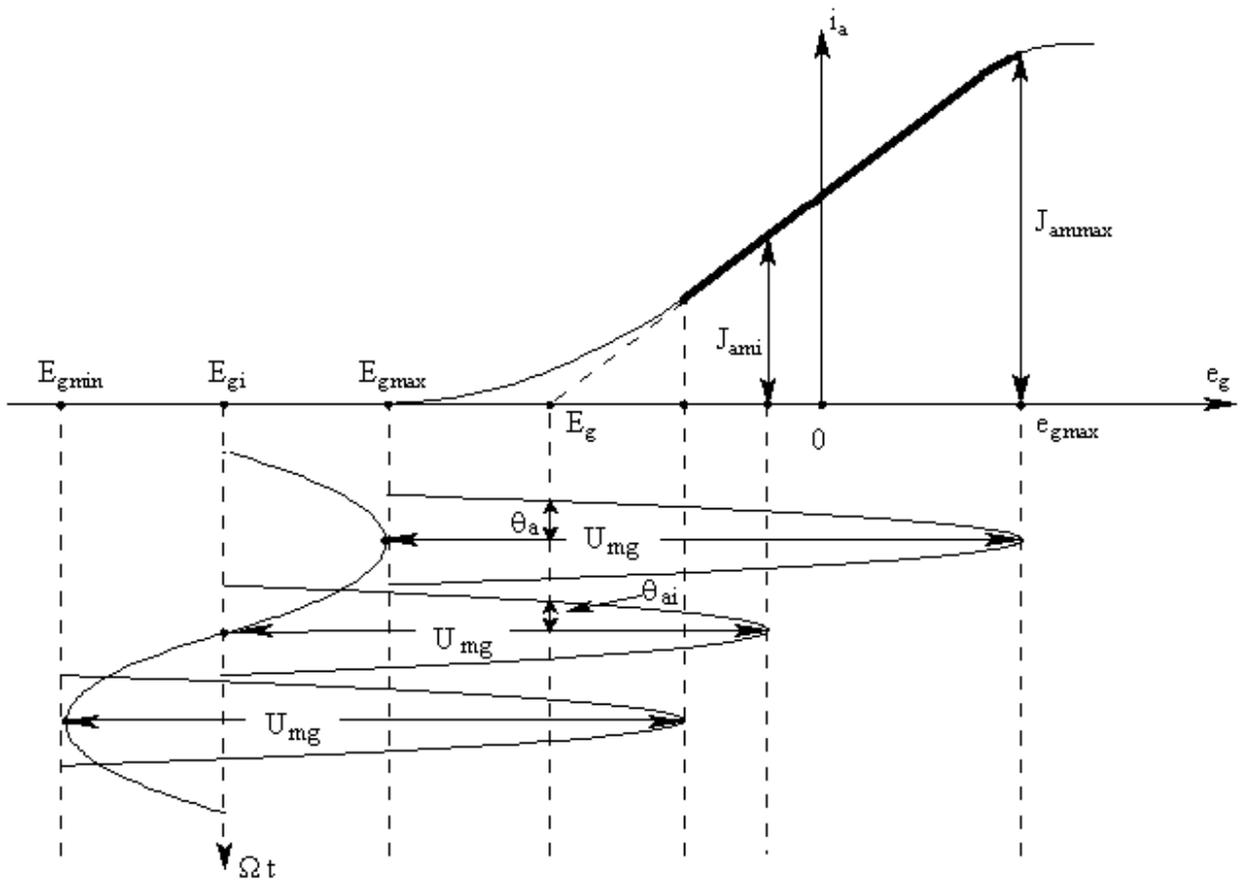


Рис. 2.3

Задавая различные смещения $E_{gi} < E_{gmax}$ можем определить J_{ami} и θ_{ai} , а по ним определить J_{ali} . Тогда и получится зависимость $J_{al} = f(E_g)$. Если эта зависимость будет линейной, то можно так и взять для расчетов. Если нет, то необходимо задаться другим значением θ_{amax} и пересчитать заново.

Построение СМХ по двум точкам (рис 2.4).

Это наиболее простое построение СМХ, т.к. для $\theta = 90^\circ$, имеем $\alpha = 0.5, \alpha_0 = 0.32 \approx 1/3$.

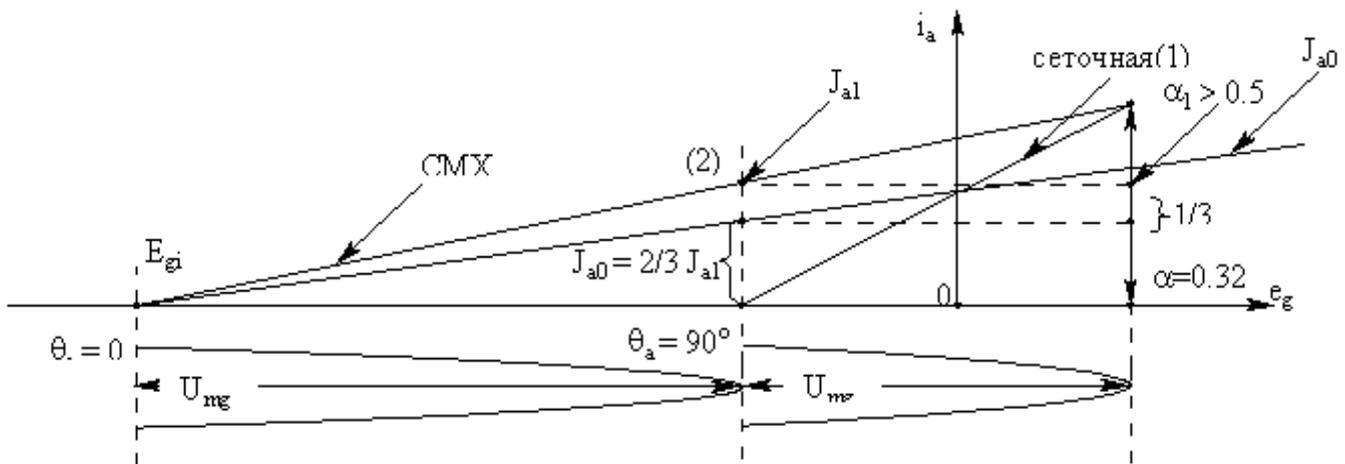


Рис. 2.4

Аналитический метод расчета СМХ

(при использовании идеализированной сеточной характеристики)

В первой части нашего курса мы получали выражение:

$$J_{am} = S (U_{mg} - D \cdot U_{ma}) \cdot (1 - \cos \theta_a);$$

$$J_{a1} = \alpha_1 J_{am}, J_{a0} = \alpha_0 J_{am}.$$

Пренебрегая величиной DU_{ma} вследствие ее малости (т.к. сеточная модуляция применяется в основном в маломощных каскадах) можем записать:

$$J_{am} \approx S \cdot U_{mg} \cdot (1 - \cos \theta_a).$$

С изменением E_g изменяется одновременно J_{am} и угол отсечки θ_a , т.е.

$$\cos \theta_a = (E'_g - E_g) / U_{mg}.$$

В первой части нашего курса мы получали, что

$$J_{a1} = \alpha_1 \cdot \underbrace{S \cdot U_{mg} \cdot (1 - \cos \theta_a)}_{J_{am}};$$

$$J_{a0} = \alpha_0 \cdot \underbrace{S \cdot U_{mg} \cdot (1 - \cos \theta_a)}_{J_{am}};$$

Обозначим через:

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= \alpha_1 \cdot (1 - \cos \theta_a); \\ \beta_0 &= \alpha_0 \cdot (1 - \cos \theta_a); \end{aligned} \right\} \beta_1 \text{ и } \beta_0 - \text{величины табулированные [1].}$$

Тогда можем записать:

$$J_{a1} = \beta_1 \cdot S \cdot U_{mg}.$$

$$J_{a0} = \beta_0 \cdot S \cdot U_{mg}.$$

Задавая значениями $E_{gi} = E'_g - U_{mg} \cdot \cos \theta_{ai}$ и зная величины E'_g и U_{mg} можно определить $\cos \theta_a$, а по нему определить β_1 , β_0 и соответственно J_{a1} и J_{a0} . Можно пойти и обратным путем.

Задавая различные значения J_{a1} и зная $S \cdot U_{mg}$, определяем β_1 . Затем по той же таблице для β_1 находим $\cos \theta_{ai}$, а через $\cos \theta_{ai}$ определяем E_{gi} , т.к.

$$E_{gi} = E'_g - U_{mg} \cdot \cos \theta_{ai}.$$

При модуляции необходимо, чтобы зависимость $J_{a1} = f(E_g)$ была линейной (рис.2.5), т.е. должна быть линейной и зависимость $\beta_1 = f(E_g)$. Как правило, зависимость $J_{a1} = f(E_g)$ линейна на некотором участке, который и ограничивает глубину модуляции m , т.е.

$$m = (J_{a1max} - J_{a1min}) / (J_{a1max} + J_{a1min});$$

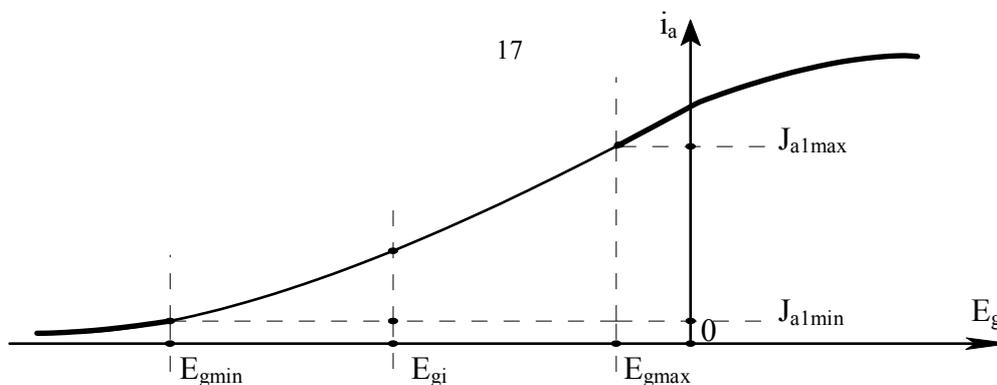


Рис. 2.5

Как правило, при модуляции смещением на сетке не получают $m > 0,8$. Если нужно получить большее значение, то в следующем каскаде производится углубление модуляции. Угол отсечки в максимальном режиме выбирают $\theta_{amax} \approx 90 \div 120^\circ$. В минимальном режиме получается $\theta_{amin} \approx 30 \div 40^\circ$.

Недостаток сеточной модуляции смещением – малая глубина модуляции.

2.2 Энергетические соотношения при сеточной модуляции

Считая максимальный режим критическим, можем записать

$$P_{1max} = 1/2 \cdot J_{a1max} \cdot U_{max} = 1/2 \cdot (J_{a1max})^2 \cdot R_{oe},$$

$$P_{0max} = J_{a0max} \cdot E_a; P_{amax} = P_{0max} - P_{1max},$$

$$\eta_{max} = P_{1max} / P_{0max} = 1/2 (\alpha_1 - \alpha_0) \cdot \xi_{кр} \approx 0.7,$$

т.е. КПД не очень высок, т.к. каскад не находится в перенапряженном режиме.

В режиме несущей частоты (режиме молчания)

$$J_{a1н} = J_{a1max} / (1+m); U_{ман} = U_{max} / (1+m),$$

$$J_{a0н} \approx J_{a0н} / (1+m).$$

В действительности эта зависимость $J_{a0} = f(E_g)$ нелинейная и последнее уравнение приближенное.

При этом

$$P_{1н} = 1/2 J_{a1н} \cdot U_{ман} = P_{1max} / (1+m)^2,$$

$$P_{0н} = J_{a0н} \cdot E_a = (J_{a0max} / (1+m)) \cdot E_a = P_{0max} / (1+m),$$

$$\eta_n = P_{1н} / P_{0н} = (P_{1max} \cdot (1+m)) / (1+m)^2 \cdot P_{0max} = \eta_{max} / (1+m) \approx 0.35 \text{ (т.е. обычно КПД мал)},$$

$$P_{ан} = P_{0max} / (1+m) - P_{1max} / (1+m)^2.$$

В минимальном режиме, когда генератор ВЧ работает в недонапряженном режиме, КПД еще меньше, т.е.

$$\eta_{min} < \eta_n < \eta_{max}.$$

Тогда η_{cp} получается небольшим, т.е. при модуляции смещением мал электронный КПД

$$\eta_{cp} = P_{1cp} / P_{0cp} = (P_{1н} (1+m^2/2)) / P_{0н} = \eta_n (1+m^2/2).$$

Это второй недостаток модуляции смещением (первый недостаток - m мало).

Вопросы для самопроверки

1. Особенности сеточной модуляции смещением.
2. Можно ли применять автоматическое смещение при сеточной модуляции?
3. Какие методы применяют при построении статической модуляционной характеристики?
4. Достоинства сеточной модуляции смещением.
5. Недостатки сеточной модуляции смещением.
6. Как влияют блокировочные конденсаторы $C_{\text{бл1}}$ и $C_{\text{бл2}}$ (рис. 2.1) на АЧХ.

РАЗДЕЛ 3

РАСЧЕТ КАСКАДА ПРИ МОДУЛЯЦИИ СМЕЩЕНИЕМ

Обычно бывает задана мощность передатчика в несущем режиме $P_{1н}$ и глубина модуляции m .

3.1 Расчет в максимальном режиме

Расчет начинаем с определения максимальной мощности P_{1max} .

1. $P_{1max} = (1+m)^2 \cdot P_{1н} / \eta_k \cdot \eta_\phi$,
где η_k , η_ϕ – КПД контура и фидера.
2. Задаемся углом отсечки.
 $\theta_{amax} = 90 \div 120^\circ$ и далее определяем значения α_{1max} и α_{0max} .
3. Выбираем лампу с мощностью
 $P_{лампы} \approx P_{1max}$.
4. Определяем импульс анодного тока $J_{amax} = 0.8 / (J_{a0дон} (1+m) / \alpha_0)$ и далее по характеристикам для критического режима находим e_{gmax} и e_{gmin} .
5. Находим значения тока анода
 $J_{a1max} = \alpha_{1max} \cdot J_{amax}$;
 $J_{a0max} = \alpha_{0max} \cdot J_{amax}$;
6. $U_{таmax} = 2 P_{1max} / J_{a1max}$;
 $R_{oe} = U_{таmax} / J_{a1max}$;
7. $E_a = e_{amin кр} + U_{таmax}$;
8. $P_{оmax} = J_{a0max} \cdot E_a$;
9. Строим на характеристиках лампы динамическую характеристику и определяем E'_g .
10. Из системы уравнений
$$\begin{cases} E_{gmax, max} = E_{gmax} + U_{mg}; \\ \cos \theta_a = (E'_g - E_{gmax}) / U_{mg} \end{cases}$$
определяем E_{gmax} и U_{mg} ;
11. По известным характеристикам для [$e_{amin кр}$, $e_{gmax, max}$ и E_{g2}]
определяем J_{gmmax} , J_{gm2max} .
12. По формуле $\cos \theta_{gmax} = E_{gmax} / U_{mgmax}$ определяем угол отсечки сеточного тока θ_{gmax} и коэффициенты разложения $\alpha_1(\theta_{gmax})$ и $\alpha_0(\theta_{gmax})$.
13. Определяем
 $J_{g0max} = J_{gmmax} \cdot \alpha_0(\theta_{gmax})$,
 $J_{g1max} = J_{gmmax} \cdot \alpha_1(\theta_{gmax})$.
14. Определяем максимальную мощность возбуждения
 $P_{возб max} = 1/2 J_{g1max} \cdot U_{mg}$.

Аналогично может быть рассчитан модулируемый каскад на транзисторе [6].

3.2 Расчет в режиме несущей частоты

1. $J_{a1н} = J_{a1нmax} / (1+m)$;
2. $U_{тан} = U_{таmax} / (1+m)$;
3. $P_{1н} = 1/2 J_{a1} \cdot U_{тан} = P_{1max} / (1+m)^2$;
4. $J_{a0н} \approx J_{a0max} / (1+m)$;
5. $P_{0н} = P_{0max} / (1+m)$;
6. $P_{ан} = P_{0н} - P_{1ни}$,

т.к. этот режим несущей может быть длительным, то $P_{ан} < P_{адоп}$. Как правило:

$$P_{ан} \leq 0.75 P_{адоп}.$$

Зная J_{a1} , по формуле

$$J_{a1н} = S U_{mg} \cdot \beta_1(\theta_a) \text{ и по таблицам Берга определяем } \theta_{ан} \text{ и } \cos \theta_{ан}.$$

Из выражения

$$\cos \theta_{ан} = (E'_g - E_{gn}) / U_{mg},$$

$$\text{находим } E_{gn} = E'_g - U_{mg} \cdot \cos \theta_{ан}.$$

Определим параметры модулирующего сигнала.

1. Определяем амплитуду напряжения модуляции

$$U(\Omega) = E_{gmax} - E_{gn};$$

2. Строим СМХ (рис. 3.1)

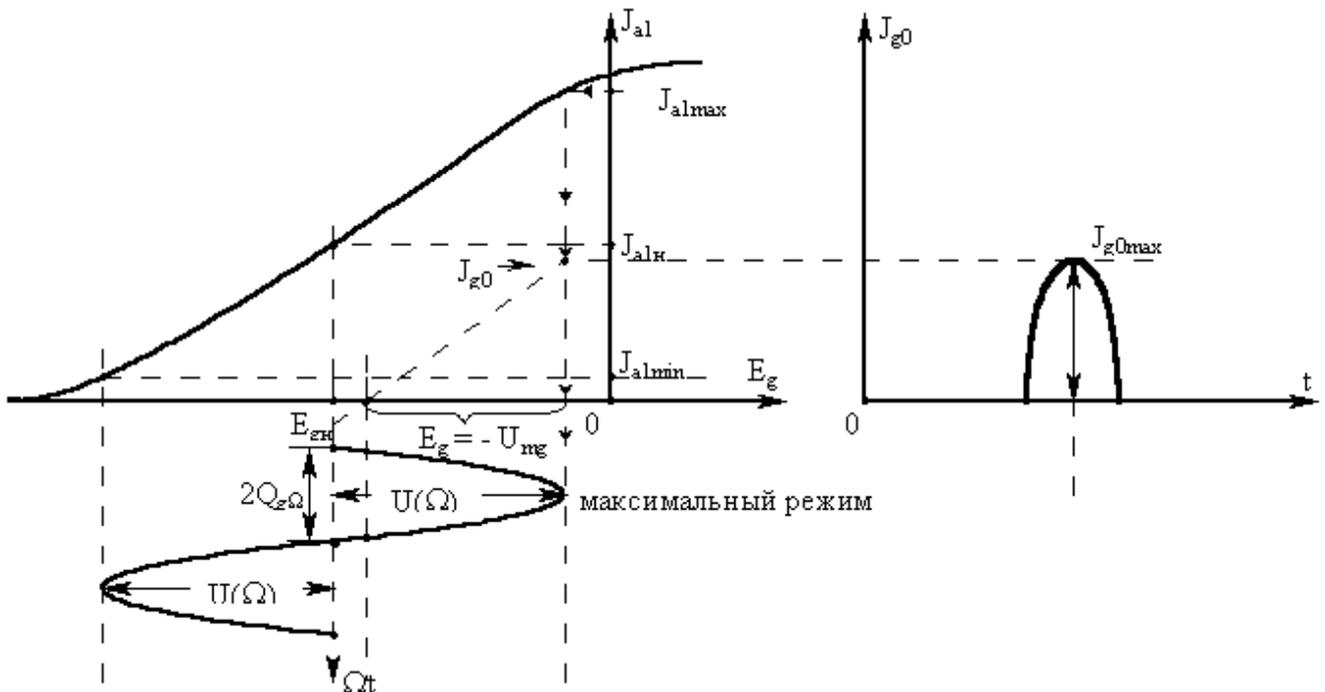


Рис. 3.1

3. Находим значения

$$\cos \theta_{g\Omega} = (-U_{mg} - E_{gn}) / U(\Omega) = (E_g - E_{gn}) / U(\Omega);$$

$$J_{g1\Omega} = J_{g0max} \cdot \alpha_1(\theta_{g\Omega});$$

4. Мощность, требуемая от модулятора:

$$P(\Omega) = \frac{1}{2} U(\Omega) \cdot J_{g1\Omega};$$

Достоинство сеточной модуляции – требуется малая мощность от модулятора.

5. Определяем входное сопротивление каскада:

$$R_{вх\ ср} = U(\Omega) / J_{g1\Omega};$$

$$R_{вх\ min} = U(\Omega) / J_{g0max} \text{ – в максимальном режиме.}$$

$$R_{вх\ max} = \infty, \text{ когда нет сеточного тока.}$$

Таким образом, при модуляции смещением входное сопротивление каскада меняется.

3.3 Усиление модулированных колебаний

Часто в передатчиках сеточная модуляция осуществляется в промежуточном (маломощном) каскаде с последующим усилением модулированных колебаний.

При усилении модулированных колебаний на управляющую сетку лампы (или базу транзистора) поступает модулированное напряжение ВЧ

$$U_{mg}(\omega_0, \Omega) = U_{mgn}(1 + m_g \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

где $m_g = (U_{mgmax} - U_{mgmin}) / (U_{mgmax} + U_{mgmin})$ – глубина (коэффициент) модуляции транзистора или лампы.

Это означает, что режим изменяется при различных значениях напряжения U_{mg} при $E_g = const$ для этого усилительного каскада. Отсюда вытекает, что усиление модулированных колебаний относится к системам с модуляцией в цепи управляющей сетки.

В общем случае от изменения U_{mg} зависят как импульс анодного тока $J_{ма}$, так и угол отсечки θ_a (рис. 3.2).

В процессе усиления модулированных колебаний огибающая первой гармоники анодного тока должна совпадать с огибающей напряжения возбуждения $U_{mg}(\Omega)$, т.е. не должно быть ограничений огибающей ни снизу, ни сверху.

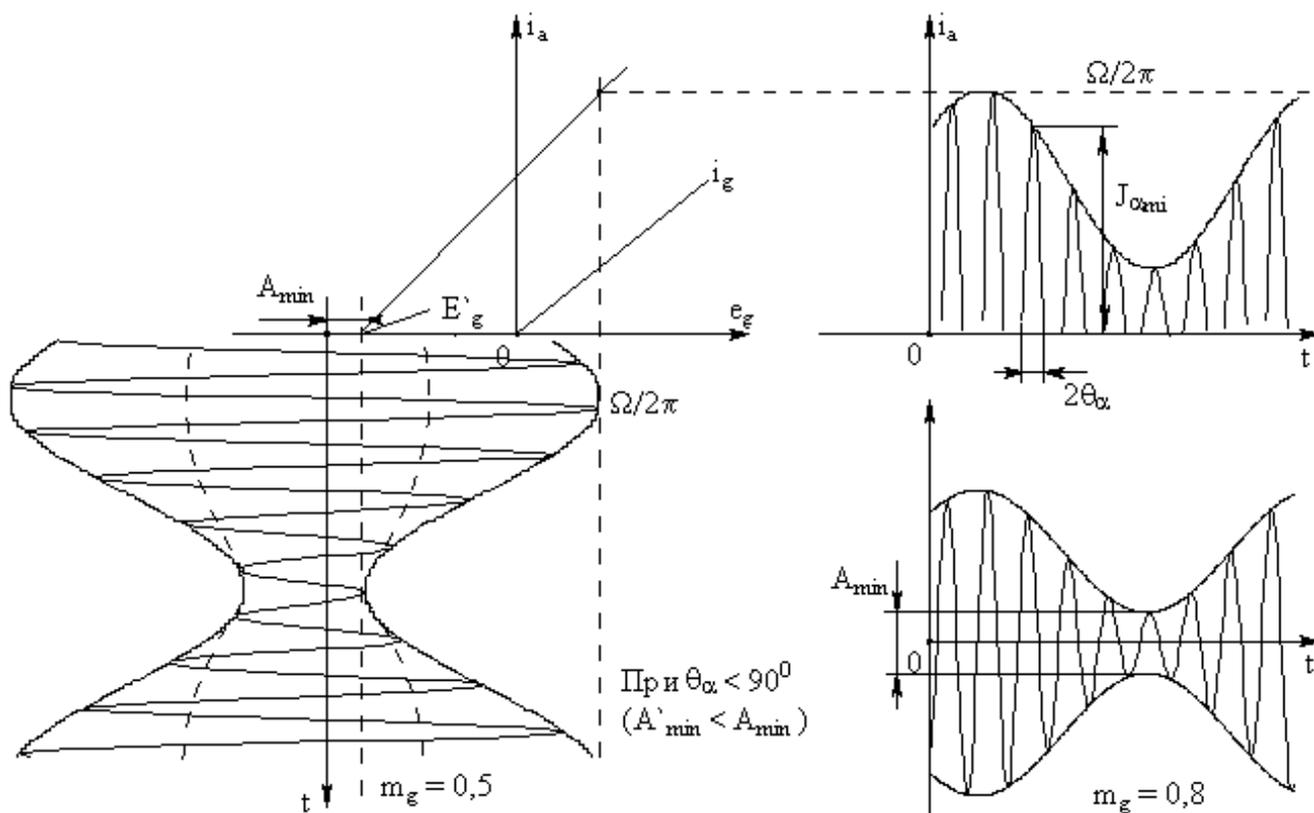


Рис. 3.2

При усилении модулированных колебаний различают три режима:

- 1) максимальный;
- 2) несущий или телефонный (режим молчания);
- 3) минимальный.

По напряженности режима применяют только недонапряженный режим.

По углу отсечки (может работать и без угла отсечки), т.е. $\theta = 90^\circ$, $\theta < 90^\circ$ и $\theta > 90^\circ$.

Усилительный каскад может работать с углублением модуляции. В этом случае глубину модуляции на входе обозначают m_g , а на выходе m .

Усиление модулированных колебаний возможно только в недонапряженном режиме, т.е. без сеточного тока или при малом сеточном токе J_{g0} .

Если $\theta_{amax} < 90^\circ$ – происходит углубление модуляции, т.е. $m > m_g$. Глубокая модуляция уже сопровождается нелинейными искажениями.

Если $\theta_{amax} = 90^\circ$, то $m = m_g$ ($\eta \approx 0.35$, достаточно линейное усиление).

Если $\theta_{amax} > 90^\circ$, то $m < m_g$ (мал КПД, поэтому линейный участок несколько шире, чем при $\theta_a = 90^\circ$).

Для определения θ_{amax} можно рекомендовать следующую формулу

$$\cos \theta_{amax} \approx (m - m_g/m) / (1 + m_g).$$

Если потребуется $m=1$, то

$$\cos \theta_{amax} = (1 - m_g) / (1 + m_g).$$

По своим энергетическим показателям усилительный каскад близок к каскаду с сеточной модуляцией, т.е. η невысок, а это основной недостаток. Особенно мало КПД при $\theta = 180^\circ$, т.е. в режиме класса "А" ($\eta \approx 0,1$). Зато широк линейный участок СМХ.

Все каскады после модулируемого должны быть рассчитаны по полосе пропускания ΔF . Это несколько усложняет реализацию усилительных каскадов, особенно если требуется широкая полоса пропускания (или низкая несущая частота).

Если каскад усиления модулируемых колебаний является выходным, то следует учесть КПД анодного контура η_k , т.е.

$$P_{ном} = (P_1 (1 + m_{max})^2) / \eta_k;$$

В заключение отметим, что схемы УМК должны быть построены так, чтобы напряжения смещения E_g и E_{g2} были постоянными.

3.4 Базовая модуляция

В радиопередатчиках малой мощности на транзисторах применяется базовая модуляция. При базовой модуляции в такт с модулирующим сигналом изменяется напряжение смещения на базе [6]

$$E_{\delta} = E_{\delta n} + U(\Omega) \cdot \cos \Omega t.$$

При этом амплитуда напряжения возбуждения U_{mb} и напряжения коллекторного питания E_k остаются постоянными [2;6].

Схема базовой модуляции:

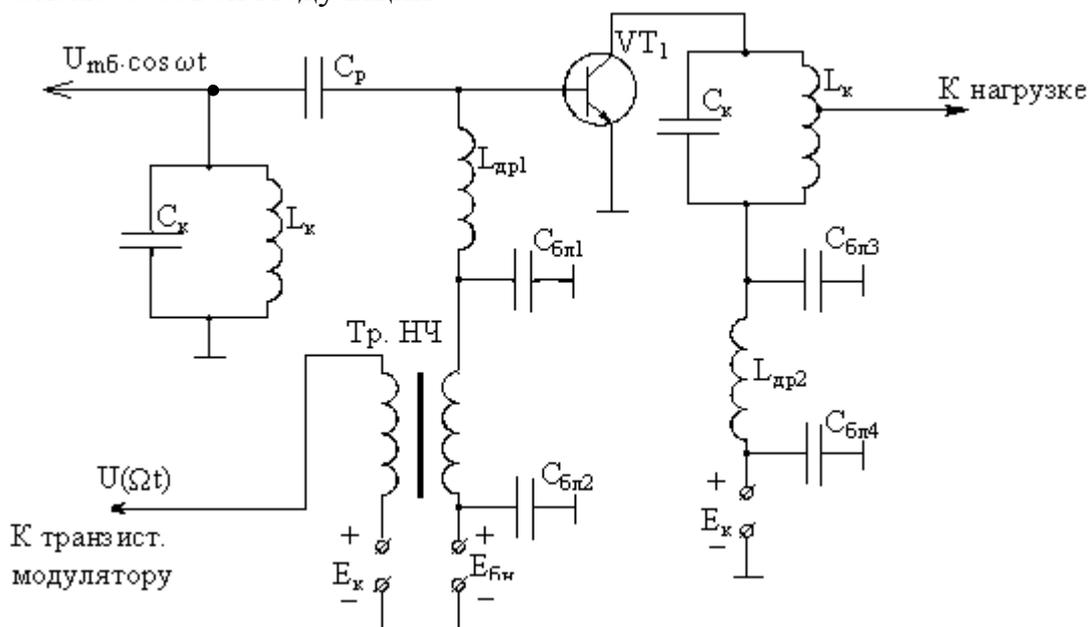


Рис. 3.3

При базовой модуляции:

$$E_{\delta n} = const.$$

$$U(\Omega t) = U(\Omega) \cdot \cos \Omega t.$$

При $E_{\bar{\sigma}} = E_{\bar{\sigma}н}$ – модуляции нет.

При $E_{\bar{\sigma}} = E_{\bar{\sigma}н} + U(\Omega) \cdot \cos \Omega t$ – есть модуляция.

Мгновенное напряжение на базе

$$e_{\bar{\sigma}} = U_{m\bar{\sigma}} \cdot \cos \omega t + E_{\bar{\sigma}н} + U(\Omega) \cdot \cos \Omega t.$$

Для транзисторов максимальный режим – это критический режим: угол отсечки коллекторного тока $\theta_{\kappa} = 100^{\circ} \div 120^{\circ}$. При этом

$$J_{\kappa I} = J_{m\kappa} \cdot \alpha_I;$$

$$J_{\kappa 0} = J_{m\kappa} \cdot \alpha_0;$$

Поскольку в транзисторных каскадах для установления рабочей точки применяется открывающее смещение, то углы отсечки θ_{κ} в недонапряженном режиме достигают $100^{\circ} \div 120^{\circ}$. Поэтому, несмотря на то, что $J_{m\kappa}$ соответствует у транзистора $E_{\bar{\sigma}}$ значения токов $J_{\kappa I}$, $J_{\kappa 0}$ не соответствуют $E_{\bar{\sigma}}$ из-за нелинейности $\alpha_0(\theta_{\kappa})$ и $\alpha_I(\theta_{\kappa})$ (рис.3.4).

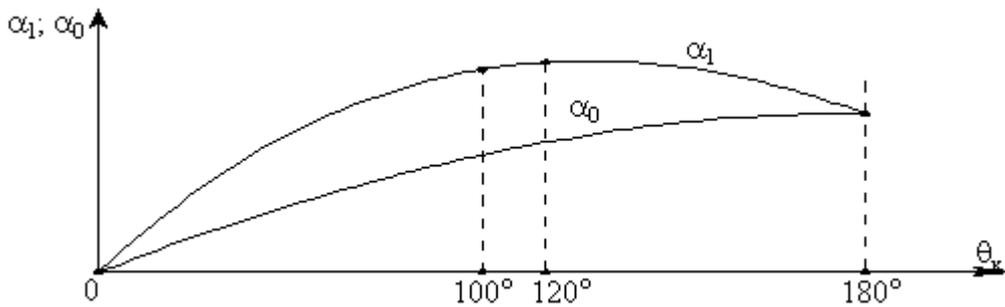


Рис. 3.4

Это указывает на то, что базовая модуляция приводит к нелинейной СМХ.

Кроме того, получаются низкие энергетические показатели, т.е. также как и в ламповом варианте КПД невысокий.

Чтобы уменьшить нелинейные искажения в модуляторах на транзисторах используют открывающее смещение, т.е. для п-р-п транзистора это будет положительное смещение.

Приведем СМХ для транзисторного модулятора (рис. 3.5).

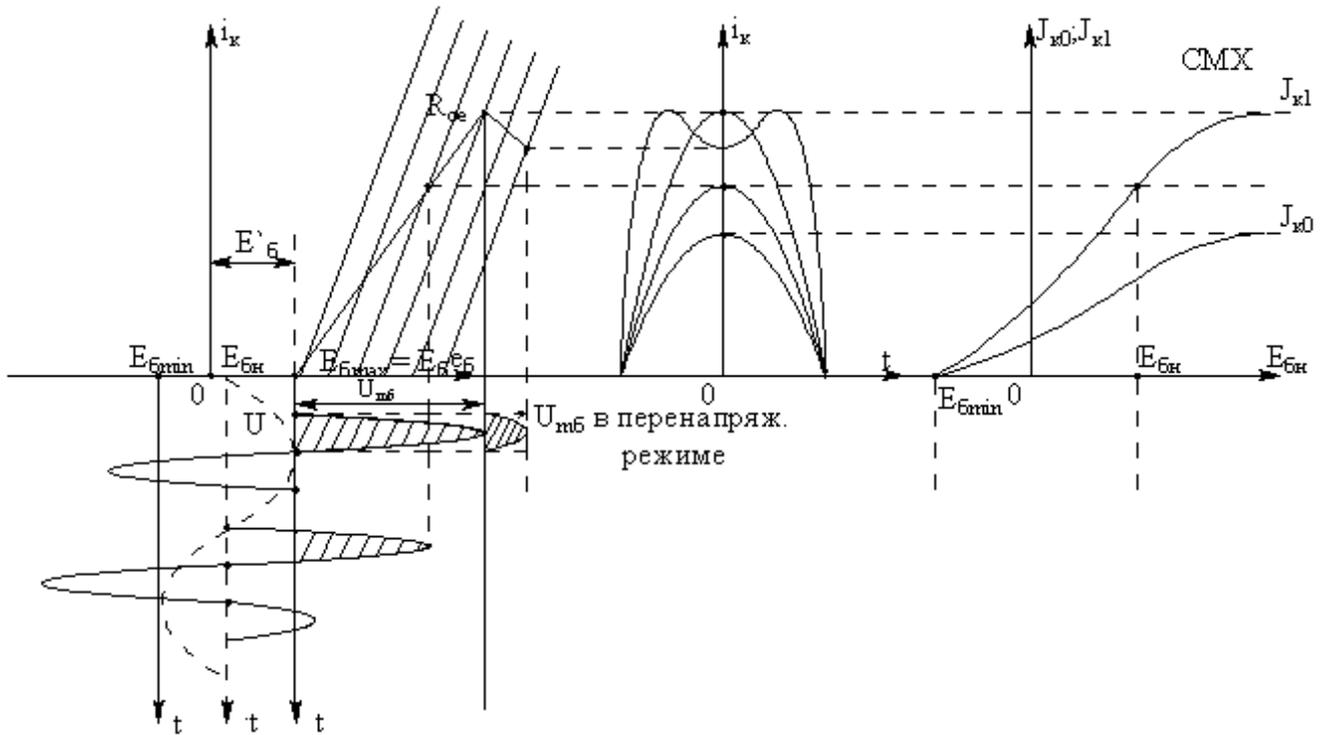


Рис. 3.5

$E_б$ устанавливается в середине линейного участка СМХ, т.е. $J_{к1} = f(E_б)$.

Далее все расчетные соотношения при базовой модуляции ведутся аналогично сеточной модуляции смещением, учитывая при этом граничную частоту транзистора и допустимые мощности рассеяния его электродов [6].

Вопросы для самопроверки

1. Нарисуйте схему базовой модуляции.
2. Какой угол отсечки коллекторного тока устанавливается в максимальном режиме?
3. Чем вызывается нелинейность параметров $\alpha_0 = f(\theta_k)$ и $\alpha_1 = f(\theta_k)$ в транзисторных каскадах?
4. Достоинства базовой модуляции.
5. Недостатки базовой модуляции.
6. Особенности усилителя модулированных колебаний.
7. В каких каскадах предпочтительней применять УМК?

РАЗДЕЛ 4 АНОДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Анодная модуляция основана на изменении анодного напряжения модулирующим сигналом, т.е. при АМ напряжение низкой частоты Ω включается в цепь питания анода. При этом анодное напряжение изменяется по закону

$$E_a = E_{ан} + U_a(\Omega) \cdot \cos \Omega t; \text{ где } U_{mg} = const, E_g = const;$$

Приведем схему анодной модуляции (рис. 4.1)

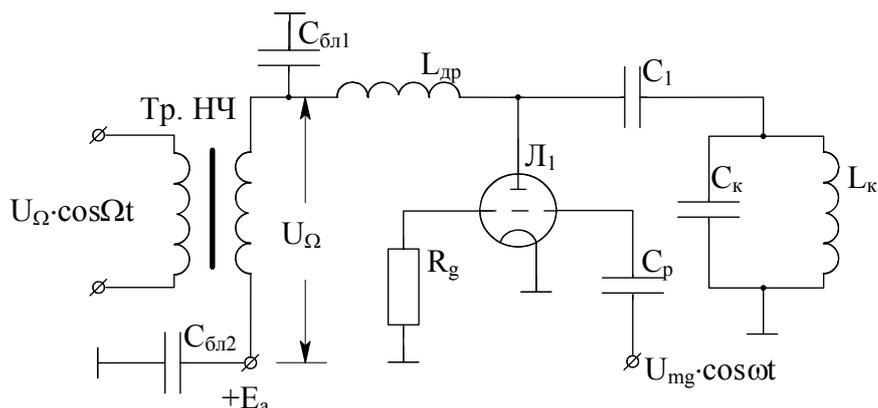


Рис. 4.1

Вначале рассмотрим вопросы, связанные с модуляцией на анод применительно к триодам.

Изменение E_a обуславливает перераспределение анодного тока и сеточного токов i_a, i_g . (рис. 4.2).

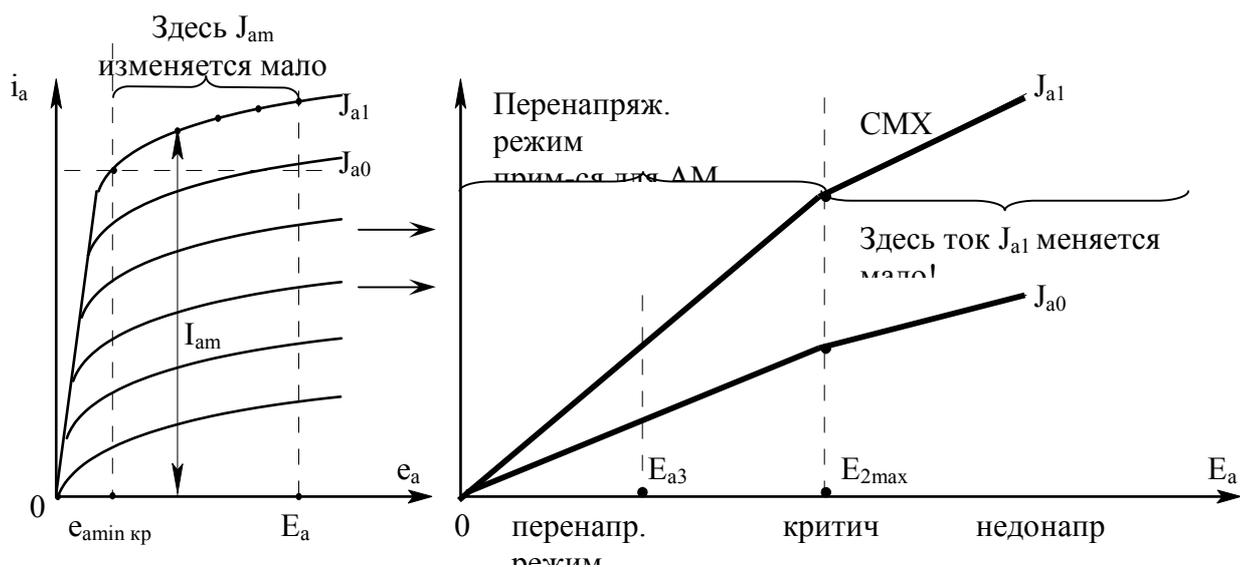


Рис. 4.2

Этим и объясняется механизм модуляции J_{a1} при подаче модулирующего напряжения низкой частоты в цепь анодного питания.

Далее мы увидим, что анодная модуляция обладает более высокой эффективностью, чем сеточная модуляция. В связи с этим схемы анодной модуляции находят очень широкое применение в вещательных передатчиках.

Задача создания весьма мощных УЗЧ с большим КПД для анодной модуляции решается в настоящее время успешно.

Анодная модуляция применяется, как правило, в генераторах с внешним возбуждением, т.е. в мощных каскадах. Хотя она возможна и в автогенераторах.

Как было показано выше на рис. 4.2 для получения больших изменений импульсов анодного тока $J_a \rightarrow J_{a1} = \alpha_1 J_{am}$ при изменении анодного напряжения E_a необходимо работать только в перенапряженном режиме. Причем токи J_{a1} и J_{a0} линейно зависят от E_a .

Следует различать напряжение на аноде E_{amax} и E_{amin} (рис.4.3), где $E_{amax} = E_{an} + U(\Omega)$ и $E_{amin} = E_{an} - U(\Omega)$.

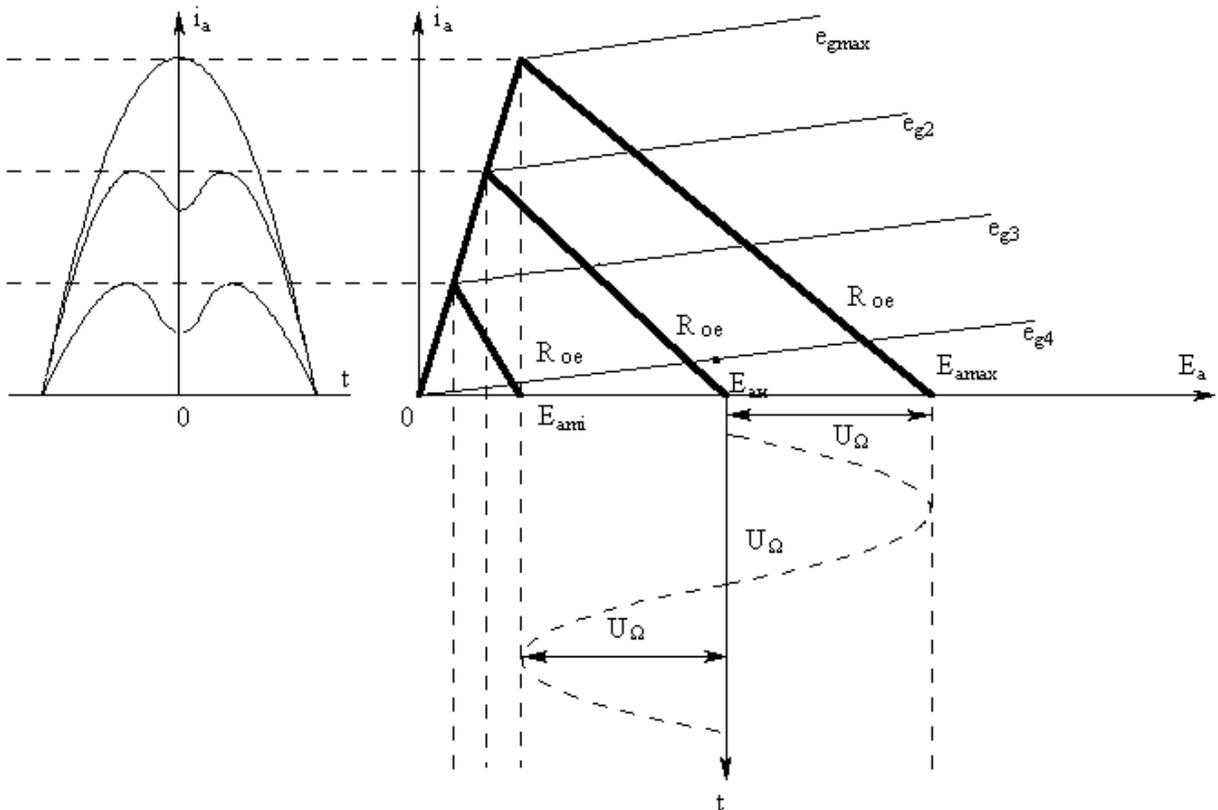


Рис. 4.3

Если напряжение смещения $E_g = const$ и возбуждения $U_{mg} = const$, то с увеличением E_a напряженность режима генератора уменьшается и верхняя часть СМХ оказывается в энергетически невыгодном режиме.

Применение автоматического смещения в цепи сетки стабилизирует работу модулирующего каскада, т.к. с ростом сеточного тока J_{g0} увеличивается отрицательное смещение E_g . В результате чего напряженность режима существенно уменьшается и, примерно, можно считать, что на протяжении линейного участка СМХ напряженность режима не меняется. Таким образом, установив в какой-либо точке СМХ (например в $E_a = E_{an}$)

критический или слегка перенапряженный режим, можно предположить, что в процессе модуляции при любом E_a этот режим остается неизменным, а работа генератора будет характеризоваться высокими энергетическими показателями, свойственными критическому или слегка перенапряженному режиму. Кроме того, при автоматическом смещении СМХ более линейна. Поэтому при анодной модуляции находит широкое применение автоматическое смещение. В тетродах и пентодах анодная модуляция в чистом виде не применяется, т.к. при малых E_a может сгореть экранная сетка. Поэтому применяется анодно-экранная модуляция (АЭМ). Энергетические соотношения те же, что при анодной модуляции.

Выводы

При анодной модуляции используется автоматическое смещение за счет тока первой сетки. При этом, по мере захода в перенапряженный режим, увеличивается сеточный ток J_g и смещение E_g делается по модулю большим. Это приводит к уменьшению e_{gmax} благодаря чему режим получается не сильно перенапряженным.

4.1 Анодная модуляция в перенапряженном режиме

Из теории режимов генератора известно, что первая гармоника J_{a1} и постоянная составляющая J_{a0} анодного тока меняются, примерно, линейно от E_a в области перенапряженного режима. При анодной модуляции:

$$J_{a1} = J_{a1n} \cdot (1 + m \cdot \cos \Omega t),$$

где $m = (J_{a1 \max} - J_{a1n}) / J_{a1n}$ - коэффициент (глубина) модуляции. Исходя из пропорциональности между J_{a1} и E_a получим

$$E_a = E_{an} \cdot (1 + m \cdot \cos \Omega t), \quad (4.1)$$

где $m = U_{a\Omega} / E_{an}$ - коэффициент модуляции.

Соотношение (4.1) является исходным для расчета модулятора, который должен обеспечить $U_{a\Omega} = m \cdot E_{an}$.

Рассмотрим особенности модуляции на анод. В режиме максимальной мощности анодное напряжение

$$E_{a \max} = E_{an} \cdot (1 + m), \quad (4.2)$$

при $m = 1$, $E_{a \max} = 2 \cdot E_{an}$.

В процессе модуляции E_a проходит через различные значения. Однако мощность, отдаваемая каскадом в максимальном режиме, обусловлена максимальным анодным напряжением:

$$P_{1 \max} = 0,5 \cdot J_{a1 \max} \cdot U_{a \max} = 0,5 \cdot J_{a1 \max} \cdot \xi \cdot E_{a \max}.$$

В соответствии с выражением (4.2) получим:

$$P_{1max} = 0,5 \cdot J_{a1max} \cdot \xi \cdot E_{ан} \cdot (1+m).$$

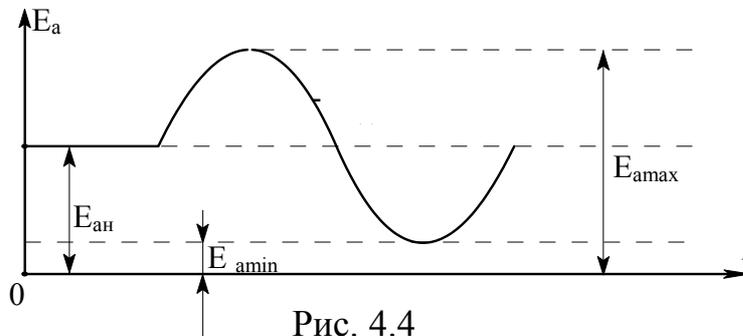
При $m=1$,

$$P_{1max} = J_{a1max} \cdot \xi \cdot E_{ан}.$$

Обычно параметры модуляции выбирают так, что в режиме несущей частоты постоянное напряжение на аноде примерно равно номинальному (паспортному) значению E_a . При этом мощность, отдаваемая лампой в типовом режиме (для $m = 1$) равна удвоенной номинальной мощности лампы, т.е.

$$P_{1max} = 2 \cdot P_{ном}.$$

Это соотношение означает, что при выборе в режиме несущей $E_{ан} = E_{аном}$ напряжение на аноде превысит в отдельные моменты времени рабочее (паспортное) напряжение лампы (рис. 4.4).



Опыт показывает, что подобный режим не является опасным для лампы. Заметим, что при опытных испытаниях передатчиков с анодной модуляцией требуется, чтобы генератор выдержал длительную 100% модуляцию. Таким образом, электрическая прочность элементов схемы должна быть рассчитана на наибольшее напряжение.

$$e_{a max} = E_{a max} + U_{та max} = E_{ан} \cdot (1+m)(1+\xi) \approx 4 \cdot E_{ан}.$$

В ряде случаев несколько понижают $E_{ан}$ по сравнению с $E_{аном}$. Некоторое уменьшение $E_{ан}$ желательно в КВ диапазоне. При больших $U_{та}$ на КВ сильно возрастают потери в изолирующих материалах, в частности в стекле лампы. Чрезмерный нагрев стекла лампы недопустим. Кроме того, уменьшение $E_{ан}$ позволяет уменьшать требуемое значение R_{oe} (т.к. лампа раньше переходит в критический режим при понижении E_a) и позволяет повысить КПД контура, т.к. меньше потери в диэлектриках.

В режиме максимальной мощности лампа должна развивать мощность, определяемую выражением

$$P_{1max} = 0,5 \cdot (J_{a1max})^2 \cdot R_{oe} = 0,5 (J_{a1н})^2 (1+m)^2 \cdot R_{oe} = P_{1н} \cdot (1+m)^2.$$

При заданной мощности максимального режима $P_{I_{max}}$ можно, в соответствии с последним выражением, выбирать мощность генераторных ламп в $(1 + m)$ раз меньше, т.е.

$$P_{ном} = P_{I_{max}} / (1 + m) = P_{In} \cdot (1 + m),$$

при $m=1$, $P_{ном} \geq 2 \cdot P_{In}$.

Это важная особенность анодной модуляции может стать более понятной при сравнении сеточной и анодной модуляции. При сеточной модуляции $P_{ном} = P_{I_{max}}$, т.е. больше нужно $P_{ном}$. Однако лампы с указанной номинальной мощностью оказываются способными отдавать мощность $P_{I_{max}}$ благодаря тому, что в пике модуляции напряжение на аноде увеличивается до

$$E_{a_{max}} = E_n(1 + m), \text{ т.е. выигрыш в мощности } P_{I_{max}} \text{ при}$$

анодной модуляции получается за счет повышения анодного напряжения.

Для анодной модуляции характерна также высокая эффективность. Из СМХ видно, что коэффициент использования анодного напряжения $\xi = U_{ma}/E_a$ постоянен во всем процессе модуляции

$$\xi = U_{ma}/E_a = (J_{a1} \cdot R_{oe})/E_a \approx const.$$

КПД при этом равен

$$\eta = P_I/P_0 = 0,5 \cdot (J_{a1}/J_{a0}) \cdot \xi = const.$$

Генераторная лампа в этом случае работает в перенапряженном режиме с высоким КПД. КПД анодной цепи остаётся высоким и в режиме несущей частоты.

$$\eta_n = P_{In}/P_0.$$

Таким образом, можно сделать важный вывод относительно эффективности анодной цепи генераторной лампы:

$$\eta_{среднее} = \eta_n = \eta_{max} \approx 0,7-0,8;$$

По сравнению с сеточной модуляцией КПД здесь выше, примерно, в два раза и остаётся *const*.

В связи с таким достоинством анодной модуляции возникает вопрос, в каком каскаде производить модуляцию? Обычно мощный каскад РПУ потребляет от 60% до 70% общей подводимой мощности, т.е. определяет КПД всего передатчика. Поэтому и модулируют мощный каскад, что выгоднее с точки зрения КПД всего передатчика.

Следует отметить, что при постоянном смещении в СМХ $J_{a1} = f(E_a)$ появляется выпуклый участок вблизи значения $E_a = 0$ (рис. 4.5).

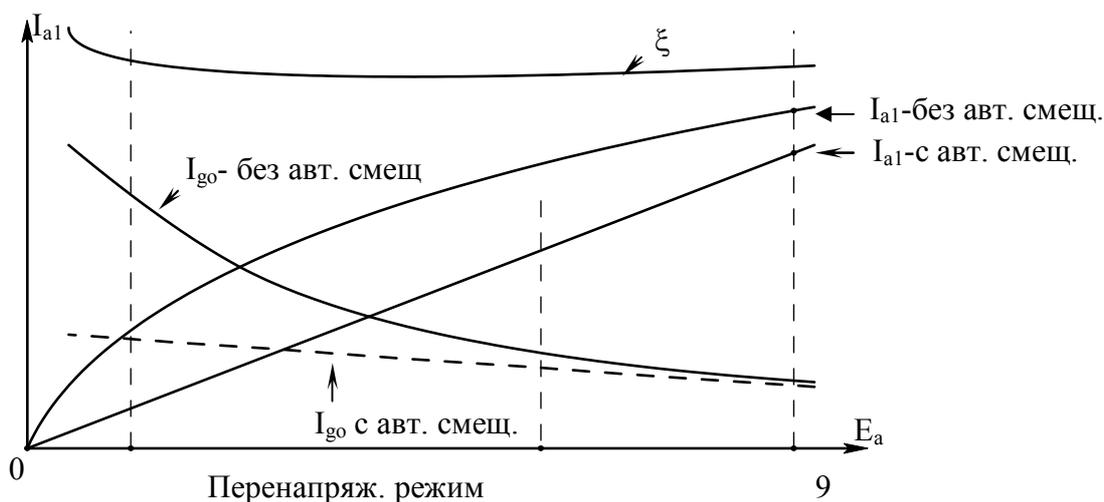


Рис. 4.5

Образование упомянутой выпуклости объясняется тем, что фактически ξ не остаётся постоянной величиной в процессе модуляции. В действительности напряженность режима несколько возрастает по мере уменьшения E_a т.е. $E_a \rightarrow 0$ и $\xi \neq const$.

Увеличение ξ при модуляции вниз приводит к более быстрому росту J_{a1} в начале СМХ. Разумеется, что такой режим должен привести к увеличению нелинейных искажений при глубокой модуляции. Успешным решением подобного явления является применение автоматического смещения, т.е. когда автоматически уменьшается максимальное напряжение на сетке $e_{gmax} = E_{gn} + U_{mg}$ и лампа не переходит в сильно перенапряжённый режим (рис. 4.6).

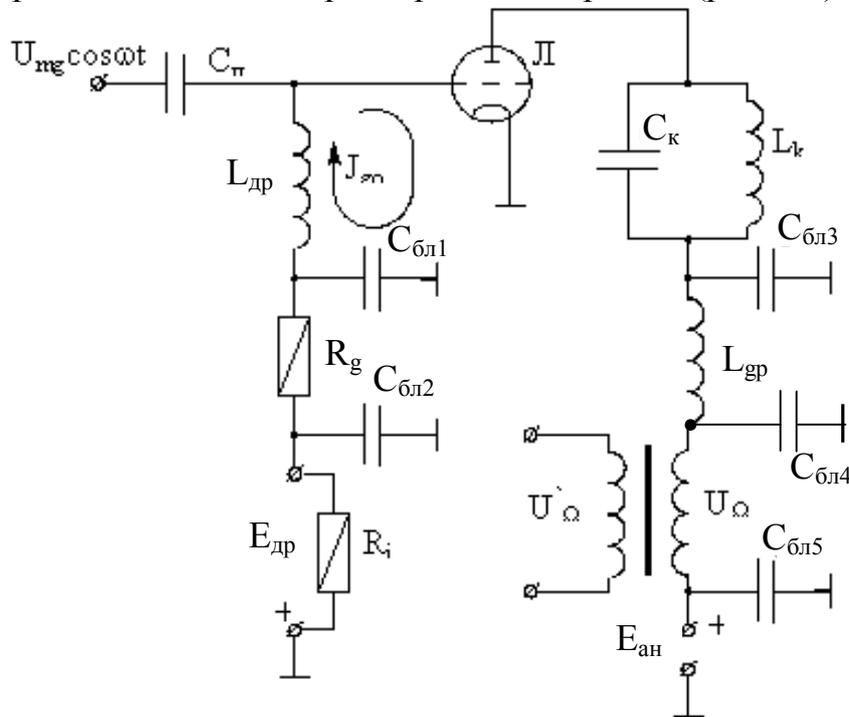


Рис. 4.6

С ростом J_{go} отрицательное смещение увеличивается и напряжённость режима лампы выравнивается. СМХ получается достаточно линейной (рис. 4.5).

Включение R_g равнозначно введению обратной связи по постоянному току. Следствием этого является уменьшение сеточного тока J_{go} и угла отсечки θ_g при малом значении E_a . СМХ получается настолько линейной, что при её построении достаточно воспользоваться двумя точками: $J_{a1} = J_{a1max}$ и $J_{a1} = 0$.

4.2 Схемы анодной модуляции

Дроссельная схема с параллельным питанием (рис. 4.7).

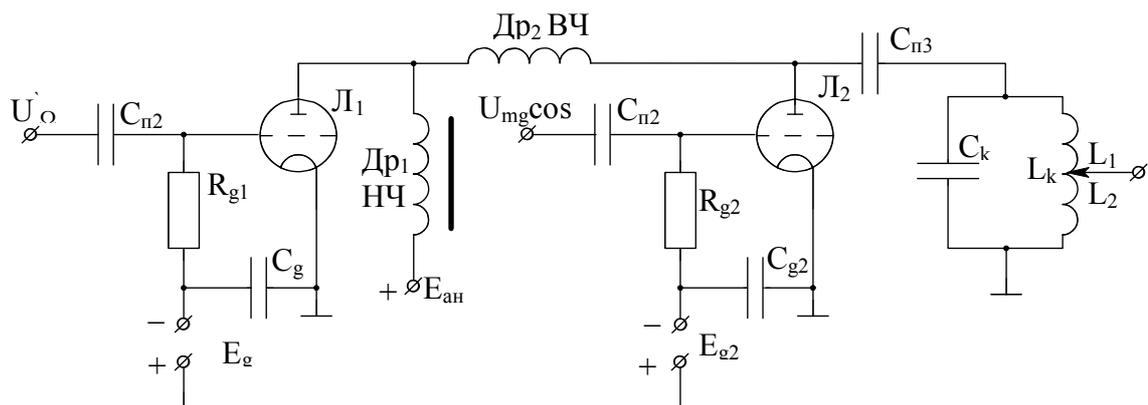


Рис. 4.7

Дроссельная схема с последовательным питанием (рис. 4.8).

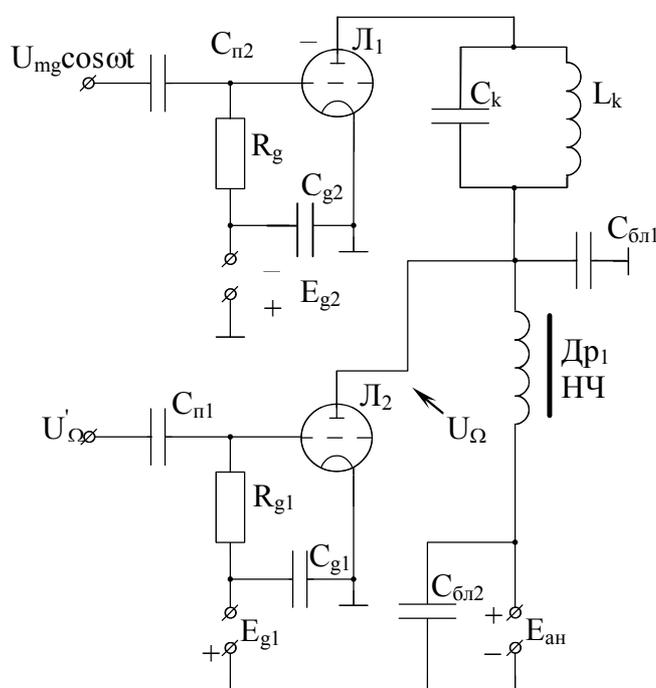


Рис. 4.8

В дроссельном варианте модулятор работает от того же источника $E_{ан}$, что и усилительный каскад. Это выгодно практически.

Недостатки:

1. Во избежание нелинейных искажений одноктный модулятор работает в режиме класса А, что приводит к малому КПД.
2. Нельзя получить $m = 1$, т.к. $U_{\Omega} < E_{ан}$.

Трансформаторная схема (рис. 4.9).

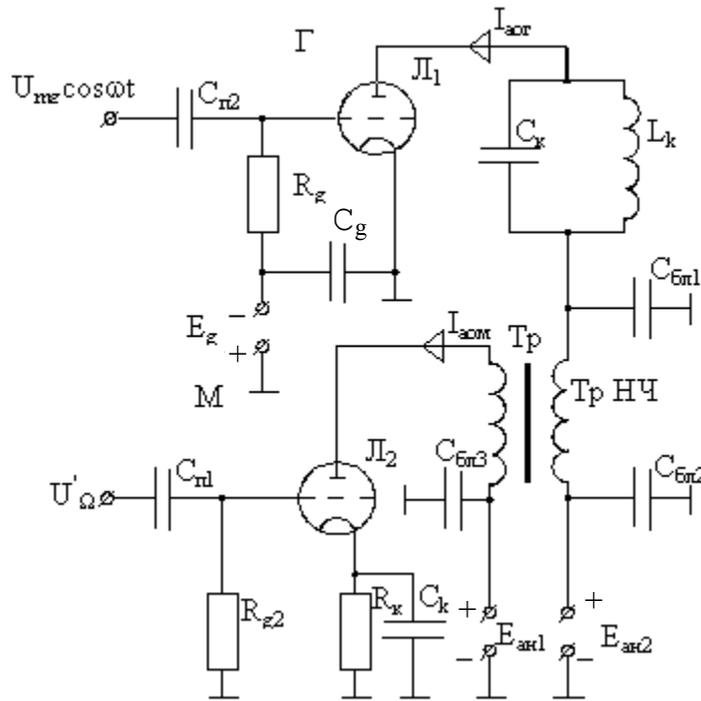


Рис. 4.9

Благодаря трансформаторной схеме удастся получить любые U_Ω и сделать $U = E_{ан1}$, т.е. $m = 1$.

Недостаток: Трансформатор намагничивается постоянными токами J_{a0l} и J_{a0m} , что приводит к увеличению габаритов трансформатора и ухудшению качества передачи высоких частот. Опять же, однотактная схема модулятора даёт нелинейные искажения.

Подмагничивание трансформатора устраняют путём применения дросселя НЧ и двухтактной схемы модулятора (рис. 4.10).

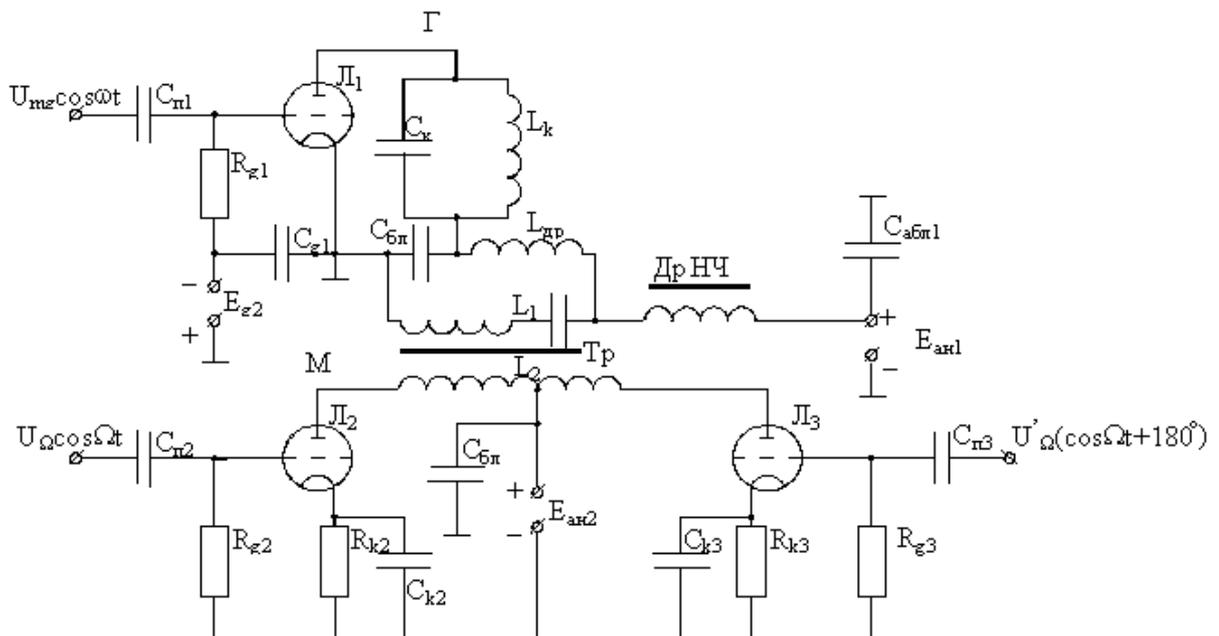


Рис. 4.10

В такой схеме отсутствует подмагничивание трансформатора модулятора. Как правило, гораздо более выгодно применять двухтактные модуляторы, так как они имеют высокий КПД. Но поскольку мощность от модулятора обычно требуется большая, то это весьма существенный момент. Модуляция в двухтактной ВЧ ступени (рис. 4.11).

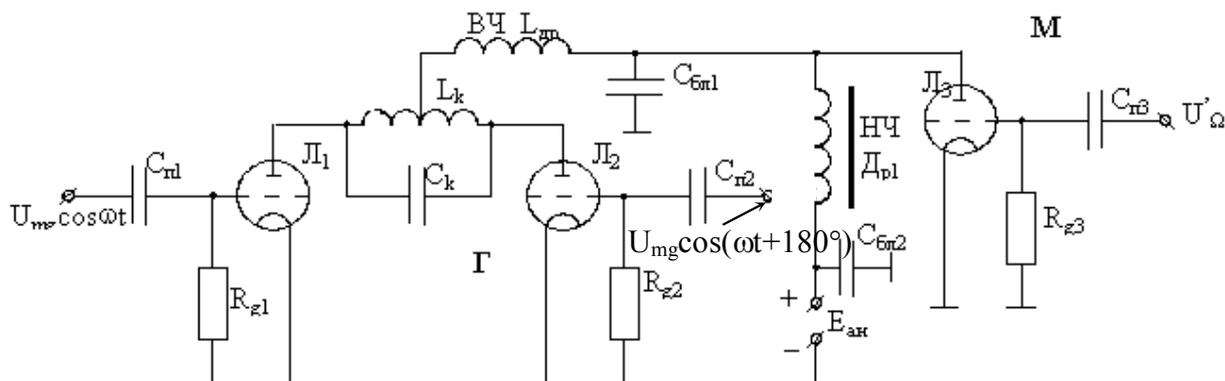


Рис. 4.11

Последняя схема используется, когда от передатчика требуется большая мощность в антенне.

4.3 Энергетические соотношения при анодной модуляции

При анодной модуляции СМХ, т.е. $J_{a1} = f(E_a)$ и $J_{a0} = f(E_a)$ линейны (рис. 4.12).

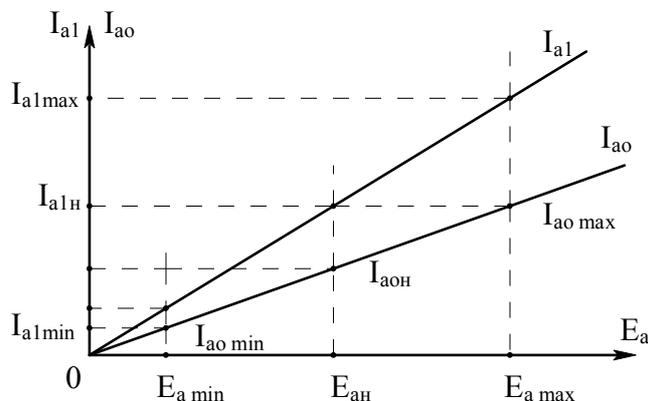


Рис. 4.12

Так как $J_{a0} = f(E_a)$ меняется линейно, то генераторная лампа для модулятора представляет собой активное сопротивление

$$R = E_{ан}/J_{аон} = const.$$

Расчет ведут с максимального режима:

$$\begin{aligned} E_{a\ max} &= E_{ан} \cdot (1+m); \\ J_{a1\ max} &= J_{a1н} \cdot (1+m); \\ J_{a0\ max} &= J_{аон} \cdot (1+m); \\ U_{ма\ max} &= U_{ман} \cdot (1+m). \end{aligned}$$

Так как режим при анодной модуляции перенапряженный, то $\xi \approx 1$, значит и КПД будет:

$$\begin{aligned} \eta_{max} &= P_{1\ max}/P_{0\ max} = \eta_n = \eta_{min} = \\ &= 0,5 \cdot ((U_{ма\ max} \cdot J_{a1\ max}) / (E_{a\ max} \cdot J_{a0\ max})) = 0,5 \cdot \xi_{max} \cdot (\alpha_1/\alpha_0), \end{aligned}$$

где $\alpha_1/\alpha_0 \approx const$ – вследствие линейности СМХ.

Высокий КПД – это достоинство анодной модуляции.

Благодаря этому лампа генератора выбирается не из максимальной мощности $P_{лампы} = P_{1н(задан)} \cdot (1+m)^2$, как при сеточной модуляции, а из соотношения $P_{лампы} = P_{1н(задан)} \cdot (1+m)$, т.е. в $(1+m)$ раз при анодной модуляции из той же лампы можно “выжать” большую мощность, чем при сеточной модуляции.

4.4 Расчет мощности модулятора

$$P_{мод} = (1/2) \cdot U_{\Omega} \cdot J_{\Omega};$$

Из условия $U_{\Omega} = m \cdot E_{ан}$, получим $P_{мод} = (1/2) \cdot m \cdot E_{ан} \cdot J_{\Omega}$,

$$J_{\Omega} = J_{a0\ max} - J_{a0н} = J_{a0н} \cdot (1+m) - J_{a0н} = J_{a0н} \cdot m,$$

$$P_{мод} = 1/2 m \cdot E_{ан} \cdot J_{a0н} m = 1/2 m^2 \cdot E_{ан} \cdot J_{a0н} = m^2/2 \cdot P_{он}.$$

Домножим и разделим на η последнее выражение

$$P_{мод} = (m^2/2) \cdot P_{он} \cdot \eta / \eta = (m^2/2 \cdot \eta) \cdot P_{1н(задан)}.$$

т.е. мощность модулятора одного порядка с мощностью передатчика в несущем режиме (если $m=1$ и $\eta=1$, то $P_{мод} = 0,5 \cdot P_{1задан}$).

Недостаток анодной модуляции – большая мощность, требуемая от модулятора. Однако эта мощность не теряется впустую, а преобразуется в полезную мощность ВЧ.

4.5 Расчет средней мощности передатчика

$$P_{1\ ср} = P_{1н} \cdot (1 + m^2/2) = P_{1н} + P_{1н} \cdot (m^2/2);$$

$$P_{o\ ср} = P_{он} \cdot (1 + m^2/2);$$

$$P_{a\ ср} = P_{o\ ср} - P_{1\ ср} = (P_{он} - P_{1н}) \cdot (1 + m^2/2) = P_{ан} \cdot (1 + m^2/2);$$

$$P_{аср} < P_{адоп} - \text{надо выполнять это условие.}$$

Расчет при анодной модуляции.

Задано $P_{1н}$ – мощность в антенне в режиме несущей, а также m ; f_o ; $\Omega_n \div \Omega_6$;

Выбор лампы:

$P_{\text{лампы}} = (P_{ан} / \eta_k \cdot \eta_\phi) (1 + m) \cdot K$ где $K=1, 2$ – коэффициент запаса,

η_k, η_ϕ – КПД контуров ВЧ и фидера.

Если генератор ВЧ двухтактный, то

$$P_{\text{лампы}} = 0,5 \cdot P_{\text{лампы}}$$

4.6 Расчет в максимальном режиме

Расчет начинается с максимального режима.

$$1. P_{1 \max} = (P_{1н} / \eta_k \cdot \eta_\phi) (1 + m)^2.$$

2. Задаем $\theta_{a \max} = 80^\circ \div 90^\circ$, а затем по таблицам Берга определяем α_o, α_1 и $\cos \theta_{a \max}$.

3. Определяем максимальный импульс анодного тока.

$$J_{am \max} \leq (J_{a \text{ доп}} \cdot (1 + m)) / \alpha_o,$$

где $J_{a \text{ доп}}$ – паспортное значение допустимого среднего тока.

4. Сносим значение $J_{am \max}$ на анодную характеристику и определяем $e_{g \max}, e_{a \min \max}, E_{g \max}$.

$$5. J_{a1 \max} = \alpha_1 \cdot J_{am \max}; \quad J_{ao \max} = \alpha_o \cdot J_{am \max};$$

$$6. U_{ma \max} = 2 \cdot P_{1 \max} / J_{a1 \max}; \quad R_{oe} = U_{ma \max} / J_{a1 \max};$$

$$7. E_{a \max} = e_{a \min \max} + U_{ma \max} \leq E_{a \max \text{ доп}}.$$

8. Решая систему уравнений

$$\begin{cases} E_{g \max} = E_{g \max} + U_{mg}; \\ \cos \theta_{a \max} = (E_g - E_{g \max}) / U_{mg}; \end{cases}$$

определяем $E_{g \max}, U_{mg}$;

$$9. P_{o \max} = E_{a \max} \cdot J_{ao \max};$$

$$10. P_{a \max} = P_{o \max} - P_{1 \max}$$

11. По характеристикам $i_g = f(e_g)$ при $e_{g \max}$ и $e_{a \min \max}$ находим $J_{gm \max}$.

12. Определяем

$$\cos \theta_{g \max} = -E_{g \max} / U_{mg}$$

и далее находим $\theta_g, \alpha_{g1 \max}, \alpha_{go \max}$.

$$13. J_{g \text{ omax}} = \alpha_{go \max} \cdot J_{gm \max};$$

$$14. R_g = -E_g / J_{g \text{ omax}};$$

$$15. J_{g1 \max} = J_{gm \max} \cdot \alpha_{g1 \max};$$

16. Определяем требуемую мощность возбудителя по ВЧ

$$P_{g1 \max} = 1/2 U_{mg} \cdot J_{g1 \max};$$

4.7. Расчет в режиме молчания

$$1. J_{a1н} = J_{a1 \max} / (1 + m);$$

$$2. U_{тан} = U_{ma \max} / (1 + m);$$

3. $J_{aon} = J_{ao\ max}/1+m;$
4. $E_{an} = E_{amax}/1+m;$
5. $U_{\Omega} = E_{an} \cdot m;$
6. $J_{\Omega} = J_{aon} \cdot m;$
7. $P_{\Omega} = 1/2 J_{\Omega} \cdot U_{\Omega};$
8. $P_{он} = J_{aon} \cdot E_{an} = (J_{ao\ max}/1+m)(E_{a\ max}/1+m) = P_{o\ max}/(1+m)^2;$
9. $P_{1н}$ – задается в Техническом задании (ТЗ)
10. $P_{ан} = P_{он} - P_{1н};$
11. $\eta_n = P_{1н}/P_{он} = \eta_{max};$
12. $P_{аср} = P_{ан} \cdot (1 + (m^2/2)) < P_{a\ доп}.$

4.8 Расчет в минимальном режиме

Так как при использовании автосмещения сеточный ток при переходе от максимального режима к минимальному увеличивается на 20 - 30%, то этот режим наиболее трудный для сетки.

Точный расчет режима управляющей сетки затруднителен.

Вначале определяем $J_{go\ min}.$

Предполагая $e_{a\ min\ min} = 0$, считаем $J_{am\ min} = 0$, а ток сетки равен току катода (т.к. $J_{am\ min} = 0$).

Известно, что

$$J_{gm\ min} = S \cdot (E_{g\ min} + U_{mg} - E_{go}); \quad (4.3)$$

Учитывая, что смещение $E_{g\ min}$ образуется за счет сеточного тока можем записать

$$E_{g\ min} = -J_{g0\ min} \cdot R_g = -J_{gm\ min} \cdot \alpha_{g0\ min} \cdot R_g, \quad (4.4)$$

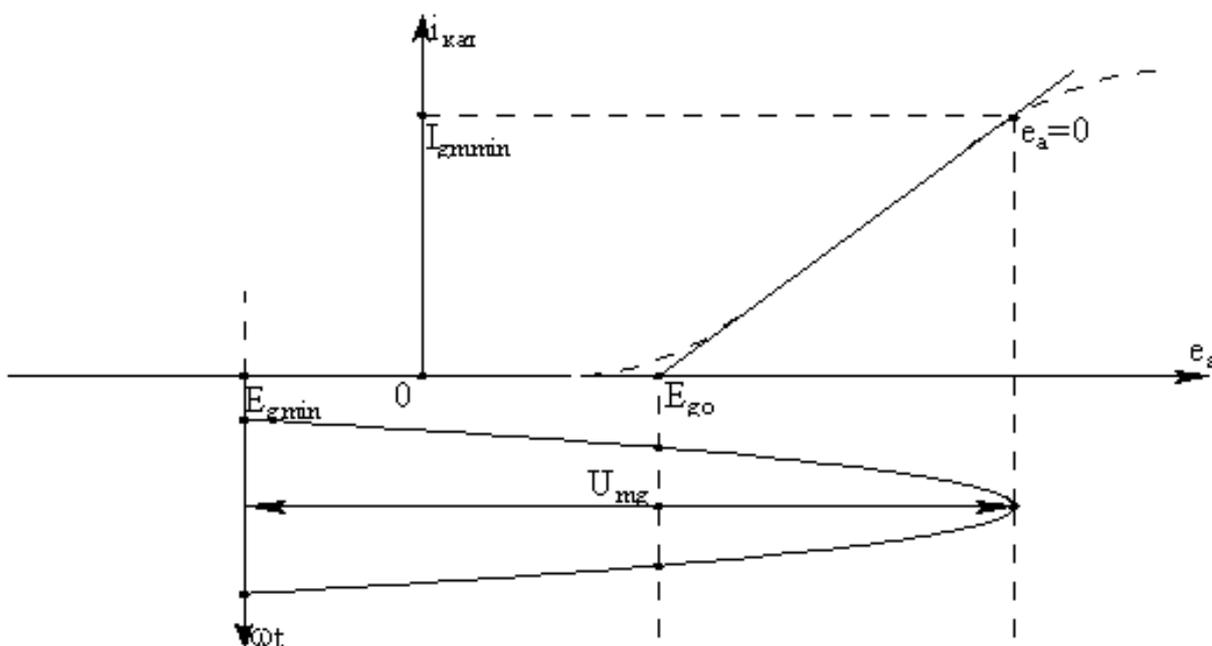


Рис. 4.13

Из приведенного рис. 4.13 видим, что

$$\cos \theta_{g \min} = (E_{go} - E_{g \min}) / U_{mg}.$$

Откуда

$$E_{g \min} = E_{go} - U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min}; \quad (4.5)$$

Подставляя (4.5) в (4.3) получим

$$J_{gm \min} = S \cdot (E_{go} - U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min} + U_{mg} - E_{go}) = S \cdot U_{mg} \cdot (1 - \cos \theta_{g \min}); \quad (4.6)$$

Из уравнений (4.4) и (4.5)

$$J_{gm \min} = -E_{g \min} / (\alpha_{go \min} \cdot R_g) = (-E_{go} + U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min}) / (\alpha_{go \min} \cdot R_g); \quad (4.7)$$

Приравнявая (4.6) и (4.7) получим

$$S \cdot U_{mg} \cdot (1 - \cos \theta_{g \min}) = (-E_{go} + U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min}) / (\alpha_{gomin} \cdot R_g); \quad (4.8)$$

Из уравнения (4.8) следует, что

$$\begin{aligned} \alpha_{go \min} \cdot (1 - \cos \theta_{g \min}) &= (-E_{go} + U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min}) / (R_g \cdot S \cdot U_{mg}) = \\ &= 1/S \cdot R_g \cdot (-E_{go}/U_{mg} + \cos \theta_{g \min}) = \\ &= (1/S \cdot R_g) \cdot \cos \theta_{g \min} \cdot ((-E_{go}/U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min}) + 1). \end{aligned}$$

Учитывая, что $E_{go} \ll U_{mg}$ можем пренебречь членом $-E_{go}/(U_{mg} \cdot \cos \theta_{g \min})$. Тогда получим $\alpha_{go \min} \cdot (1 - \cos \theta_{g \min}) \approx (1/S \cdot R_g) \cdot \cos \theta_{g \min}$; или $(\alpha_{go \min} \cdot (1 - \cos \theta_{g \min})) / \cos \theta_{g \min} = \beta_o \approx 1/S \cdot R_g$;

Так как S и R_g известны, то по таблицам для β_o определяется $\theta_{g \min}$. После чего легко находятся $E_{g \min}$, $J_{go \min}$ и $J_{g1 \min}$.

Зная токи сетки в максимальном и минимальном режимах, определяем ток сетки в режиме несущей частоты.

$$\begin{aligned} J_{гон} &= (J_{go \max} + J_{go \min}) / 2; \quad - \text{ по постоянной составляющей.} \\ J_{g1н} &= (J_{g1 \max} + J_{g1 \min}) / 2; \quad - \text{ по переменному току.} \end{aligned}$$

Соответственно мощность, рассеиваемая на сетке

$$P_{гн} = P_{\text{возб.н}} - P_o = 1/2 U_{mg} \cdot J_{g1н} - J_{гон}^2 R_g < P_{гдон}.$$

Отметим, что в минимальном режиме входное сопротивление лампы (лампа сильно открыта) мало, за счет чего уменьшается амплитуда U_{mg} . Это способствует уменьшению напряженности режима лампы.

4.9 Выводы по анодной модуляции

Достоинства:

1. Высокие КПД и коэффициент модуляции.
2. Постоянное сопротивление нагрузки для модулятора.
3. Уменьшаются нелинейные искажения по сравнению с сеточной модуляцией.

Недостатки:

1. Требуется большая мощность модулятора.
2. Большие габариты мощного модулятора.
3. В модуляторе лампы должны работать без сеточных токов, что требует мощных ламп.
4. Большие габариты трансформатора УЗЧ в модуляторе.

Отмеченные выше достоинства и недостатки в полной мере соответствуют коллекторной модуляции при конструировании передатчиков на транзисторах.

Вопросы для самопроверки

1. Особенности анодной модуляции.
2. Чем объясняется высокая линейность СМХ при анодной модуляции?
3. Какая мощность модулятора устанавливается при анодной модуляции?
4. С какой целью делают двухтактные модуляторы?
5. Что такое средняя мощность модулятора?
6. Какой угол отсечки анодного тока θ_a устанавливается в максимальном режиме?
7. Достоинства анодной модуляции.
8. Недостатки анодной модуляции.
9. Сравните КПД при анодной модуляции и при сеточной.

РАЗДЕЛ 5 РАЗНОВИДНОСТИ МОДУЛЯЦИЙ НА ТРАНЗИСТОРАХ И ЛАМПАХ

5.1 Коллекторная модуляция

При расчетах коллекторной модуляции следует учитывать инерционность транзистора. Но вообще точных методик расчета коллекторной модуляции нет. Строго говоря, коллекторная модуляция не является чисто коллекторной, т.к. напряжение модуляции $U_{\Omega}(t)$ оказывает сложное влияние через транзистор на предыдущую ступень генератора ВЧ. Это еще более усложняет и без того нелинейные характеристики транзистора.

Вариант схемы коллекторной модуляции приведен на рис. 5.1. Вместо трансформатора НЧ можно применять, мощный транзистор низкой частоты, работающий в режиме класса "А". Это усложняет схему передатчика, но позволяет избавиться от элемента с намоточными данными (трансформатора).

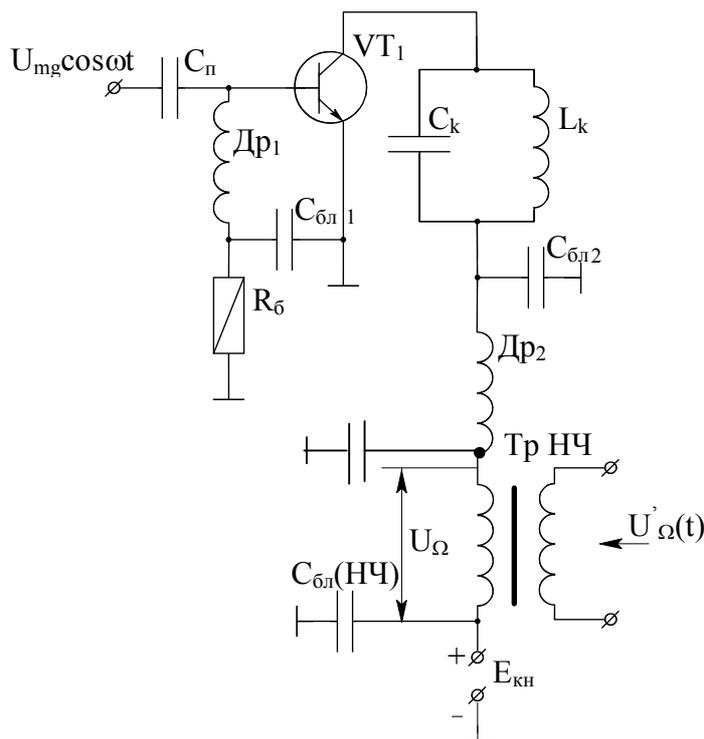


Рис. 5.1

По аналогии с лампами, в транзисторах в недонапряженном режиме глубокая модуляция невозможна, т.к. мала крутизна характеристики $i_k = f(E_k)$. Глубокая модуляция появляется в критическом и перенапряженном режимах.

За счет действия ООС (за счет $R_б$) в цепи автосмещения напряженность режима ослабляется и в целом оказывается, что при коллекторной модуляции

с автосмещением напряженность режима остается близкой к критическому (рис. 5.2).

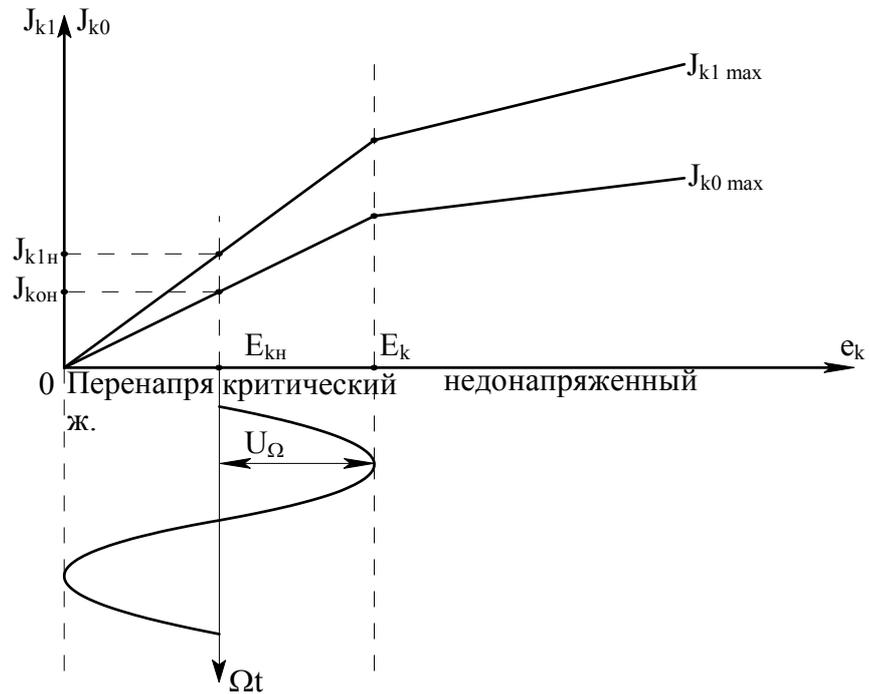


Рис. 5.2

Максимальный режим.[2,6].

$$\begin{aligned} \text{Если } \cos \Omega t = 1; \quad E_{k \max} &= E_{кн} \cdot (1 + m), \\ \text{При } m = 1, \quad E_{k \max} &= 2 \cdot E_{кн}, \\ J_{k1 \max} &= J_{k1н} \cdot (1 + m), \\ J_{k0 \max} &= J_{k0н} \cdot (1 + m), \\ U_{mk \max} &= U_{mkн} \cdot (1 + m), \\ \xi_{\max} &= U_{mk \max} / E_{k \max} = U_{mkн} / E_{кн}, \\ \xi_{\max} &= \xi_n = \xi_{кр} = \text{const} = 0,8 \div 0,9. \end{aligned}$$

Энергетические соотношения.

$$\left. \begin{aligned} P_k &= P_{он} - P_{1н} \\ \eta_n &= P_{1н} / P_{он} \end{aligned} \right\} \text{Режим несущей} \\ & \text{частоты.} \\ \left. \begin{aligned} P_{o \max} &= J_{k0 \max} \cdot E_{k \max} = P_{он} \cdot (1 + m)^2; \\ P_{1 \max} &= 0,5 \cdot J_{k1 \max} \cdot U_{mk \max} = P_{1н} \cdot (1 + m)^2; \\ P_{k \max} &= P_{кн} \cdot (1 + m)^2; \\ \eta_{\max} &= P_{1 \max} / P_{o \max} = \eta_n = \text{const} = \eta_{кр}, \end{aligned} \right\} \text{Режим} \\ & \text{максимальной} \\ & \text{мощности.}$$

т.е. по сравнению с базовой модуляцией выигрыш по энергетике в два раза.

Мощность модулятора при коллекторной модуляции.

$$P_{\Omega} = 0,5 \cdot U_{\Omega} \cdot J_{\Omega};$$

$$U_{\Omega} = m \cdot E_{кн}; \quad P_{\Omega} = 0,5 \cdot m^2 \cdot J_{кон} \cdot E_{кн} = 0,5 \cdot m^2 \cdot P_{он};$$

$$J_{\Omega} = m \cdot J_{кон};$$

При $m=1$,

$$P_{\Omega} = 0,5 \cdot P_{он};$$

5.2 Анодно-экранная модуляция

Если в выходном каскаде передатчика используется тетрод или пентод при анодной модуляции, то в тяжелом тепловом режиме оказывается экранная сетка. Применение автоматического смещения по управляющей сетке недостаточно эффективно, т.к. ток первой сетки сравнительно мал. Поэтому в тетрадах и пентодах применяют анодно-экранную модуляцию, при которой одновременно (синфазно) меняется анодное и экранное напряжение (рис. 5.3).

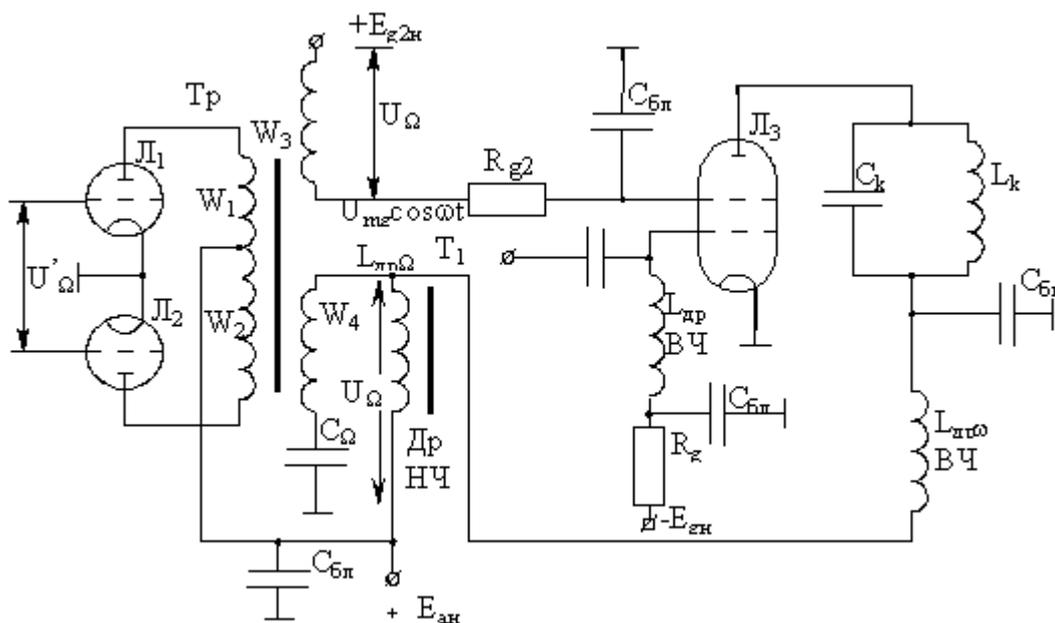


Рис. 5.3

Уменьшение напряжения $E_{г2}$ в min режиме приводит к уменьшению тока экранной сетки и облегчает ее тепловой режим. Одновременно выравнивается тепловой режим на аноде.

Анодно-экранная модуляция может осуществляться как в недонапряженном, так и в перенапряженном режимах.

В первом случае основным модулирующим фактором является экранное напряжение. Такой режим пригоден для работы при изменении анодной нагрузки. Однако чаще используется слегка перенапряженный режим, т.к. меньше фоновые наводки 50 Гц от накала лампы.

При критическом или слегка перенапряженном режиме основным модулирующим фактором является анодное напряжение, а модуляция экранного напряжения облегчает режим экранной сетки.

Иногда используют при анодной модуляции автоматическое смещение в цепи экранной сетки. Для этого в экранную сетку включают резистор R_{g2} или НЧ дроссель. Изменение тока экранной сетки приводит к изменению напряжения на экранной сетке, по закону низкой частоты. Включение R_{g2} повышает линейность СМХ.

При анодно-экранной модуляции угол отсечки $\theta_{amax} \approx 80 \div 90^\circ$.

Если требуется $m_\Sigma = 1$, то $m_a = 1$, а $m_{g2} \approx 0,9$.

Для рассматриваемой модуляции предпочтительнее лампы с большей мощностью P_{g2} . Можно показать, что при модуляции

$$P_{g2cp} = P_{g2н} \cdot (1 + (m^2/2)).$$

При $m = 1$

$$P_{g2cp} = 1,5 \cdot P_{g2н}.$$

При анодно-экранной модуляции от модулятора требуется повышенная мощность.

Напряжение на экранной сетке определяется следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} E_{g2max} &= E_{g2н} + U_{\Omega g2} = E_{g2н} \cdot (1 + m_{g2}); \\ E_{g2min} &= E_{g2н} \cdot (1 - m_{g2}). \end{aligned}$$

Импульс тока экранной сетки (ток экранной сетки появляется одновременно с токами анода) определяется обычным способом. Так

J_{g2m} определяется из статических характеристик при известных $\left\{ \begin{array}{l} e_{a \min}; \\ e_{g \max}; \\ E_{g2}; \end{array} \right.$

5.3 Экранная модуляция

Если применить чисто экранную модуляцию, то по энергетическим характеристикам такая модуляция близка к сеточной модуляции смещением, которую мы уже рассматривали, т.е. обладает низким КПД. Да это и понятно, т.к. изменение напряжения E_{g2} приводит к сдвигу характеристик на ΔE_g (рис. 5.4). При этом $e_a = \text{const}$ и $e_g = \text{const}$.

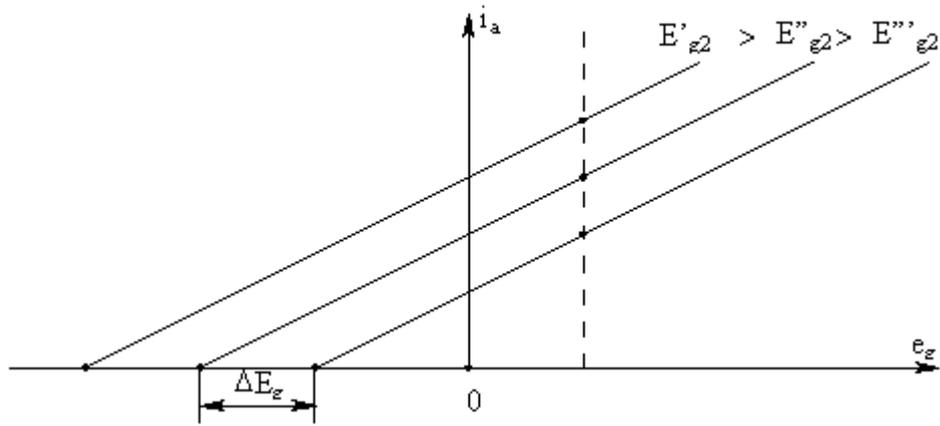


Рис. 5.4

Достоинства: Требуется меньшая мощность модулятора, чем при анодной модуляции. Позволяет работать с изменяющейся нагрузкой, т.к. модуляция идет в недонапряженном режиме.

Недостатки: Малый КПД по аноду. Требуется от модулятора большая мощность, чем при сеточной модуляции смещением

При такой модуляции

$$E_{g2} = E_{g2н} + U_{\Omega g2} \cdot \cos \Omega t,$$

что приводит к деформации анодных характеристик (рис. 5.5).

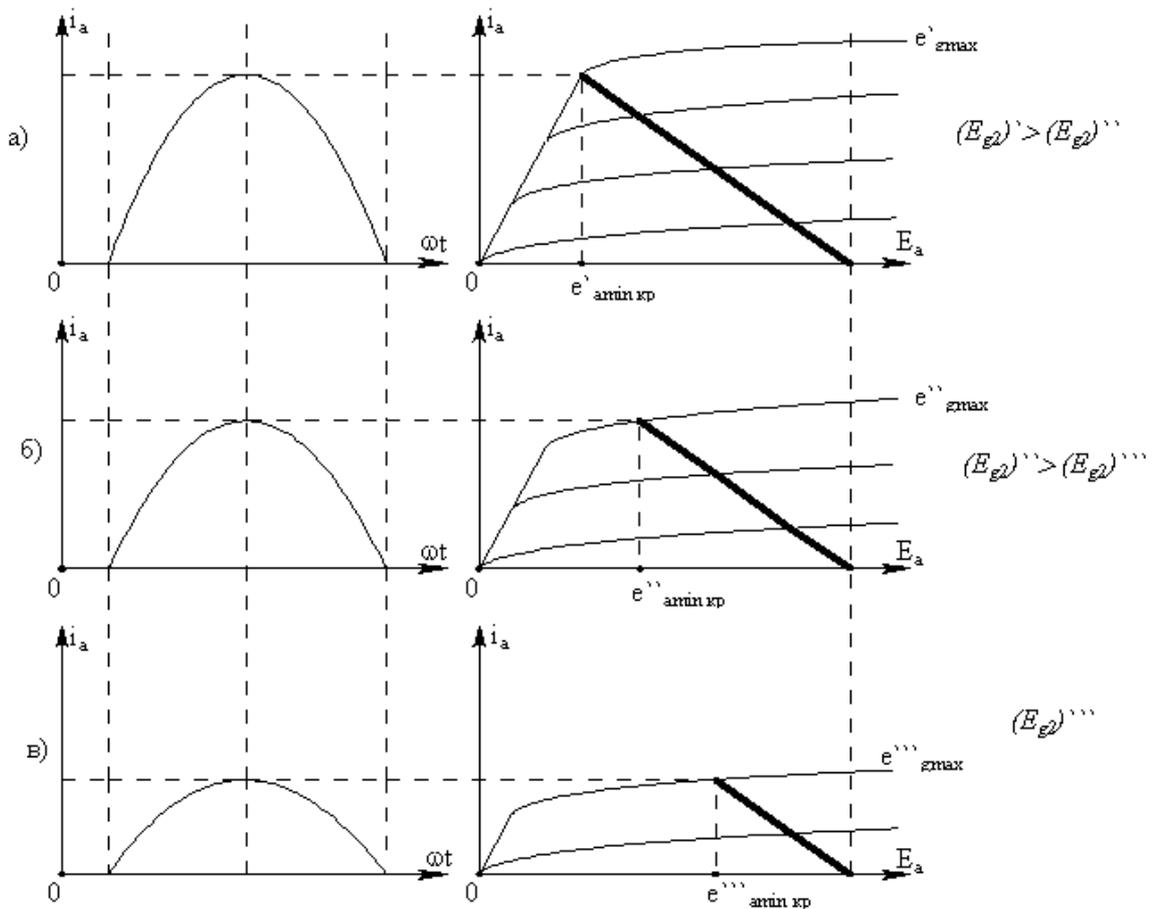


Рис. 5.5

Т.е. с увеличением E_{g2} импульс тока анода увеличивается (рис. 5.5.а).

Вопросы для самопроверки

1. Нарисуйте схему коллекторной модуляции.
2. Какой угол отсечки коллекторного тока θ_k устанавливается в максимальном режиме?
3. Чему равен КПД в режиме несущей волны при коллекторной модуляции?
4. Особенности анодно-экранной модуляции.
5. Особенности экранной модуляции.
6. Сравните экранную модуляцию (по КПД) с анодной модуляцией.
7. Сравните (по КПД) анодно-экранную модуляцию с сеточной модуляцией смещением.
8. Сравните коллекторную модуляцию (по СМХ) с базовой модуляцией.
9. Почему при коллекторной модуляции КПД выше, чем при базовой модуляции?

Модуляция на защитную (пентодную) сетку осуществляется изменением напряжения на третьей сетке при $E_{g1} = const$, $E_{g2} = const$, $U_{mg} = const$ и $E_a = const$.

Модуляция на защитную сетку эффективно осуществляется в перенапряженном режиме на экранной (второй) сетке.

На рис. 6.1 приведена зависимость $i_a = f(e_a)$ при различных значениях E_{g3} .

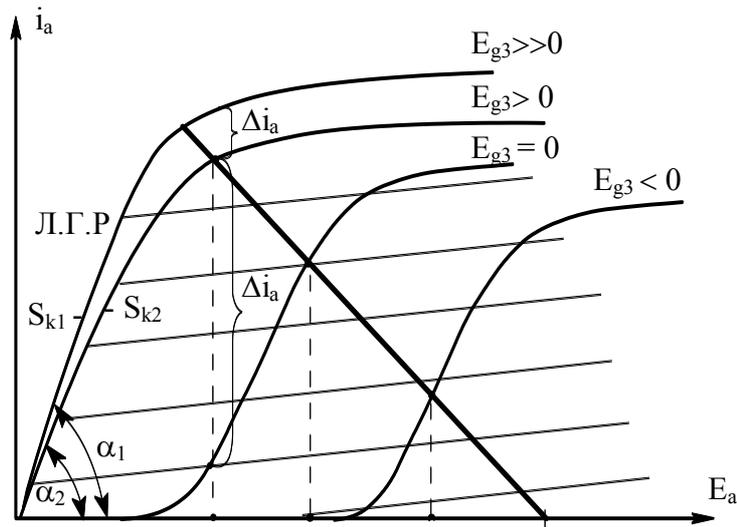


Рис. 6.1

Из этого семейства характеристик видно, что при изменении E_{g3} в области положительных значений анодный ток i_a не претерпевает заметных изменений. При этом происходит лишь некоторое уменьшение (изменение) крутизны S_k (от a_1 до a_2) линии граничного режима ЛГР. При увеличении E_{g3} несколько возрастает крутизна S_k .

Это означает, что модуляционные свойства при вариации E_{g3} в положительной области весьма ограничены. Из этого же рисунка следует, что отрицательные значения E_{g3} вызывают смещение линии граничного режима ЛГР вдоль оси абсцисс (e_a), а лампа переходит в перенапряженный режим (ток $I_{g3} = 0$). Токи управляющей и экранной сеток увеличиваются, а анодный ток уменьшается и при некотором напряжении $-E'_{g3}$ лампа запирается и ток анода $I_{a1} = 0$. Таким образом, модуляция на пентодную сетку возможна лишь при отрицательных значениях E_{g3} . Однако при $E_{g3} < 0$ сильно увеличиваются значения токов экранирующей и управляющей сеток. Следовательно, при модуляции на третью сетку режим лампы получается перенапряженным, особенно на экранирующей сетке.

Процесс модуляции анодного тока i_a протекает так же, как при анодной модуляции.

Уменьшение E_{g3} обуславливает смещение ЛГР вправо, что и вызывает деформацию импульсов анодного тока.

Динамические характеристики могут быть построены в предположении, что

$$J_{покоя} = S(E_g + DE_a - E_{g0}) = const.$$

Угол наклона динамической характеристики определяется соотношением

$$tg\beta = 1 / (Roe \cdot \gamma_1) = 1 / (Roe \cdot \alpha_1 (1 - \cos \Theta)).$$

Здесь $\gamma_1 = \alpha_1 (1 - \cos \Theta)$ – коэффициент формы импульса.

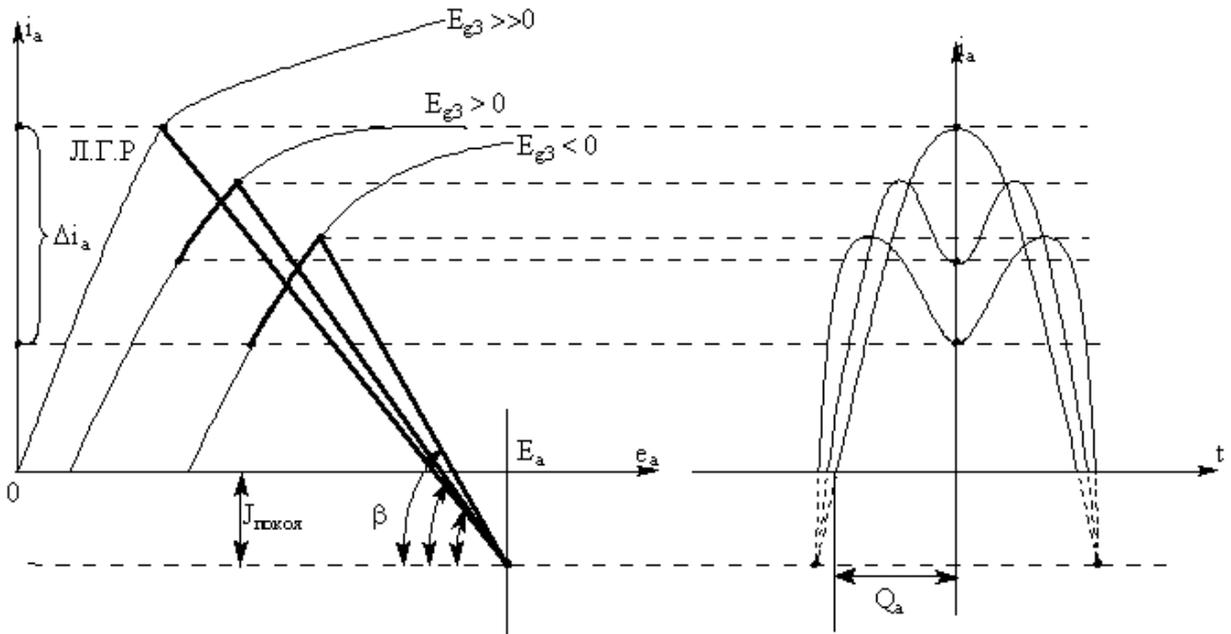


Рис. 6.2

С уменьшением E_{g3} увеличивается напряженность режима и углубляется провал в импульсе анодного тока. При этом уменьшается γ_1 , т. к. увеличивается угол отсечки Θ_a , что влечет за собой увеличение угла наклона динамической характеристики β .

Качественная картина процесса модуляции анодного тока показана на рис. 6.2.

Таковы в общих чертах физические свойства модуляции на пентоде, т.е. изменение отрицательных значений, E_{g3} вызывает перераспределение электронов и, следовательно, модуляцию первой гармоники анодного тока.

В процессе модуляции при $U_{mg} = const, E_a = const, E_{g2} = const$ напряжении на третьей сетке изменяется по закону

$$E_{g3} = E_{g3H} + U_{g\Omega} \cdot \cos \Omega t.$$

Приближенное построение СМХ.

Построение $J_{a1} = f(E_{g3})$ может быть сделано на основании следующих соображений:

Эквивалентное напряжение на пентодной сетке, как пересчитанное анодное напряжение к третьей сетке, равно

$$E_{aэ} = E_{g3} + \frac{E_a}{\mu_3},$$

где μ_3 - коэффициент усиления по третьей сетке.

Из последнего выражения видим, что изменение E_{g3} равносильно изменению эквивалентного напряжения $E_{aэ}$. А зависимость $I_{a1} = f(E_a)$ нам известна.

Следовательно, соображения о линейности СМХ, т.е. $I_{a1} = f(E)$ при анодной модуляции, рассмотренные ранее, остаются в силе применительно и к эквивалентному напряжению $E_{aэ}$ (поскольку в обоих случаях модуляция эффективна в перенапряженном режиме). Сказанное позволяет представить (в несколько идеализированном виде) зависимость $I_{a1} = f(E_{g3})$ прямой линией, т.е. $I_{a1} = I_{a1max}$ при E_{g3max} . Минимальное напряжение E_{g3} при котором $I_{a1} = 0$ может быть найдено из условия

$$E_{aэ} = 0.$$

Тогда с учетом вышеприведенного уравнения

$$E_{g3min} - \frac{E_a}{\mu_3} = 0.$$

Откуда $E_{g3min} = -\frac{E_a}{\mu_3}$.

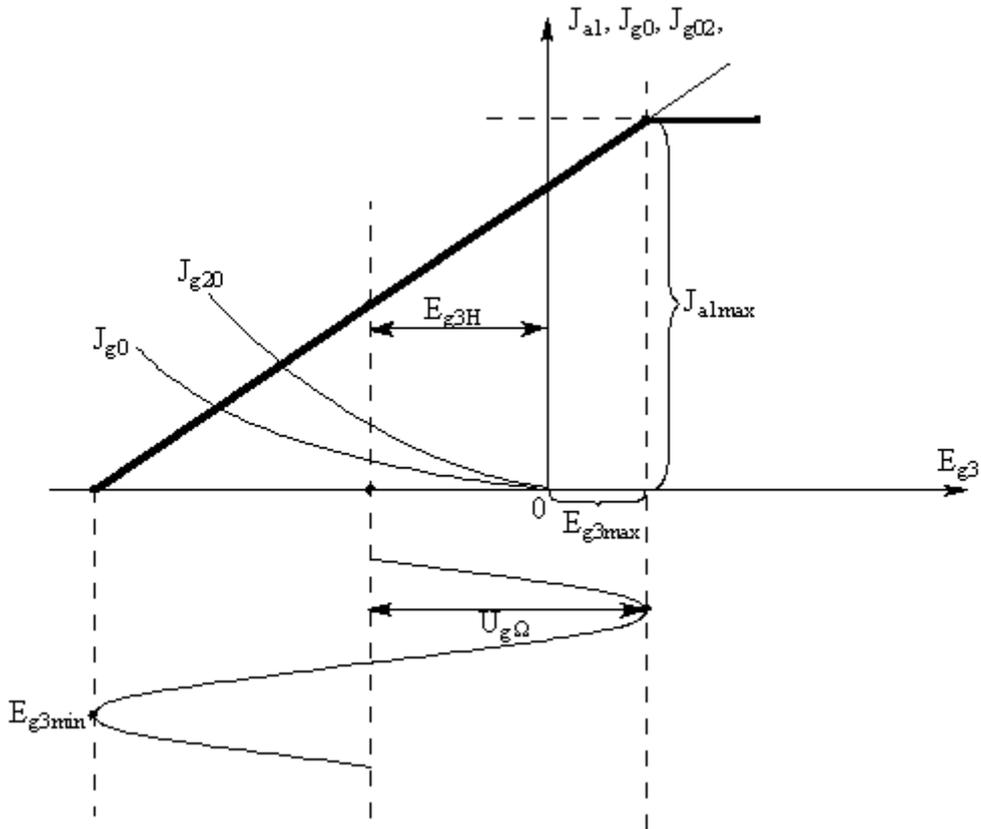


Рис. 6.3

Приведем графические зависимости от E_{g3} (рис. 6.3) .

Заметим, что для современных генераторных пентодов критический режим имеет место при

$$E_{g3max} = 0 .$$

До сих пор мы исходили из предположения, что $E_g = const$ и $E_{g2} = const$. Однако в практических условиях подобный вариант оказывается неприемлемым из-за больших значений токов экранирующей и управляющей сеток. Особенно опасен ток экранирующей сетки, который может привести к её перегреву.

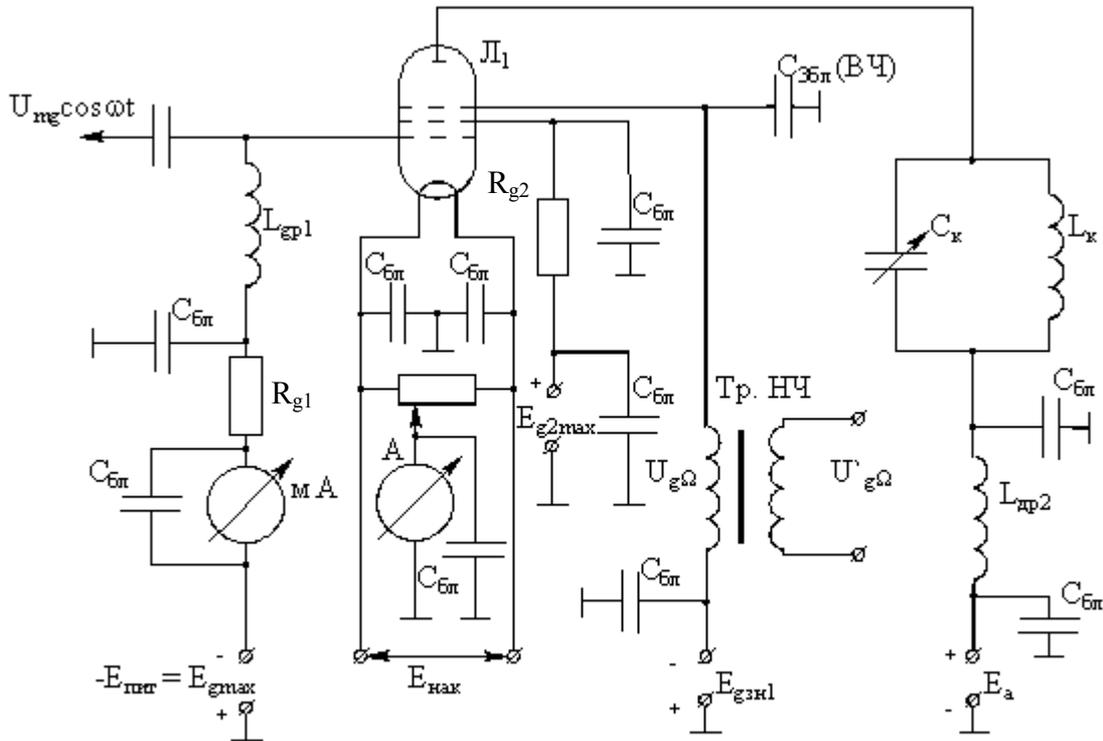


Рис. 6.4

Комбинированная пентодная модуляция лишена этого недостатка. Схема комбинированной пентодной модуляции приведена на рис. 6.4. В этой схеме напряжения E_{g1} и E_{g2} регулируются автоматически посредством сопротивлений R_{g1} и R_{g2} :

$$E_{g1} = E_{g\max} - J_{g0} \cdot R_{g1}; \quad E_{g2} = E_{g2\max} - J_{g21} \cdot R_{g2};$$

Опыт показывает, что при автоматическом питании первой и второй сеток можно получить достаточно линейные СМХ.

Ток экранирующей сетки уменьшается по сравнению с обычной пентодной модуляцией, почти в 1,5 раза. Для расчёта R_{g1} и R_{g2} можно воспользоваться соотношениями:

$$R_{g1} \approx ((0,3 \div 0,5) \cdot |E_{g\max}|) / J_{g0\max};$$

$$R_{g2} \approx ((0,1 \div 0,5) \cdot E_{g2\max}) / J_{g20\max}.$$

Рассмотрим эффективность пентодной модуляции, а также расчёт режимов ламп.

При пентодной модуляции $E_a = const$, при изменении E_{g3} коэффициент использования анодного напряжения $\xi = (J_{a1} \cdot R_{oe}) / E_a$ воспроизводит характер СМХ $J_{a1} = f(E_{g3})$.

В режиме несущей частоты $\xi_H = \xi_{\max} / 2$ (для $m=1$) и $\eta_H = \eta_{\max} / 2$, т.е. как при модуляции на управляющую сетку.

Таким образом, энергетические качества пентодной модуляции такие же, как в случае модуляции смещением E_g на управляющую сетку.

Расчет режима максимальной мощности производится как обычно, в критическом режиме.

Режим несущей частоты может быть рассчитан, исходя из известных соотношений. В режиме несущей частоты рассеяние на экранирующей сетке достигает максимального значения. При этом должно выполняться следующее условие:

$$P_{g2H} = E_{g2H} \cdot J_{g20H} \langle P_{g2\partial on},$$

$$\text{где } E_{g2H} = E_{g2max} - J_{g20H} \cdot R_{g2};$$

$$J_{g20H} \approx 0,25J_{a0max}.$$

В отличие от режима несущей частоты режим модуляции характеризуется некоторым уменьшением рассеяния на второй экранирующей сетке. Так, если исходить из линейного изменения J_{g20} от E_{g3} , то будем иметь:

$$P_{g2cp} = P_{g2H} - (m_{cp}^2 / 2) \cdot J_{g20H} \cdot R_{g2}.$$

Далее могут быть рассчитаны остальные параметры режима несущей частоты.

Из СМХ явствует, что для $m_{max} = 1$ имеют место следующие соотношения:

$$E_{g3H} = (E_{g3max} - E_{g3min}) / 2;$$

$$U_{g\Omega} = E_{g3max} - E_{g3H};$$

Тепловой режим управляющей сетки должен быть рассчитан в режиме несущей частоты

$$J_{g1H} \approx 1,5J_{g1max};$$

$$P_{g1H} = 1/2 U_{mg} \cdot J_{g1H},$$

$$J_{g0H} \approx 1,5J_{g0max};$$

$$P_{gH} = P_{g1H} + E_{gmax} \cdot J_{g0H} - J_{g0H}^2 \cdot R_{g1} \langle P_{g\partial on}.$$

Настройка генератора при модуляции на пентодную сетку протекает примерно так же, как и в случае модуляции смещением.

Режим максимальной мощности выбирается критический. В процессе настройки уточняются отдельные параметры, в частности R_{g1} и R_{g2} .

При расчете модулятора следует учитывать влияние блокировочной емкости $C_{3\partial л}$ (ВЧ). На высшей модуляционной частоте через ёмкость $C_{3\partial л}$ протекает ток $J_{c3} = U_{g\Omega} \cdot \Omega_B \cdot C_3$. Этот ток должен быть учтен при выборе лампы модулятора и расчёте её режима. Во избежание больших амплитудно-частотных искажений на высоких модулирующих частотах Ω_B модулятор должен иметь малое выходное сопротивление.

Эффективной мерой ослабления этих искажений является применение отрицательной обратной связи по напряжению $U_{g\Omega}$.

Достоинство пентодной модуляции: Требуется небольшая мощность модулятора т.к. нет сеточных токов (3-й сетки). Иногда модуляцию осуществляют прямо от микрофона через трансформатор.

Недостаток: КПД низок и сравним с КПД при сеточной модуляции смещением.

Вопросы для самопроверки

1. Особенности пентодной модуляции.
2. Чем объясняется высокая линейность СМХ при пентодной модуляции?
3. Изменяется ли угол отсечки анодного тока при пентодной модуляции?
4. Нарисуйте схему пентодной модуляции.
5. Достоинства пентодной модуляции.
6. Недостатки пентодной модуляции.

РАЗДЕЛ 7

ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ (ЧМ И ФМ)

ЧМ и ФМ заключаются в изменении частоты или фазы ВЧ колебания по закону управляющего сигнала.

ЧМ была известна в 20х годах, но практическое применение получила с середины 30х годов, с развитием техники УКВ связи.

В настоящее время ЧМ широко используется в коммерческой радиосвязи, радиовещании на метровых волнах и телевидении для передачи звукового сопровождения и т.д.

Как известно, периодические колебания можно выразить уравнением

$$i = J_m \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где φ - начальная фаза колебания, характеризующая состояние колебательного процесса в данный момент времени, ω_0 - частота ВЧ колебаний.

Фаза является функцией времени и связана с частотой зависимостью: $\varphi = \int \omega dt$. В свою очередь $\omega = d\varphi / dt$;

Взаимная зависимость фазы и угловой частоты такова, что всякое отклонение фазы от линейного закона приводит к отклонению частоты от начального значения и наоборот.

По этим причинам при ФМ всегда меняется частота, а при ЧМ – фаза.

Несмотря на их тесную связь, частотную и фазовую модуляции можно различать по тому, какой из параметров (частота или фаза) находится под воздействием модулирующего фактора.

Если модулирующий фактор меняет фазу, то модуляцию следует считать фазовой (хотя при этом меняется и частота) и, наоборот, если модулирующий фактор меняет частоту (хотя при этом меняется фаза), то модуляцию следует считать частотной.

Рассмотрим их взаимную зависимость. При ФМ фаза меняется по закону модулирующего напряжения $U_{\Omega}(t)$, т.е. $\varphi = \omega_0 t + \varphi_0$,

где $\omega_0 t$ - составляющая фазы, изменяющаяся по линейному закону; $\varphi_0 = k \cdot U_{m\Omega} \cdot \cos \Omega t$ - составляющая фазы, изменяющаяся по закону напряжения $U_{\Omega}(t)$, где k - коэффициент пропорциональности.

В результате при модуляции по фазе [1, 3]

$$i = J_m \cos(\omega_0 t + k \cdot U_{m\Omega} \cdot \cos A\Omega t), \text{ или}$$

$$i = J_m \cdot \cos(\omega_0 t + m_{\varphi} \cdot \cos \Omega t),$$

где $m_{\varphi} = k \cdot U_{m\Omega} = \Delta\varphi$ - максимальное отклонение фазы от линейного закона или индекс фазовой модуляции.

Индекс ФМ, как и коэффициент модуляции (при амплитудной модуляции) зависит от амплитуды низкой частоты $U_{m\Omega}$.

Изменение фазы приводит к изменению частоты: при опережении фазы от начального значения частота ω увеличивается, а при отставании фазы - уменьшается.

Закон изменения частоты при ФМ можно определить из уравнения

$$\omega = d\varphi / dt = (d(\omega_0 t + m_\varphi \cdot \cos \Omega t)) / dt = \omega_0 - m_\varphi \Omega \cdot \sin \Omega t = \omega_0 - \Delta\omega \cdot \sin \Omega t$$

где $\Delta\omega = m_\varphi \Omega = k \cdot U_{m\Omega} \cdot \Omega$ - максимальное отклонение частоты от начального значения или девиация частоты.

Из этого выражения следует, что при ФМ прямой пропорциональности между девиацией частоты $\Delta\omega$ и амплитудой модулирующего напряжения $U_{m\Omega}$ не наблюдается.

Девиация частоты $\Delta\omega$ зависит от частоты Ω модуляции и различна на различных модулирующих частотах. Эта зависимость объясняется так: чем больше частота модуляции Ω , тем чаще (быстрее) меняется фаза φ и, следовательно, больше скорость изменения фазы во времени (т.е. угловая частота выше).

При ЧМ частота колебаний меняется по закону модулирующего напряжения:

$$\omega = \omega_0 + \omega_1,$$

где $\omega_1 = k \cdot U_{m\Omega} \cdot \cos \Omega t$ - характеризует отклонение частоты от начального значения.

Величина $\Delta\omega = k \cdot U_{m\Omega}$ - есть максимальное отклонение частоты от среднего значения или девиация частоты.

(Сравните с $m_\varphi = k \cdot U_{m\Omega} = \Delta\varphi$ при ФМ, когда это называется индекс фазовой модуляции).

В моменты максимума, т.е. $+U_{m\Omega}$, частота увеличивается, а в моменты минимума - $-U_{m\Omega}$ частота уменьшается. При этом меняется фаза колебаний.

Определим фазу колебаний для ЧМ.

$$\begin{aligned} \varphi &= \int \omega dt = \int (\omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos \Omega t) dt = \\ &= \omega_0 t + (\Delta\omega / \Omega) \cdot \sin \Omega t + \varphi_0. \end{aligned}$$

Полагая для упрощения $\varphi_0 = 0$, получим

$$\varphi = \omega_0 t + (\Delta\omega / \Omega) \sin \Omega t = \omega_0 t + m_f \sin \Omega t, \quad (7.1)$$

$$\text{где } m_f = (\Delta\omega / \Omega) = \Delta\varphi$$

- максимальное отклонение фазы от линейного закона или индекс частотной модуляции.

Из формулы (7.1) следует что фаза колебаний при ЧМ меняется по иному закону, чем частота и не пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения $U_{m\Omega}$.

На основании уравнения (7.1) при ЧМ колебания можно представить следующим образом:

$$i = J_m \cdot \cos(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t).$$

Форма ЧМ сигнала внешне похожа на ФМ колебания. Однако, законы изменения частоты в них различны. Так, если фаза меняется по закону $\sin \Omega t$, то частота – по закону $\cos \Omega t$ и наоборот.

Взаимная связь частотной и фазовой модуляции позволяет превращать один вид модуляции в другой, что и используется на практике в косвенных методах модуляции, когда ФМ превращается в ЧМ.

Частотный спектр ЧМ и ФМ колебаний

ЧМ и ФМ колебания являются сложными сигналами и могут быть представлены бесконечным рядом гармоник (спектральных составляющих). Частотный спектр колебаний много шире, чем при амплитудной (АМ) модуляции и лишь в некоторых частных случаях равен ему.

В частотном спектре при АМ каждой гармонике модулирующего сигнала соответствует пара боковых частот $\omega_0 \pm \Omega$.

При ЧМ и ФМ даже при модуляции одним тоном появляется бесконечно большое число пар боковых частот $\omega_0 \pm n\Omega$, где $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$. Если же модулирующее колебание $\omega_0 \pm n\Omega$ содержит гармоники, то частотный спектр усложняется, и появляются еще и комбинационные боковые частоты.

Амплитуда несущей и боковых частот зависят от индекса модуляции $m_f = \Delta\omega / \Omega$ (при ЧМ) и номера боковой частоты.

С увеличением индекса модуляции амплитуда несущей частоты уменьшается, но не монотонно, а периодически и при некоторых индексах оказывается равной нулю.

Амплитуда первой боковой частоты при небольших индексах модуляции сначала возрастает, но при дальнейшем увеличении индекса m_f периодически уменьшается.

Амплитуды высших боковых частот появляются при больших индексах модуляции и периодически изменяются с ростом индекса.

С увеличением порядкового номера боковой частоты ее амплитуда уменьшается, что позволяет ограничить частотный спектр колебаний и определить его ширину, учитывая те частоты, амплитуда которых составляет 5-10% от амплитуды режима молчания. Обычно оказывается, что следует учитывать только те боковые частоты, номер которых меньше индекса модуляции, т.е. при фазовой модуляции $n_{max} \leq m_f$, а при ЧМ $n_{max} \leq m_f$.

Частотные спектры ЧМ и ФМ, несмотря на принципиальное сходство, имеют некоторые отличия. Так, частотный спектр ФМ колебаний расширяется с увеличением частоты Ω модуляции за счет увеличения интервалов между боковыми частотами.

Ширина частотного спектра ЧМ почти не изменяется с ростом частоты Ω модуляции, но уменьшается индекс модуляции m_φ и число боковых частот, а так же меняется соотношение между их амплитудами. Рассмотрим на графиках указанные спектры (рис. 7.1, рис. 7.2).

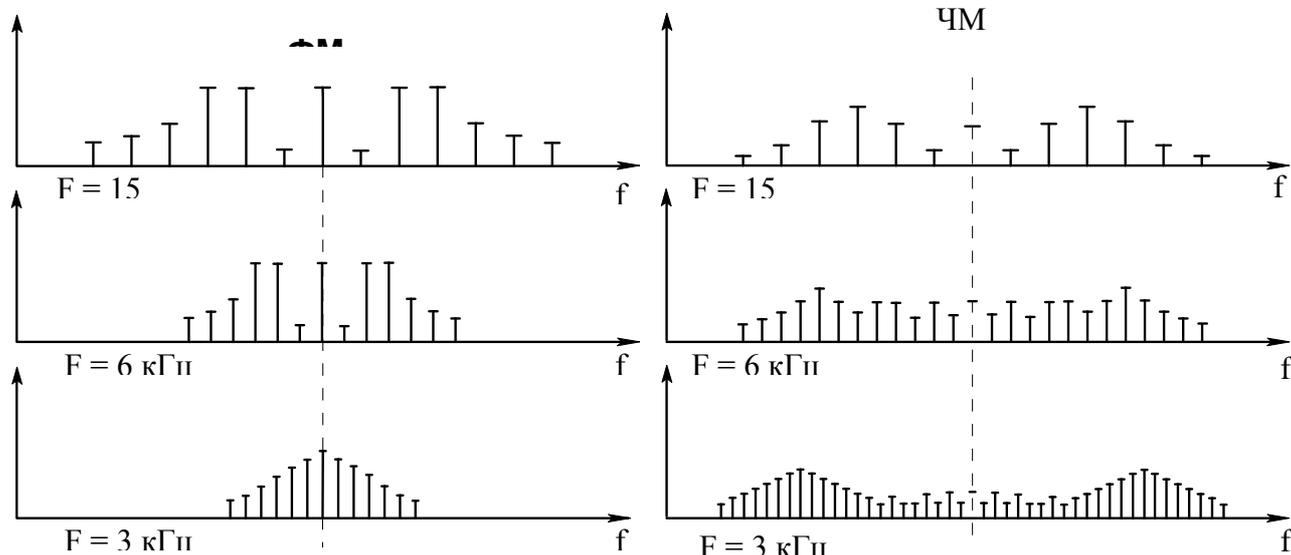


Рис. 7.1

Рис. 7.2

Итак, ширина реального спектра ЧМ и ФМ колебаний зависит от индекса модуляции. Различают два вида модуляции: узкополосную ($m < 1$) и широкополосную ($m > 1$).

При узкополосной модуляции необходимо учитывать только первую пару боковых частот $\omega_0 \pm \Omega$. Поэтому ширина полосы будет такой же, как и при АМ, т.е.

$$\Delta F = 2F_B,$$

где F_B - верхняя частота модуляции.

При широкополосной модуляции полоса значительно шире, так как учитывают все боковые частоты, порядковый номер которых меньше индекса модуляции m .

Верхней частотой модуляции является частота $F_B = n_{max} F = mF$, . Тогда ширина частотного спектра $\Delta F = 2F_B = 2mF$, где $F = \Omega / 2\pi$.

Для ЧМ колебаний:

$$\begin{aligned} m &= m_f = \Delta\omega / \Omega = \Delta f_{max} / F = \\ &= (k U_{m\Omega} / F) \cdot \Delta F_{ЧМ} \approx (2\Delta f_{max} \cdot F) / F \approx 2\Delta f_{max} = 2k U_{m\Omega}. \end{aligned}$$

Для ФМ колебаний:

$$m = m_\varphi = \Delta\varphi; \Delta F_{ФМ} = 2m_\varphi F = 2\Delta\varphi F = 2k U_{m\Omega} \cdot F.$$

ВЫВОДЫ: При ЧМ основная ширина полосы частотного спектра зависит от девиации частоты $\Delta\omega = 2\pi\Delta f = k \cdot U_{m\Omega}$, т.е. пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения U_{Ω} и не зависит от частоты модуляции.

При ФМ ширина полосы зависит и от амплитуды модулирующего напряжения, т.к. $\Delta\varphi = k \cdot U_{m\Omega}$ и от частоты модуляции F . При ФМ полоса шире, чем при ЧМ.

Зависимость полосы от частоты модуляции – крупный недостаток ФМ, по сравнению с частотной и делает невыгодным практическое использование ФМ колебаний.

7.1 Влияние умножения частоты при ЧМ и ФМ

При подаче на нелинейный прибор (варактор) колебаний $i = J_m \sin(\omega t + \varphi)$, на его выходе, кроме основной компоненты, будут и гармоники, т.е. при использовании умножителей в тракте получим зависимость

$$i = J_{mn} \sin(n\omega_0 t + n m \cos \Omega_0 t + n\varphi_0);$$

где n – коэффициент умножения.

Из уравнения следует, что при умножении частоты в n -раз в это же число раз умножается индекс модуляции m , а, следовательно, в n -раз увеличивается отклонение частоты Δf или фазы $\Delta\varphi$ колебаний передатчика. Таким образом, применяя умножение частоты колебаний можно получить углубление модуляции.

Энергетические вопросы: Применение ЧМ или ФМ позволяет значительно повысить использование УМ передатчика, особенно в выходных ступенях. Это объясняется тем, что амплитуда колебаний остается неизменной, а значит остается неизменным режим передатчика. Последнее позволяет полностью использовать выходную мощность активных элементов и выбрать наиболее целесообразный режим, обеспечивающий получение наибольшей мощности или КПД данной ступени.

Основные качественные характеристики: При модуляции колебаний по частоте или фазе качественные показатели передатчика определяются несколькими характеристиками (аналогичными при АМ): статической и динамической модуляционной характеристикой, частотной характеристикой, уровнем шумов и фона относительно заданной глубины модуляции, нелинейными искажениями и т.д.

Однако в отличие от АМ при ЧМ характеристики определяют изменение не амплитуды колебаний, а изменение частоты или фазы ВЧ колебаний от величины модулирующего напряжения U_{Ω} .

Аналогично случаю АМ, частотная характеристика при ЧМ определяет зависимость изменения частоты колебаний $\Delta f = \Delta\omega / 2\pi$ от частоты

модулирующего сигнала $\Omega = 2\pi F$, а при ФМ - зависимость фазы колебаний от частоты $\Delta\varphi$ модулирующего сигнала U при неизменной амплитуде U_{Ω} .

Следует отметить, что при проектировании и настройке ЧМ и ФМ передатчиков для уменьшения нелинейных искажений необходимо уделить внимание правильному выбору ширины полосы пропускания контуров и точности их настройки. Нелинейные искажения при ЧМ могут возникнуть также вследствие паразитной амплитудной модуляции. Обычно считается допустимым иметь коэффициент АМ около 1%.

7.2 Схемы фазовой модуляции

Фазовая модуляция на практике используется как предварительная ступень для последующего превращения в частотную. Принцип фазовой модуляции основан на получении боковых частот, сдвинутых по фазе относительно несущей частоты на 90° . В результате сложения боковых частот и несущей получаются колебания, модулированные по фазе. При этом возникает паразитная АМ, поскольку вектор результирующего колебания изменяет свою амплитуду.

Рассмотрим блок-схемы, с помощью которых осуществляют фазовую модуляцию.

Блок – схема без преобразования частоты приведена на рис. 7.3.

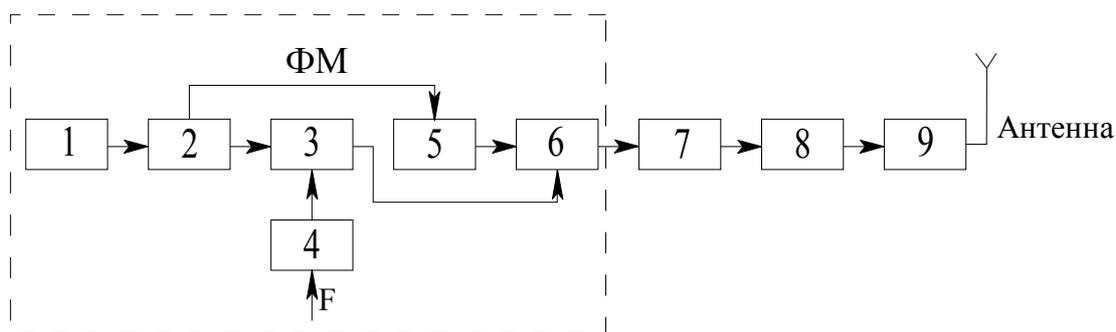


Рис. 7.3

В эту схему входят следующие блоки:

1. Высокостабильный генератор несущей частоты ω ;
2. Буферный каскад;
3. Балансный модулятор;
4. Обычный модулятор;
5. Фазовращающее устройство;
6. Смеситель (сумматор);
7. Амплитудный ограничитель;
8. Умножители частоты;
9. Усилитель мощности (УМ) модулированных колебаний.

Принцип работы схемы: напряжение несущей частоты ω от генератора 1 через буферный каскад 2 поступает на фазовращающее устройство 5, сдвигается по фазе на 90° и подается на смеситель 6. На балансный модулятор 3 приходит напряжение несущей частоты ω и низкой частоты F от обычного модулятора 4. На выходе балансного модулятора 3 появляются колебания боковых частот $\omega_0 + \Omega$ без несущей частоты. Эти колебания поступают на смеситель 6 и в его нагрузке возникают колебания несущей ω и боковых частот сдвинутых по фазе на 90° и образующих модуляционный вектор J_1 (первой боковой частоты). Результирующие колебания будут модулированы по амплитуде и по фазе. Для устранения паразитной АМ применяют амплитудные ограничители 7.

Указанное фазомодулирующее устройство ФМ отмечено (пунктиром) может дать максимальную девиацию фазы $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$, но с большими нелинейными искажениями (из-за нарушения прямой пропорциональности между фазой и модулирующим напряжением U_Ω). Следовательно, девиацию фазы необходимо выбирать не более $35 \div 40^\circ$, а индекс фазовой модуляции $m_\varphi \leq 0,5$ (при этом девиация частоты составит $\Delta f_{min} = m_\varphi F_{min} = 0,5 F_{min}$).

Для увеличения индекса модуляции m_φ и девиации частоты Δf применяют многократное умножение частоты. В результате чего несущая частота ω , m_φ и Δf увеличиваются в n -раз.

Может оказаться, что потребуется очень низкая несущая частота ω генератора. Действительно, при необходимой девиации частоты на выходе передатчика $\Delta\omega / 2\pi = \Delta f = 80 \text{ кГц}$ и при частотах модуляции от 50 Гц до 10^4 значение девиации $\Delta f_{min} = 0,5 F_{min} = 0,5 \cdot 50 = 25$ Гц. При этом следует увеличить индекс модуляции m_φ в n -раз, т.е.

$$n = \Delta f / \Delta f_{min} = (80 \cdot 10^3 \text{ Гц}) / 25 \text{ Гц} = 3200$$

и при работе на $f_{раб} = 50 \text{ МГц}$ (т.е. $\lambda = 6 \text{ м}$) несущая частота генератора потребуется низкой

$$f_{ген} = (50 \cdot 10^6 \text{ Гц} / 3200) \approx 15 \text{ кГц}.$$

Очевидно, что при такой низкой частоте $f_{ген}$ и полосе 10 кГц обеспечить прохождение боковых частот невозможно. Поэтому для нормальной работы передатчика частота генератора должна быть в несколько раз больше частоты модуляции, т.е. $f_{ген} \gg f_{max}$.

Использовании схем с преобразованием частоты $f_{ген}$

Кроме многократного умножения, приходится понижать несущую частоту $f_{раб}$ с тем, чтобы обеспечить достаточно высокую частоту

генератора $f_{ген}$ и нужную частоту на выходе. Частота преобразуется по тому же принципу, что и в супергетеродинных приемниках, однако девиация фазы при этом не снижается (рис. 7.4).

Рассмотрим такую структуру:

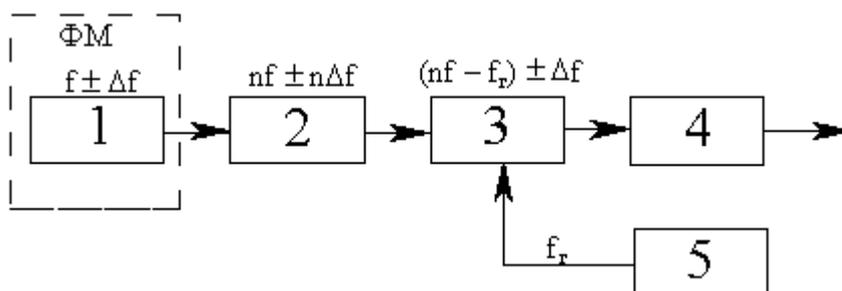


Рис. 7.4

В данную схему входят следующие блоки:

1. Фазовый модулятор;
2. Умножитель частоты;
3. Смеситель (преобразователь);
4. Умножитель;
5. Гетеродин.

Необходимость в многократном умножении и преобразовании частоты делает схемы передатчиков с ФМ сложными и дорогими.

7.3 Схемы частотной модуляции

На практике применяются два метода ЧМ:

- 1) косвенный;
- 2) прямой.

Косвенный метод заключается в преобразовании фазовой модуляции в частотную. С этой целью в схеме фазовой модуляции необходимо получить такие модулированные колебания, у которых девиация фазы $\Delta\varphi$ была бы обратно пропорциональна частоте Ω , как при ЧМ, для которой справедливо условие:

$$m_f = \Delta\varphi = \Delta\omega / \Omega; \text{ (индекс частотной модуляции).}$$

При выполнении этого условия девиация частоты $\Delta\omega$ будет прямо пропорциональна амплитуде модулирующего колебания, $U_{m\Omega}$ и частота будет изменяться по закону этого колебания, т.е.

$$\omega = \omega_0 + kU_{m\Omega} \cdot \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t. \quad (7.2)$$

Преобразование можно осуществить, если на вход фазового модулятора (ФМ) подать не первоначальное модулирующее напряжение $U_{m\Omega}$, а напряжение, преобразованное так, чтобы после фазовой модуляции можно было получить колебания с частотой, меняющейся по закону U_{Ω} . Если

обозначить преобразованное модулирующее напряжение через $U(t)$, то при ФМ

$$\varphi = \omega_0 t + \varphi_1 = \omega_0 t + kU(t),$$

при этом частота:

$$\omega = d\varphi / dt = \omega_0 + k(dU(t) / dt).$$

Для выполнения условия (7.2) необходимо, чтобы

$$k \cdot (dU(t) / dt) = \Delta\omega \cdot \cos \Omega t,$$

тогда

$$U(t) = \int (\Delta\omega / k) \cos \Omega t dt = (\Delta\omega / k\Omega) \sin \Omega t = U_{m\Omega} \sin \Omega t.$$

Следовательно, связь модулирующего напряжения U_{Ω} и искомого напряжения $U(t)$ должна быть следующей:

$$U(t) = \int U_{m\Omega} dt;$$

т.е. преобразование модулирующего напряжения на входе фазового модулятора заключается в его интегрировании.

Преобразование производится с помощью интегрирующих цепей (рис. 7.5).

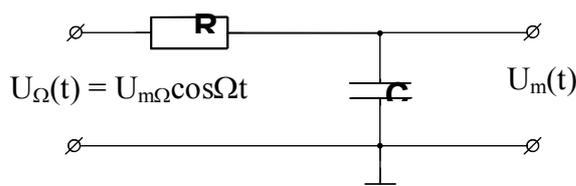


Рис. 7.5

где $R \gg 1/\Omega C$.

Если напряжение на входе интегрирующей цепи

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

то на её выходе, т.е. на емкости C

$$U_m(t) = U_{m\Omega} / ((R + 1/j\Omega C) \cdot j\Omega C) \approx -j \cdot (U_{m\Omega} / RC\Omega),$$

т.е. напряжения $U(t)$ и $U_{m\Omega}$ сдвинуты по фазе на $-90^\circ (-\pi/2)$ т.к. в выражение входит множитель $-j$.

По этим причинам мгновенное напряжение $U(t)$ меняется по закону, $\sin \Omega t$ если U_{Ω} меняется по закону $\cos \Omega t$.

Таким образом, передатчик с ЧМ по принципу косвенной модуляции отличается от передатчика с ФМ наличием интегрирующей цепи на выходе амплитудного модулятора.

Косвенный метод ЧМ даёт высокую стабильность несущей частоты ω , т.к. в генераторе осуществляется кварцевая стабилизация частоты.

Недостатки:

1. Сложность схемы передатчика.
2. Необходимость многократного деления и умножения частоты.

Это ограничивает их широкое применение и используются косвенные методы лишь в мощных стационарных передатчиках.

Прямой метод ЧМ достигается прямым воздействием на контур автогенератора.

Основным недостатком является низкая стабильность частоты. Для повышения стабильности применяют АПЧ. Такой метод (т.е. прямой метод ЧМ) широко применяется на практике, т.к. позволяет осуществить глубокую широкополосную модуляцию.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое индекс фазовой модуляции?
2. Что такое индекс частотной модуляции?
3. Как прийти от фазовой модуляции к частотной?
4. Нарисуйте схему фазовой модуляции без преобразования частоты.
5. Нарисуйте схему фазовой модуляции с преобразованием частоты.
6. Достоинства частотной модуляции.
7. Недостатки фазовой модуляции.

РАЗДЕЛ 8 ПРЯМОЙ МЕТОД ЧМ С ВАРИКАПОМ

В схемах ЧМ с варикапом используется свойство р-п перехода закрытого диода, когда емкость перехода зависит от величины запирающего напряжения, приложенного к переходу. Варикапы можно применять на частотах до нескольких сотен МГц [2,4,6].

Достоинство: малые габариты.

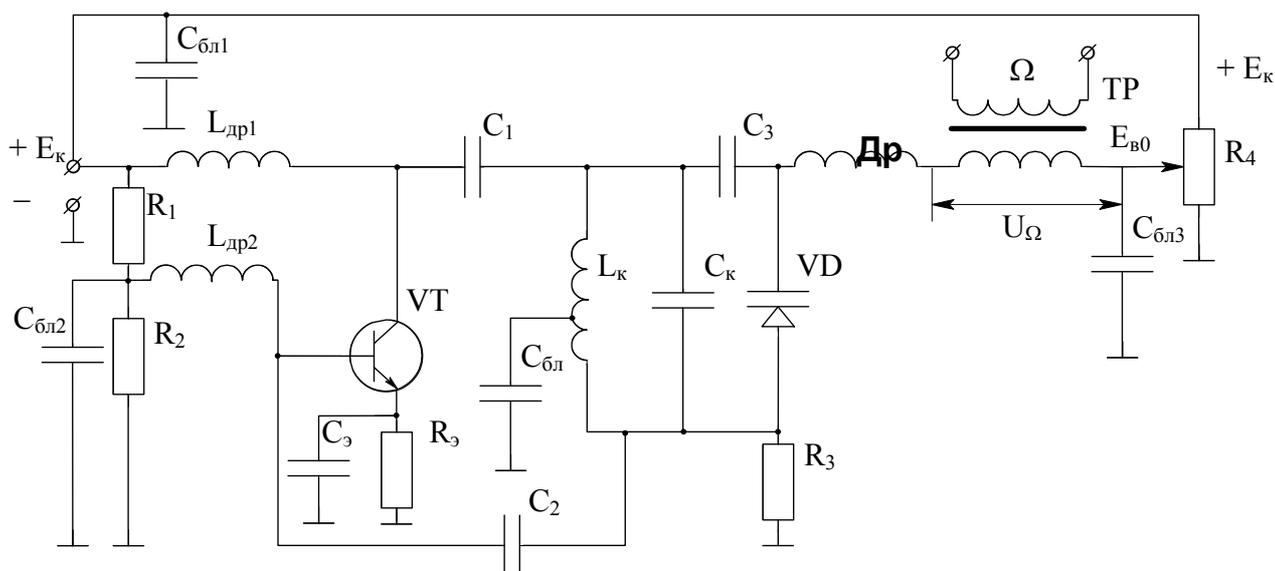


Рис. 8.1

Схема автогенератора с управляемым варикапом приведена на рис. 8.1.

Варикап, т.е. диод VD включается параллельно контуру автогенератора. Начальное смещение E_{B0} на диод подается с потенциометра R_4 . Величина этого смещения должна быть такой, чтобы диод был закрытым при наличии ВЧ напряжения U_{ω} и модулирующего напряжения U_{Ω} , снимаемого с вторичной обмотки трансформатора, т.е.

$$E_{B0} + U_{\Omega} + U_{\omega} < 0.$$

Величина $C_{блз}$ выбирается из условия

$$1 / \omega C_{блз} \ll 1 / \omega C_{зар},$$

где $C_{зар}$ - зарядная емкость диода. На рис.8.2 приведена вольт-фарадная характеристика варикапа.

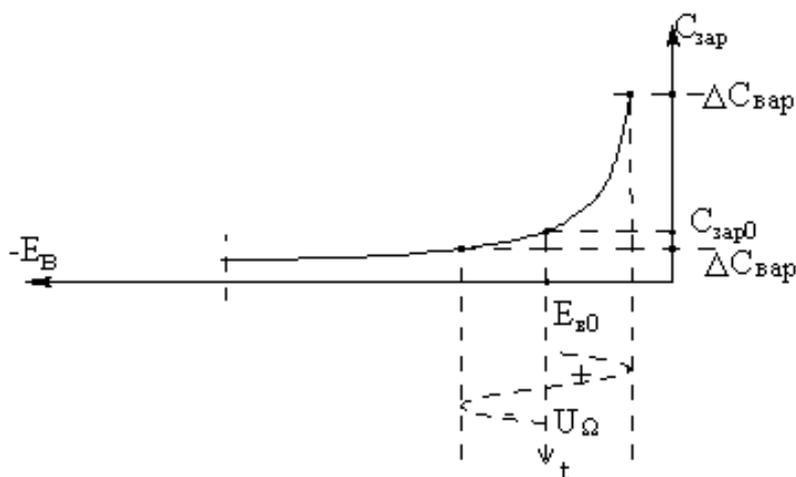


Рис. 8.2

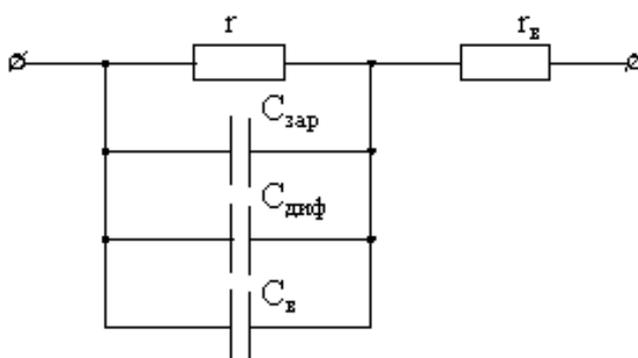


Рис. 8.3

Эквивалентная схема варикапа приведена на рис. 8.3, где

r - сопротивление р – n перехода;

r_B - сопротивление выводов диода;

C_B - емкость между выводами;

$C_{диф}$ - диффузионная емкость;

$C_{зар}$ - зарядовая емкость.

При знаке $-$ у E_{B0} значения $r \rightarrow \infty$ и $C_{диф} \rightarrow 0$, а $C_B \ll C_{зар}$, тогда упрощенная эквивалентная схема варикапа следующая (рис. 8.4):

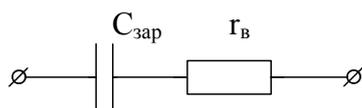


Рис. 8.4

Емкость $C_{зар}$ определяется наличием объемного заряда в запирающем слое и мало зависит от частоты и температуры.

Аналитическая зависимость:

$$C_{зар} = K_{II} / \sqrt{\varphi_K + E_B} \approx K_{II} / \sqrt{E_B}, \quad \text{т. к. } E_B \gg \varphi_K,$$

где $\varphi_R \approx 0.5B$ - контактная разность потенциалов р-п перехода,

K_{II} - коэффициент пропорциональности.

При изменении напряжения смещения на величину $\Delta E_B \gg \varphi_K$, значение

$$\Delta C \approx (K_{II} \Delta E) / 2 E_{B0}^{3/2},$$

где E_{B0} - напряжение на р-п переходе в режиме молчания.

На практике широко применяются следующие схемы включения варикапов:

1. автотрансформаторная связь с автогенератором;
2. емкостная связь с автогенератором.

Автотрансформаторная схема обладает меньшей широкополостностью, по сравнению с емкостной связью, которая к тому же имеет и меньшие нелинейные искажения!

Методика расчета схем ЧМ с варикапом изложена в [2,5].

ЧМ при использовании варикондов (сегнетодиэлектрических конденсаторов)

Получение ЧМ с помощью варикондов весьма перспективно, т.к. в этом случае нелинейность модуляционной характеристики оказывается меньше, чем при использовании варикапов. Схемы включения аналогичны варикапам. Вариконды допускают изменение емкости в широком диапазоне частот от инфракрасных до СВЧ, обладают малой инерционностью и работают в широком диапазоне температур, влажности и перегрузок.

Недостаток: большие диэлектрические потери.

РАЗДЕЛ 9

ПРЯМОЙ МЕТОД ЧМ С РЕАКТИВНЫМ ТРАНЗИСТОРОМ

В настоящее время нашли применение схемы модуляции с реактивными транзисторами. Обычно передатчик с реактивным элементом имеет частотный модулятор, воздействующий на генератор. В качестве реактивного элемента может применяться и биполярный транзистор, так называемый реактивный управитель на транзисторе.

Реактивным управителем называют такую схему, в которой вследствие обратной связи сдвиг фаз между напряжением на базе и на коллекторе осуществляется на $\pm 90^\circ$.

Приведем аналогичные схемы для транзисторных управителей, при этом следует учитывать зависимость их параметров от частоты (рис. 9.1).

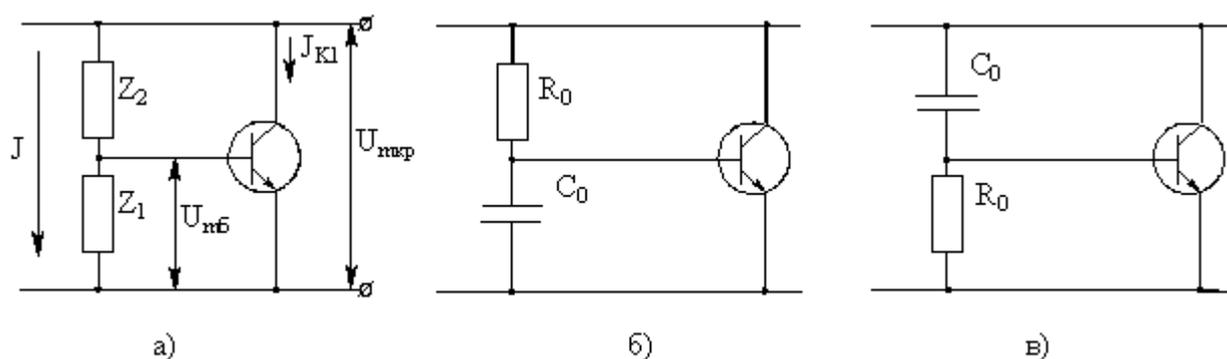


Рис. 9.1

В реактивном транзисторе участок эмиттер - коллектор эквивалентен некоторому реактивному сопротивлению, величина которого зависит от напряжения на электродах. При изменении напряжения на одном из электродов, например, на базе с частотой модуляции Ω меняется реактивность транзистора, а, следовательно, и частота автогенератора.

Реактивный транзистор может представлять собой ёмкостное или индуктивное сопротивление, в зависимости от величины и характера сопротивлений делителя Z_1 и Z_2 (рис.9.1,а).

Определим эквивалентное сопротивление транзистора на участке коллектор – эмиттер.

Напряжение на базе

$$U_{m\bar{b}} = J \cdot Z_1 = (U_{mk} / (Z_1 + Z_2)) \cdot Z_1,$$

где $J = U_{mk} / (Z_1 + Z_2)$ - ток делителя.

Так как в качестве реактивных транзисторов применяют транзисторы с малой проницаемостью D и большим внутренним сопротивлением R_i , то амплитуда первой гармоники J_{k1} совпадает по фазе с напряжением на базе

$$J_{k1} = S_{cp} \cdot U_{m\bar{b}},$$

где S_{cp} - средняя крутизна.

Эквивалентное сопротивление на участке коллектор - эмиттер при $Z_1 \gg Z_2$

$$Z_{\text{Э}} \approx Z_2 / (Z_1 \cdot S_{cp}) = 1 / (K_{OC} \cdot S_{cp}),$$

где $K_{OC} = 0,04 \div 0,07$ - коэффициент обратной связи реактивного транзистора.

Рассмотрим два основных случая работы реактивного транзистора.

1. Пусть. $Z_1 = 1 / j\omega C_0$, а $Z_2 = R_0$. Тогда

$$Z_{\text{Э}} = j\omega \cdot (C_0 R_0 / S_{cp}) = j\omega L_{\text{Э}},$$

т.е. транзистор эквивалентен некоторой индуктивности, которая зависит от параметров делителя и средней крутизны (рис. 9.1.б).

2. Пусть $Z_1 = R_0$, а $Z_2 = 1 / j\omega C_0$. Тогда

$$Z_{\text{Э}} = 1 / (j\omega C_0 R_0 S_{cp}) = 1 / j\omega C_{\text{Э}},$$

т.е. транзистор эквивалентен емкости, которая зависит от параметров делителя и средней крутизны (рис. 9.1,в).

Для неискаженной модуляции изменение крутизны, а, следовательно, девиация частоты $\Delta\omega$ должны быть пропорциональны амплитуде $U_{m\Omega}$ модулирующего напряжения. Следовательно, зависимость $S_{cp} = f(U_{m\Omega})$ должна быть также линейной.

Модуляционной характеристикой при ЧМ (рис. 9.2) называют зависимость

$$\Delta\omega / \omega = f(U_{m\Omega}),$$

где $U_{m\Omega}$ - напряжение модуляции на базе транзистора;

$\Delta\omega / \omega$ - относительная девиация частоты (рис. 9.2).

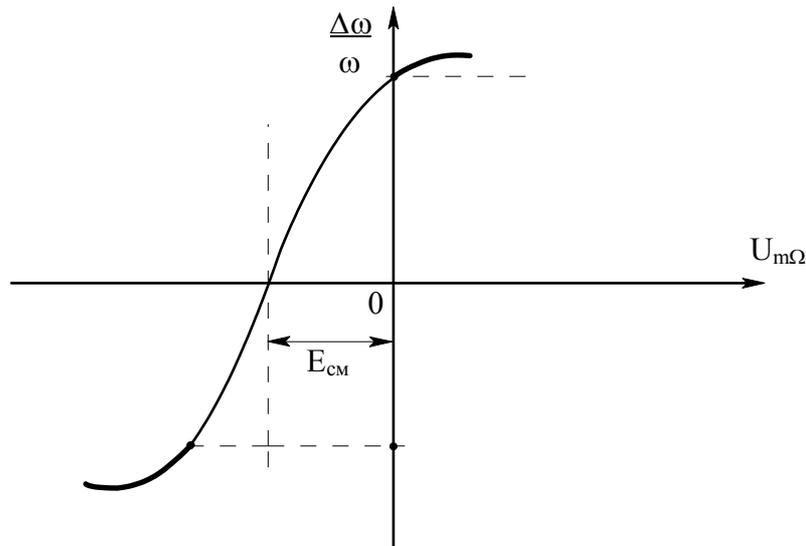


Рис. 9.2

Обычно девиация частоты $\Delta\omega$ пропорциональна изменению тока транзистора $J_{K_{ip}}$.

К реактивным транзисторам предъявляются требования возможно большей девиации $\Delta\omega$ и возможно меньшей паразитной АМ, возникающей из-за того, что реактивный транзистор вносит в контур автогенератора активное сопротивление, изменяющее амплитуду тока $J_{K_{1p}}$.

Схемы ЧМ с реактивным транзистором не обладают достаточно высокой стабильностью несущей частоты ω , что обусловлено дестабилизирующим влиянием транзистора, т.е. из-за непостоянства коллекторного тока $J_{K_{1p}}$, нестабильности напряжения питания и т.д.

Для ослабления этого дестабилизирующего влияния применяют двухтактную схему модулятора.

Рассмотрим схему включения реактивного транзистора в автогенератор (рис. 9.3).

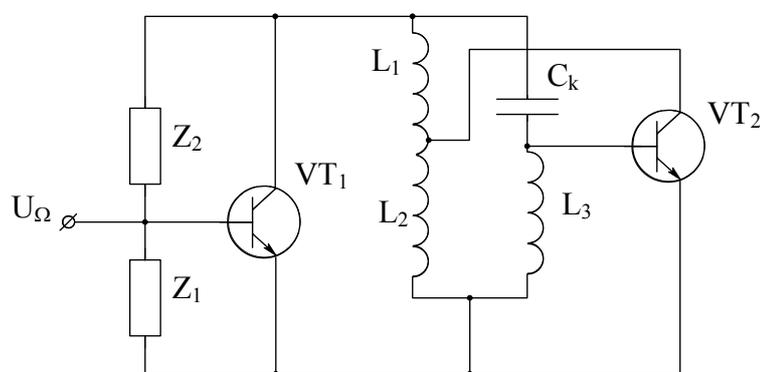


Рис. 9.3

Эквивалентная схема (по ВЧ) автогенератора с реактивным транзистором.

$$L_K = L_1 + L_2 + L_3$$

$$K_{OC} = L_3 / (L_1 + L_2 + L_3);$$

Для увеличения отклонения частоты $\Delta\omega$ автогенератора ток коллектора реактивного транзистора VT_1 должен быть соизмерим с током коллектора автогенератора VT_2 . Кроме того, для увеличения девиации $\Delta\omega$ коэффициент включения P_{pm} коллекторной цепи реактивного транзистора к контуру АГ желательно брать возможно большим, а коэффициент включения P автогенератора и добротность Θ контура по возможности меньшими. Тогда в самом общем случае можно записать

$$\Delta\omega / \omega = 0,5(U_k / U_{тккpm})(J_{к1pm} / J_{к1})(P_{pm} / P^2 Q) \cdot \sin \varphi_{pm},$$

где φ_p - угол или фазовый сдвиг между током J_{KIPmp} и напряжением $U_m K_{Pmp}$.

В лучшем случае полное значение $\varphi_{Pmp} = \pm 90^\circ$. При $\varphi_{Pmp} \neq \pi / 2$ будет появляться паразитная АМ. Поэтому требуется тщательный подбор фазирующей цепи реактивного транзистора VT₁.

Реактивный транзистор или реактивный управитель на транзисторе могут работать в двух режимах:

- без отсечки коллекторного тока;
- с отсечкой коллекторного тока.

В первом режиме изменение тока J_{KIPmp} реактивного транзистора вызывается изменением крутизны S_p транзистора в зависимости от напряжения смещения E_δ реактивного транзистора. При этом для линейного изменения частоты $\Delta\omega$ необходимо иметь линейное изменение крутизны $S_{cp} = f(E_{cm})$, что соответствует работе транзистора на квадратичном участке статической характеристики транзистора $i_\delta = f(e_\delta)$.

Другой режим работы транзистора возможен при переменном значении угла отсечки $\Theta_{Kp.mp}$, когда статическая характеристика транзистора $i_\delta = f(e_\delta)$ может быть представлена в виде отрезков двух прямых, один из которых совпадает с осью абсцисс, а другой имеет неизменную крутизну S_{Pmp} . Линейная зависимость $\Delta\omega$ от E_δ будет выполняться при $\Theta_{Kp.mp.vax} < 110^\circ$. В этом режиме девиация $\Delta\omega$ оказывается больше чем в первом режиме.

Величина нелинейных искажений определяется подбором квадратичного участка характеристики реактивного транзистора или диапазоном изменения угла отсечки $\Theta_{Kp.mp}$. Однако даже при линейном изменении тока реактивного транзистора нелинейные искажения будут заметны.

В действительности, вследствие нелинейности реальных характеристик транзистора, а также из-за паразитной АМ, нелинейные искажения оказываются ещё больше.

С целью повышения девиации частоты $\Delta\omega$ (до 30÷40%) и стабильности несущей ω , а также с целью уменьшения нелинейных искажений может использоваться двухтактная схема включения реактивных транзисторов (рис. 9.4).

Приведём структурную схему ЧМ с АПЧ (рис. 9.5).

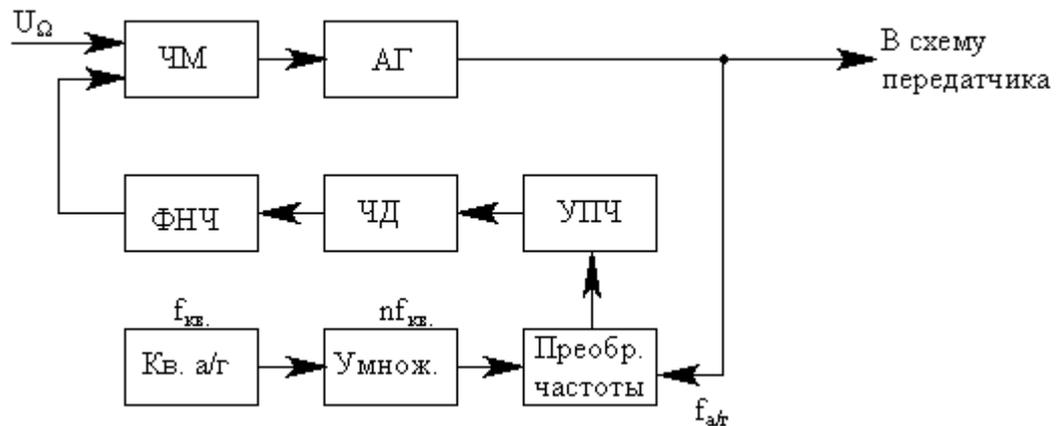


Рис. 9.5

В данную схему входят:

ЧМ – частотный модулятор;

АГ – автогенератор;

УПЧ – усилитель промежуточной частоты;

ЧД – частотный дискриминатор;

ФНЧ – фильтр нижних частот (с $F_{\text{ВЕРХН.}} = 5 \div 10$ Гц);

Схема АПЧ способна лишь уменьшить нестабильность частоты, но не уничтожает изменений полностью. Коэффициент стабилизации обычно

$$K_{СТ} = \Delta f_{\text{без АПЧ}} / \Delta f_{\text{с АПЧ}} \approx 100.$$

Рассмотренные выше схемы ЧМ с реактивными транзисторами широко применяются на частотах до $60 \div 70$ МГц. При дальнейшем повышении частоты начинает сказываться влияние собственных ёмкостей транзистора, отчего изменяются фазовые соотношения в схеме, и нарушается её нормальная работа.

Вопросы для самопроверки

1. Для чего применяют варикапы в РПУ?
2. Достоинства и недостатки варикапов.
3. Нарисуйте схему автогенератора с управляемым варикапом.
4. Что такое реактивный транзистор?
5. Достоинства реактивного транзистора, по сравнению с варикапом.
6. Нарисуйте схему автогенератора с реактивным транзистором.
7. Для чего применяют схемы АПЧ в автогенераторах?

РАЗДЕЛ 10 ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (ОМ)

Радиосвязь на одной боковой полосе обладает повышенной эффективностью.

Однополосная связь является самой узкополосной. Этим объясняется большой интерес к системам однополосной модуляции, наблюдаемый в последние годы.

Впервые на возможность такой модуляции указал В.М. Шулейкин в 1915-1916 гг. Однако практическое осуществление однополосной модуляции вызвало тогда целый ряд технических трудностей, преодолеть которые оказалось возможным только в последние годы.

Принцип действия ОМ заключается в том, что в передатчике из всего частотного спектра, полученного при АМ и равного по ширине удвоенному спектру управляющего (модулирующего) сигнала U_{Ω} выделяется одна боковая полоса частот, колебания которой излучаются антенной.

В самом общем случае структурная схема однополосного передатчика имеет следующий вид (рис. 10.1):

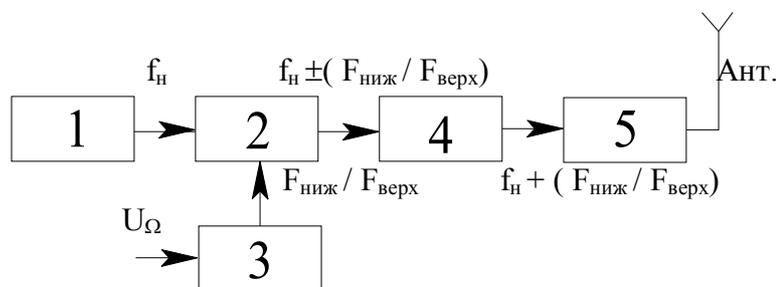


Рис. 10.1

1. Автогенератор.
2. Балансный модулятор.
3. Обычный модулятор (УЗЧ).
4. Фильтры боковой полосы.
5. Усилитель модулированных колебаний.

На выходе балансного модулятора появляются колебания верхней и нижней боковых частот. Несущая же частота почти полностью подавляется. Напряжение боковых частот поступает на систему фильтров, которые подавляют одну (нижнюю) боковую полосу частот. Далее напряжение второй (верхней) боковой полосы частот поступает на усилитель модулированных колебаний. Последний усиливает мощность верхней боковой полосы частот до заданной величины и передает ее в антенну.

Для приема таких колебаний и воспроизведения модулирующей частоты Ω необходимо наличие несущей частоты ω , которая восстанавливается в приемнике с помощью специального гетеродина. Частота гетеродина f_G

приемника должна точно (до единиц Герц) соответствовать несущей f_H . В противном случае появляются большие нелинейные искажения, и прием делается невозможным.

Ранее мы получали, что спектр АМ колебаний (для чистого sin-го тона) определяется тремя составляющими – несущей частоты и двух боковых частот [1,3,4]:

$$i_a = J_{a1H} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = J_{a1H} \cos \omega_0 t + (mJ_{a1H} / 2) \cos(\omega_0 + \Omega)t + (mJ_{a1H} / 2) \cos(\omega_0 - \Omega)t.$$

При подавлении несущей и одной боковой получим:

$$i_a = m^* \cdot J_{a1H} \cos(\omega_0 + \Omega)t, \text{ или} \\ i_a = m^* \cdot J_{a1H} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (10.1)$$

Последнее выражение (10.1) содержит в себе информацию о передаваемом сигнале. Она заключена в m^* и Ω . При этом m^* не представляет собой коэффициент модуляции в обычном понимании. Здесь m^* характеризует уровень громкости.

Интересно отметить, что огибающая однополосных колебаний не воспроизводит форму исходного сигнала Ω , как это имеет место при обычной АМ.

Так, например, при модуляции одной частотой Ω огибающая однополосных колебаний $J_{a1}(t)$ изображается прямой линией параллельной оси абсцисс. Частота ВЧ заполнения равна для верхней боковой $f_0 + F$ (рис. 10.2).

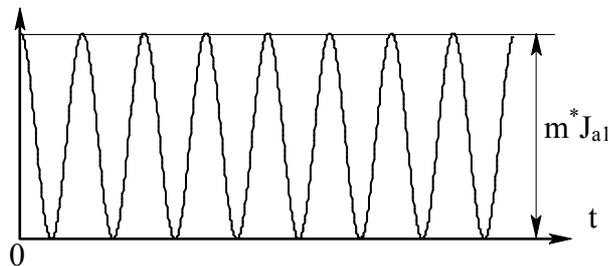


Рис. 10.2

При более сложном модулирующем сигнале выделенный однополосный сигнал представляет собой ВЧ колебание с огибающей, форма которой определенным образом связана с формой модулирующего сигнала. При этом мгновенная амплитуда однополосного сигнала пропорциональна мгновенному значению модулирующего напряжения U_{Ω} .

Частота заполнения в общем случае

$$\omega'_0 = d / dt [\omega_0 t + \varphi(t)] = \omega_0 + (d / dt) \varphi(t).$$

Выражение (10.2) позволяет в общем виде решать вопрос о частоте однополосного колебания. Речь идет о частоте, меняющейся во времени. В простейшем случае, при \sin модуляции имеем:

$$\omega'_0 = d / dt [\omega_0 t + \Omega t] = \omega_0 + \Omega. \quad (10.2)$$

Колебания, полученные в результате однополосного преобразования, могут быть отнесены к колебаниям с амплитудно-фазовой или амплитудно-частотной модуляцией. Однако полоса частот таких колебаний равна полосе частот модулирующего напряжения U_Ω .

Однополосная передача является, как мы уже знаем, самой узкополосной.

При ОМ спектр модулирующего напряжения U_Ω транспонируется в область ВЧ.

На рис.10.3 приведены для сравнения спектры частот для разных типов модуляции для модулирующего сигнала вида:

$$U_\Omega = U_{\Omega 1} \cdot \cos \Omega_1 t + U_{\Omega 2} \cos \Omega_2 t$$

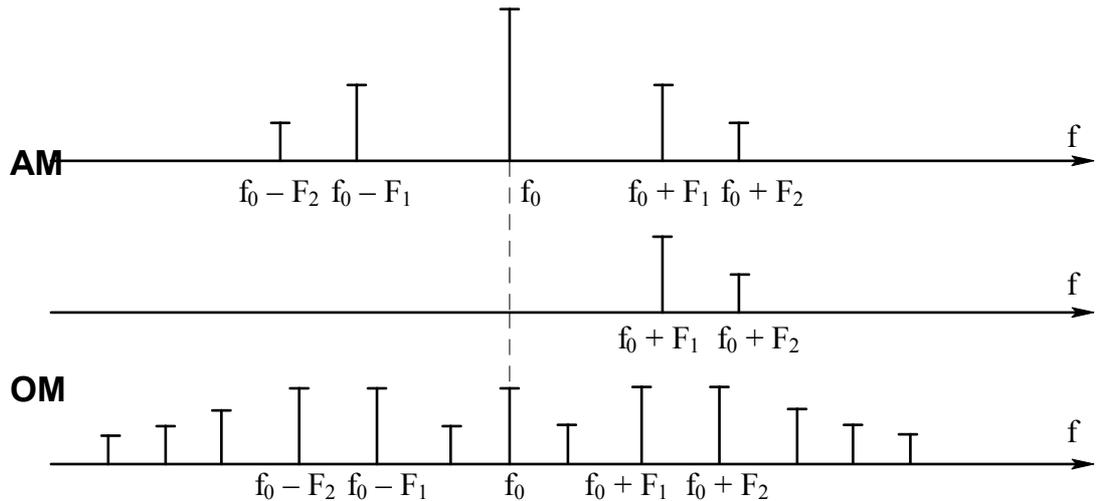


Рис. 10.3

При ЧМ спектр расширяется и содержит составляющие на частотах $f_0 \pm (kF_1 + nF_2)$, где k и n – целые числа.

10.1 Эффективность передачи на одной боковой полосе частот

Эффективность удобно рассматривать путем оценки эквивалентного выигрыша в мощности, получающегося в результате перехода на передачу и прием одной боковой полосы. Необходимо иметь в виду, что при приеме

двухполосной передачи эффект определяется верхней и нижней боковыми полосами, т.е. при АМ:

$$U_{\text{приемн.}} = k[(mJ_{a1H} / 2)_{\text{ниж.}} + (mJ_{a1H} / 2)_{\text{верхн.}}] = k \cdot m \cdot J_{a1H}, \quad (10.3)$$

где k - коэффициент пропорциональности.

Соотношение (10.3) действительно для линейного детектора. Далее предположим, что при переходе от двухполосной к однополосной модуляции (ОМ) максимальная мощность, развиваемая выходным каскадом передатчика, осталась неизменной. Тогда при переводе передатчика на однополосную работу вся максимальная мощность P_{max} передатчика используется на создание колебаний одной боковой полосы.

Ранее полученное выражение (10.1) можно написать в виде

$$i_a = m^* J_{a1\text{max}} \cdot \cos(\omega_0 + \Omega)t.$$

При этом на приемном конце при линейном детектировании

$$U'_{\text{пр}} = k m J_{a1\text{max}} = 2 \cdot k \cdot m \cdot J_{a1H}.$$

Таким образом, переход на однополосную работу дает выигрыш по току или напряжению в 2 раза, что равносильно увеличению мощности в 4 раза.

Ранее мы уже говорили, что переход на однополосную связь позволяет уменьшить полосу частот в 2 раза. В связи с этим может быть получен дополнительный выигрыш в отношении сигнал / шум за счёт сужения полосы пропускания в 2 раза. При помехах, равномерно распределённых по всему спектру, уменьшение полосы пропускания приёмника в 2 раза дает дополнительный выигрыш в $\sqrt{2}$ раз.

$$U_{(c/u)}(ОМ) / U_{c/u}(АМ) = \sqrt{2}.$$

Тогда соответствующий эквивалентный выигрыш по мощности равен двум.

Результирующий эквивалентный выигрыш в мощности за счёт лучшего использования транзисторов выходного каскада и с уменьшением полосы частот излучаемых колебаний равен 8. Однако на практике действительный выигрыш может оказаться больше 8. Дело в том, что при ОМ исключаются нарушения фазовых соотношений между колебаниями несущей частоты и боковых полос, которые имеют место при АМ в силу особенностей распространения коротких волн. Данное обстоятельство способствует увеличению эквивалентного выигрыша по мощности ещё в 2 раза.

Итак, переход на ОМ равносильно выигрышу по мощности от 8÷16 раз.

Эквивалентный выигрыш в мощности имеет место при условии, что полностью подавляются колебания второй боковой полосы и несущей частоты. Причем под «полным подавлением» подразумевается уменьшение амплитуды подавляемых колебаний, по сравнению с амплитудой выделяемых колебаний, более 40 дБ, т.е. более чем в 100 раз.

Для синхронизации подавляемой и восстанавливаемой в приемнике несущих частот передача производится с остатком несущей, с так называемым пилот-сигналом. Этот остаток составляет около 10% от максимального значения первой гармоники анодного тока. За счет пилот-сигнала получается опорная частота в приемнике для работы АПЧ. Второй

путь для приема однополосного сигнала без несущей – это создание высокостабильных генераторов в передатчике и в приемнике.

Кроме указанных выше достоинств, передатчики с ОМ являются более экономичными. К.п.д. такого передатчика

$$\eta_{OM} = ((k_{OM}^2 + m^2(1 - k_{Jv}^2)) / (k_{OM} + m(1 - k_{OM}))) \cdot \eta_{max},$$

где k_{OM} - коэффициент характеризующий остаток несущей. Обычно $k = 0,1$.

Допустимое эквивалентное уменьшение мощности передатчика при ОМ

$$\Delta P_{экр} = (k_{OM} + m(1 - k_{OM})) / (4 \cdot (1 + m)).$$

$\Delta P_{экр}$ в среднем получается в 10 раз больше.

Методы формирования однополосного сигнала

- Выделение одной боковой полосы с помощью фильтров и повторной балансной модуляции;
- Выделение одной боковой полосы с помощью фазоразностных схем;
- Фазофильтровый способ однополосной модуляции.

Основным при формировании однополосного сигнала является первый метод.

Основной идеей метода повторной балансной модуляции (рис.10.4) является искусственное смещение (транспозиция) боковых частот с помощью дополнительной модуляции на поднесущих частотах.

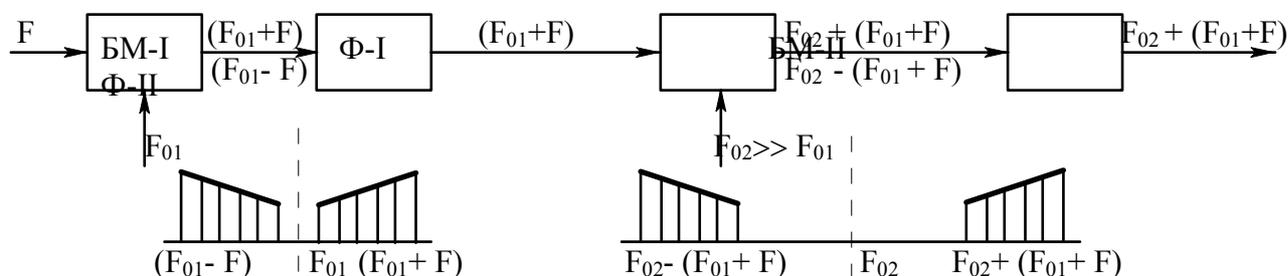


Рис. 10.4

В первом балансном модуляторе БМ-1 напряжение звуковой частоты F модулирует колебания повышенной частоты F_{01} . Последняя выбирается так, что отношение F / F_{01} измеряется процентами. При таком отношении F / F_{01} фильтрация нерабочей боковой полосы может быть достигнута с помощью полосового фильтра Ф-1. Колебания несущей частоты подавляются в балансном модуляторе БМ-1.

В качестве второй поднесущей выбирается частота $F_{02} \gg F_{01}$. За счет этого $F_{02} + (F_{01} + F)$ и $F_{02} - (F_{01} + F)$ оказываются сильно разнесенными по оси частот, что облегчает формирование однополосного сигнала.

При использовании кварцевых фильтров удается доводить первую поднесущую до 100 кГц, а при применении электромеханических фильтров до 250÷500 кГц.

Очевидно, что в этом случае сокращается число ступеней повторной балансной модуляции. Кроме того, кварцевые и электромеханические фильтры обладают большой крутизной ската (порядка 0,05 дБ/Гц), что способствует высокому подавлению нерабочей боковой полосы (порядка 50÷60 дБ). Добротность электромеханических фильтров достигает 10^4 , что в 100 раз больше добротности обычных LC-фильтров.

Основной задачей балансного модулятора является преобразование частоты. При этом преобразование не должно сопровождаться появлением дополнительных частотных составляющих. Рассмотрим схему часто используемого диодного кольцевого балансного модулятора (рис. 10.5).

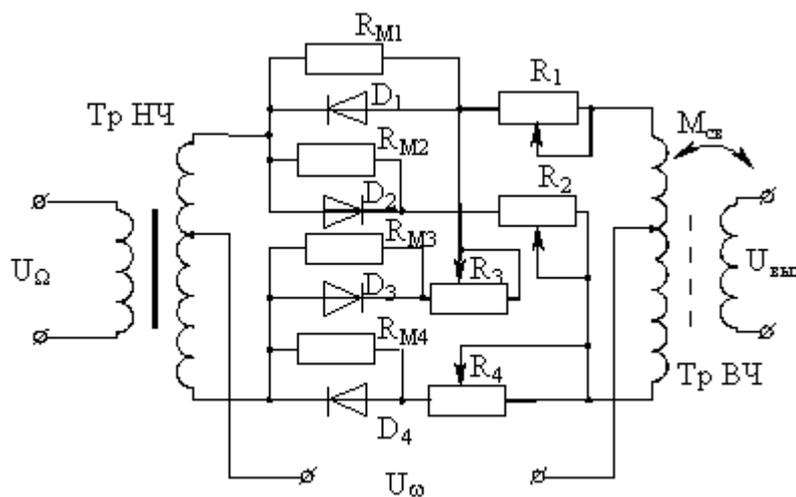


Рис. 10.5

При постройке подобных схем приходится учитывать разброс параметров диодов, а также следует учитывать паразитные емкости. Симметрирование схемы достигается путем включения регулируемых элементов (потенциометров) и включаемых последовательно с диодами резисторов $R \gg R_{откр.диода}$. Однако при этом возрастают потери в активных сопротивлениях, т.е. требуются большие мощности генераторов. Есть готовые модуляторы на микросхемах, что упрощает реализацию аппаратуры.

Иногда применяют схемы балансных модуляторов на транзисторах или сборках транзисторов. В общем случае такие схемы мало, чем отличаются от схем двухтактных модуляторов на диодах. В них модулирующий сигнал подается на базы транзисторов, чем достигается дополнительное усиление выходного сигнала.

Вопросы для самопроверки

1. Чем отличается ОМ от АМ?
2. Что такое балансный модулятор?

3. Какие методы формирования однополосного сигнала применяют на практике?
4. Чему равен максимальный энергетический выигрыш при переходе от АМ к ОМ?
5. Достоинства однополосной модуляции.
6. Недостатки однополосной модуляции.

РАЗДЕЛ 11 ПЕРЕДАТЧИКИ С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В радиолокации, радионавигации и некоторых специальных системах используются ВЧ колебания с прямоугольной огибающей и имеющих скважность Q импульсов десятки, сотни, тысячи. В зависимости от назначения передатчиков длительность импульсов может быть различной – от наносекунд до миллисекунд.

Из-за широкой полосы частот передатчики, излучающие более короткие импульсы, работают на более коротких волнах: при наносекундных импульсах – в диапазоне миллиметровых волн, при микросекундных импульсах – в диапазоне сантиметровых и дециметровых и т.д.

Средняя мощность импульсных колебаний ВЧ P_{cp} определяется отношением энергии, выделенной за время τ_u , к периоду T (рис. 11.1)

$$P_{cp} = P_{имп} \cdot (\tau_u / T) = P_{имп} / Q;$$

где $P_{имп}$ – мощность в импульсе.

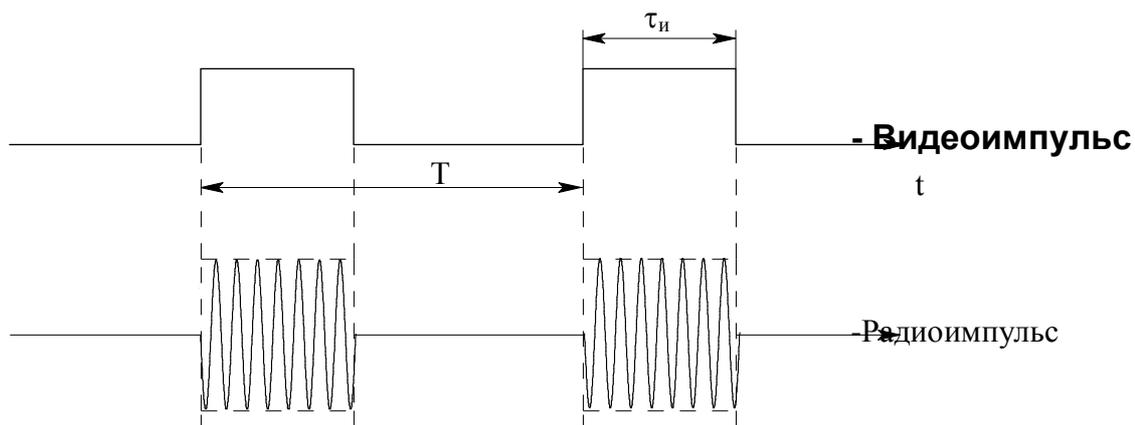


Рис. 11.1

Спектр радиоимпульса определяется длительностью прямоугольной огибающей, т.е. длительностью видеоимпульса.

Верхняя частота спектра определяется соотношением

$$f_B = (0,3 \div 0,4) / \tau_\phi,$$

где τ_ϕ – длительность фронта видеоимпульса

В среднем $\tau_\phi = 0,1\tau_u$, тогда $f_B = (3 \div 4) / \tau_u$.

Например, для, $\tau_u = 1 \text{ мкс}$, $f_B = 3 \div 4 \text{ МГц}$, а полоса спектра, занимаемая радиоимпульсом при АМ, $\Delta f = 2f_B = 6 \div 8 \text{ МГц}$.

Таким образом, импульсные передатчики занимают широкую полосу частот. При этом высокой стабильности средней частоты не требуется, поскольку полоса широкая и уход средней частоты не будет сильно влиять на

качество передачи. Схемы не требуют стабилизирующих цепей, т.е. многокаскадности.

В принципе может применяться однокаскадный передатчик, например, на одном магнетроне.

На практике, однако, в связи с повышением требований к качеству передатчиков, используются многокаскадные импульсные передатчики.

Поскольку мощность в импульсе $P_{имп}$ в сотни или тысячи раз превышает среднюю мощность, то целесообразно применять генераторные лампы или другие электронные приборы (активные элементы) специальной конструкции, обеспечивающей большие кратковременные импульсы анодного тока при высоких напряжениях анодного питания и относительно малых значениях мощности рассеиваемой на электродах. Оксидные катоды таких ламп могут работать при микросекундных и меньших длительностях импульсов. При значениях τ_n в десятки мкс наступает «отравление» катода и лампа теряет эмиссию. Поэтому используются обычные генераторные лампы с тарированными карбидированными катодами, предназначенными для работы в непрерывном режиме.

В импульсном режиме анодное напряжение лампы форсируется до $25 \div 30$ кВ, а также повышается напряжение возбуждения. Выпускаются для импульсной модуляции и специальные лампы.

Импульсный режим в принципе можно осуществить и методами АМ. Однако усиление импульсных ВЧ колебаний с большой скважностью, без снятия анодного питания во время пауз имеет существенные недостатки. Основной недостаток - увеличивается средняя мощность рассеяния на аноде, что может вывести лампу из строя.

В связи с этим широкое распространение получила импульсная модуляция в анодной цепи лампы.

Импульсная анодная модуляция может осуществляться одновременно в двух и более смежных каскадах ВЧ или в сочетании с манипуляцией в сеточной цепи.

При импульсной анодной модуляции экономически невыгодно использовать источники постоянного напряжения. Поэтому на практике используются схемы питания, в которых реактивность (емкость или индуктивность) длительно накапливает энергию, получаемую от источников постоянного тока, т.е. происходит так называемый заряд накопителя. Затем накопитель отдает энергию кратковременно в виде импульса (разряд накопителя). Подобные устройства, называются импульсными модуляторами.

В самом общем случае в зависимости от того, какой из параметров импульсов меняется, различают три основных вида модуляции:

1. Амлитудно-импульсную (АИМ).
2. Широтно-импульсную (ШИМ).
3. Фазово-импульсную (ФИМ).

В генераторах на триодах, используемых в РЛС метровых и дециметровых волн, возможна модуляция на сетку и на анод.

Модуляции на сетку присущи недостатки:

1. Увеличение потерь в анодной цепи в связи с появлением термотока сетки, который в импульсных лампах оказывается значительным вследствие большой мощности накала и близкого расположения сетки к катоду.

2. Уменьшение электрической прочности ламп, т.к. анодное питание не снимается.

Достоинство: требуется меньшая мощность модулятора. На практике, однако, такой способ применяется редко.

Основной в РЛС является модуляция на анод. В момент пауз генерация отсутствует, т.к. напряжение на аноде лампы равно нулю. В моменты работы генератора на анод лампы подается импульс высокого напряжения от модулятора.

Достоинства анодно-импульсной модуляции:

1. Величина импульсного напряжения может быть значительно больше постоянного.

2. Отпадает необходимость в большом отрицательном смещении в цепи сетки.

11.1 Классификация импульсных модуляторов

Приведём структурную схему импульсного модулятора (рис. 11.2):

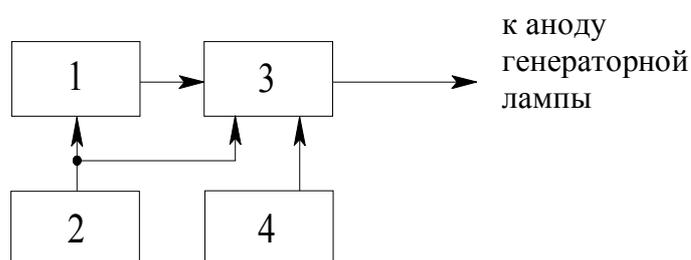


Рис. 11.2

1. Накопитель.

2. Источник питания.

3. Коммутатор.

4. Подмодулятор (может отсутствовать).

Различают модуляторы с емкостными, индуктивными накопителями и накопители на основе длинных линий (наиболее перспективные модуляторы).

1. Емкостные накопители накапливают электрическую энергию при разомкнутом коммутаторе (в паузах между импульсами) и отдают её генератору при замкнутом коммутаторе.

2. В индуктивных накопителях энергия накапливается в магнитном поле катушки при замкнутом коммутаторе и отдается генератору при

разомкнутом, когда разрыв тока в катушке вызывает появление большой ЭДС самоиндукции.

3. В длинных линиях при разряде на активное сопротивление, равное её волновому сопротивлению, на нагрузке создается близкий к П-образному импульс напряжения.

В качестве коммутаторов, позволяющих осуществить быструю коммутацию больших токов (сотни ампер) и напряжений (десятки киловольт), используются искровые вращающиеся разрядники, тиратроны и тригатроны, а также нелинейные индуктивности.

При этом их называют «мягкими» коммутаторами, а если в коммутаторе используются электронные лампы, то «жесткими» коммутаторами.

В «мягких» коммутаторах можно управлять только началом процесса разряда. Начавшийся разряд уже нельзя прервать и он продолжается до тех пор, пока напряжение не упадет до величины напряжения затухания. Такой характер работы коммутатора приводит к полному разряду накопителя.

Преимущество «мягких» коммутаторов - простота конструкции, малые габариты и вес.

Недостатки:

1. Невозможность работы на размыкание.
2. Зависимость формы импульса от длительности разряда.

«Жесткие» коммутаторы на лампах могут быть использованы, как и при замыкании, так и при размыкании.

Достоинство: Форма импульса близка к прямоугольной.

Недостаток: Необходимость в больших запирающих напряжениях для сетки. Это снижает КПД.

Требования, предъявляемые к модуляторам РЛС:

1. Минимальное время нарастания и спада импульса.
2. Малое изменение амплитуды в течение длительности импульса.
3. Минимум внутреннего сопротивления.
4. Максимум импульсной и средней мощности.

Высокая крутизна фронта нарастания $t_H = (0,1 \div 0,2)\tau_u$ увеличивает точность фиксации времени начала импульса, а, следовательно, повышает точность определения координат объекта.

11.2 Модуляторы с частичным и полным разрядом накопителя

Модуляторы с частичным разрядом накопителя. Обычно применяют ёмкостные накопители или искусственные длинные линии.

Приведём два варианта эквивалентных схем импульсных модуляторов с частичным разрядом накопителя (рис. 11.3) и (рис. 11.4).

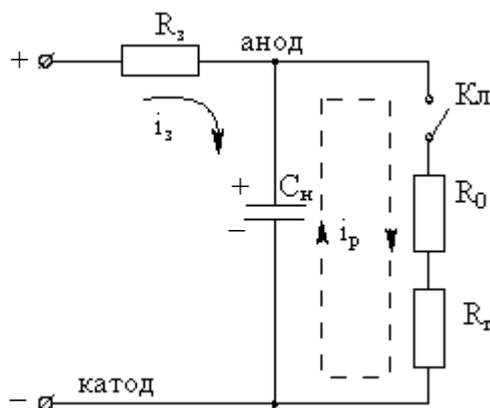


Рис. 11.3

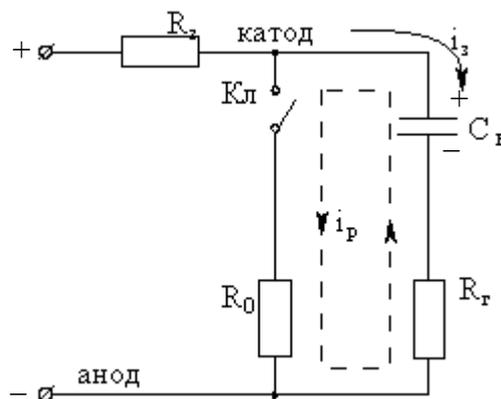


Рис. 11.4

Рис.11.3. Сопротивление R_G генератора не входит в цепь заряда и включено последовательно с ключом Кл. При этом медленный заряд конденсатора C_H происходит через сопротивление R_3 , а разряд – через сопротивление $R_0 + R_G$ (сопротивление $R_3 \gg R_0 + R_G$ и на разряд не влияет).

Рис.11.4. Заряд конденсатора происходит через сопротивления R_3 и R_G , а разряд также, как и в первом варианте.

Применение каждого из вариантов связано с тем, какой из электродов генератора заземлён (анод или катод)

Постоянная времени заряда до уровня $0,9 \cdot E_0$ и разряда во второй схеме (рис.11.4): $\tau_3 = 2,23 \cdot C_H \cdot (R_3 + R_G)$;

$$\tau_p = C_H \cdot (R_0 + R_G);$$

Напряжение на конденсаторе при заряде: $U_{C3} \approx E_0 (1 - e^{-t/\tau_3})$;

Напряжение на конденсаторе при разряде: $U_{CP} \approx E_0 \cdot e^{-t/\tau_p}$;

Изменение напряжения на конденсаторе в течение длительности импульса τ_u

$$\Delta U = E_0 (1 - e^{-t/\tau_p}) \approx E_0 \cdot (\tau_u / \tau_p).$$

Схемы с частичным разрядом позволяют создавать импульсы напряжения близкие, по форме к прямоугольным, но обладают малым КПД. Для повышения КПД заряда до 95% и увеличение напряжения на нагрузке при том же напряжении источника E_0 применяют схемы заряда через катушку индуктивности.

Такой заряд называют колебательным или резонансным зарядом (рис. 11.5).

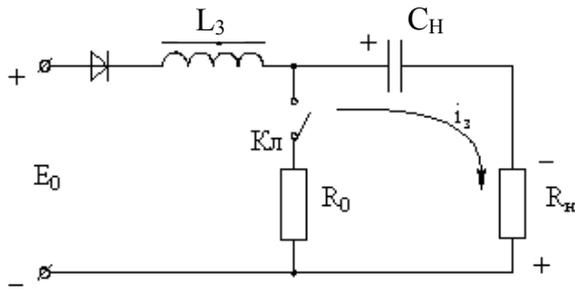


Рис. 11.5

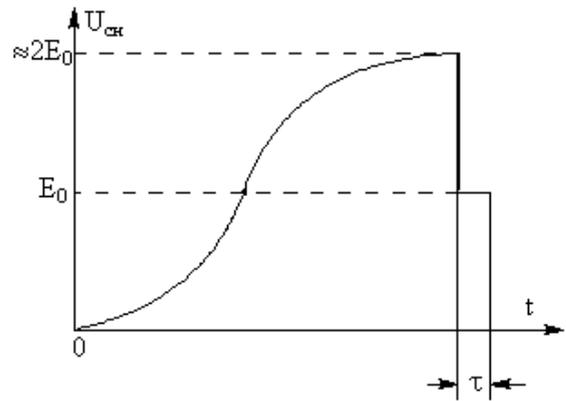


Рис. 11.6

При разряде период собственных колебаний зарядной цепи должен быть согласован с периодом следования импульсов.

$$U_{C_{max}} \approx E_0 (1,8 \div 1,9).$$

Индуктивность зарядного дросселя L_3 с ёмкостью C_H образуют контур с периодом собственных колебаний

$$T_{зар} = 2\pi \sqrt{L_3 C_H}.$$

Изменение напряжения на контуре в течение длительности импульса τ_n

$$\Delta U = E_0 (1 - e^{-t/\tau_p}) \approx E_0 \cdot (\tau / \tau_p).$$

Схемы с частичным разрядом позволяют создавать импульсы напряжения близкие по форме к прямоугольным, но обладают малым КПД (рис 11.6).

Модуляторы с полным разрядом накопителя также получили широкое распространение в РЛС.

В качестве накопительного элемента используется искусственная длинная линия, а управление работой осуществляется «мягким» коммутатором.

Достоинство: Получение больших мощностей, высоких напряжений и большого КПД вследствие уменьшения внутреннего сопротивления коммутатора.

Для реализации этого применяют резонансный метод заряда длинной линии от источника питания (\sim или $=$). Такой заряд накопителя, в отличие от заряда через активное сопротивление, позволяет получить высокий КПД (до 95%) и, почти, удвоенное напряжение на зарядном элементе.

С помощью индуктивных накопителей заряда также реализуются модуляторы с полным разрядом.

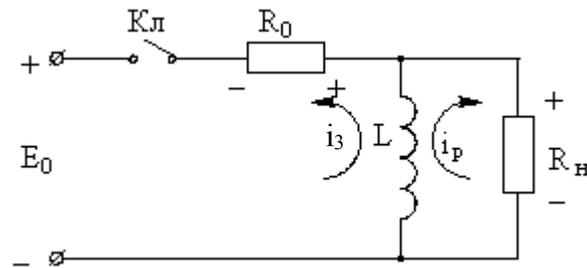


Рис. 11.7

Эквивалентная схема индуктивного накопителя приведена на рис. 11.7.

Коммутатор (Кл) импульсного модулятора с индуктивным накопителем должен обеспечивать как размыкание, так и замыкание зарядной цепи.

Поэтому для коммутаторов, обычно применяют электронные лампы, т.е. «жесткие» коммутаторы. Поскольку, создаваемый индуктивным накопителем, импульс напряжения значительно превосходит напряжение источника E_0 , то последнее можно выбрать относительно малым. Это является достоинством таких модуляторов.

Недостаток: Невысокий КПД из-за потерь в катушках индуктивности.

Вопросы для самопроверки

1. Где применяют РПУ с импульсной модуляцией?
2. Какие типы импульсной модуляции чаще всего применяются на практике?
3. Что такое импульсный модулятор?
4. Что такое накопители энергии?
5. Чем отличаются накопители энергии с частичным разрядом от накопителей энергии с полным разрядом?
6. Какие накопители энергии считаются наиболее перспективными?
7. От чего зависит КПД импульсного модулятора?

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

Для передачи в «эфир» сигналов, формируемых в аппаратно-студийном блоке телецентра или принятых по радиорелейным линиям, применяются телевизионные передатчики.

Телевизионный сигнал по своему составу является сложным сигналом, т.к. содержит не только информацию о передаваемом объекте, так называемый видеосигнал, но и вспомогательные, искусственно созданные сигналы - гасящие импульсы, строчные и кадровые синхроимпульсы. При передаче сигналов цветного телевидения передаются еще импульсы цветовой поднесущей.

Для простейшего изображения черно-белого объекта идеализированная форма сигнала будет иметь вид (рис. 12.1).

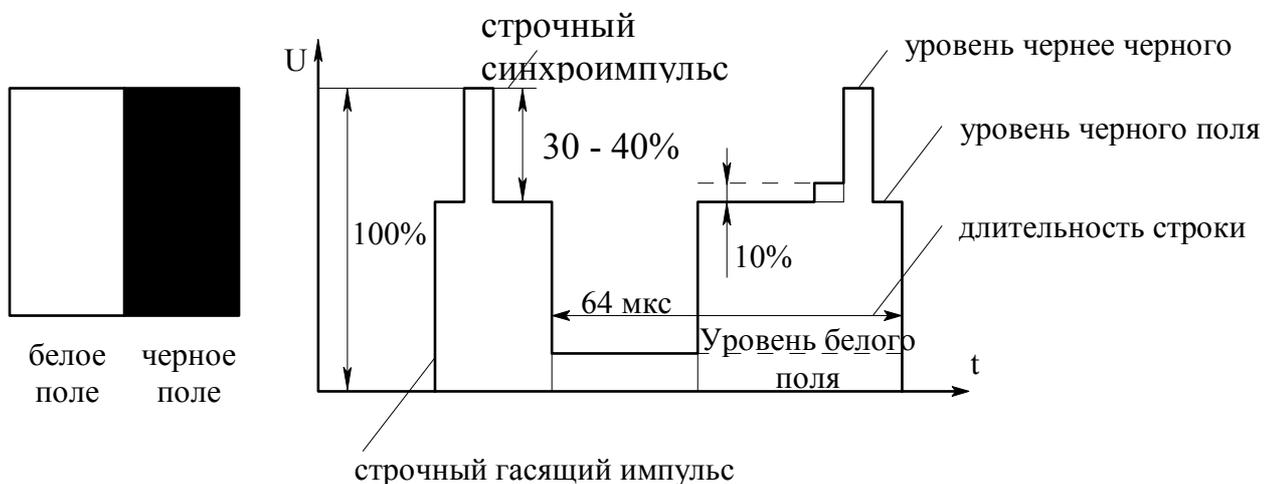


Рис. 12.1

Телевизионный сигнал является униполярным. Это его особенность.

При передаче белого поля управляющая сетка кинескопа открыта (экран светится). Для черного поля кинескоп не светится, (кажется черным). Чтобы синхроимпульс не был виден в экране, он передается в момент запираания трубки, т.е. находится на уровне «чернее-черного».

Видеосигнал представляет собой, в общем случае, импульсы, т.к. отражает скачкообразный характер перехода от светлых мест изображения к темным.

Крутизна фронта такого импульса будет определяться различием градаций двух соседних точек изображения.

Импульсный характер телевизионного сигнала предъявляет определенные требования к частотно-фазовой и переходной характеристикам тракта и, в частности, передатчика.

Спектр частот телевизионного сигнала очень широк.

Наиболее низкие $0 \div 3$ Гц, так называемый сигнал постоянной составляющей. Он возникает при изменении средней освещенности передаваемого объекта и при передаче изображений подвижных объектов. Частоты от $3 \div 5$ Гц в спектре телевизионного сигнала фильтруют. Высокие частоты $6 \div 6,5$ МГц возникают при передаче изображений мелких предметов.

Необходимость передачи столь широкой полосы частот от $0 \div 6,5$ МГц с минимальными частотными и фазовыми искажениями представляет значительные трудности и обуславливает в основном отличие телевизионных передатчиков сигнала изображения от радиовещательных передатчиков. В то же время нелинейные искажения при передаче телевизионных сигналов могут быть значительно больше, чем в радиовещании. При большей нелинейности произойдет лишь некоторое изменение градаций яркости изображения.

Особенность глаза состоит в том, что он не сильно реагирует на подобные изменения, поскольку восприятие всей картины с экрана кинескопа – интегральное, т.е. видимое изображение усредняется в целом.

12.1 Требования, предъявляемые к передатчикам сигналов изображения

С точки зрения повышения помехоустойчивости приема и улучшения энергетических показателей передатчиков более выгодно применение ЧМ. Однако для реализации указанных преимуществ необходимо иметь индекс модуляции $m_f = 3 \div 5$. При этом полоса частот, которую требуется пропустить через весь тракт, составит $20 \div 30$ МГц. Работа с такой полосой частот привела бы к необходимости резкого сокращения количества телевизионных станций. Поэтому ЧМ нашла применение лишь для передачи звукового сопровождения телевизионных передач, в УКВ ЧМ вещании, а также в радиорелейных линиях в диапазоне СВЧ (сантиметровых волн).

Спектр частот АМ телевизионного сигнала занимает полосу $20 \div 30$ МГц. Так как пропустить такую полосу через весь тракт передачи с минимальными частотно-фазовыми искажениями представляется затруднительным, то в видеопередатчиках одна боковая полоса частично подавляется, т.е. используется ОМ. Однако из-за невозможности подавить достаточно частоты, отстоящие от несущей на несколько Герц, приходится пропускать часть боковой полосы (рис.12.2).

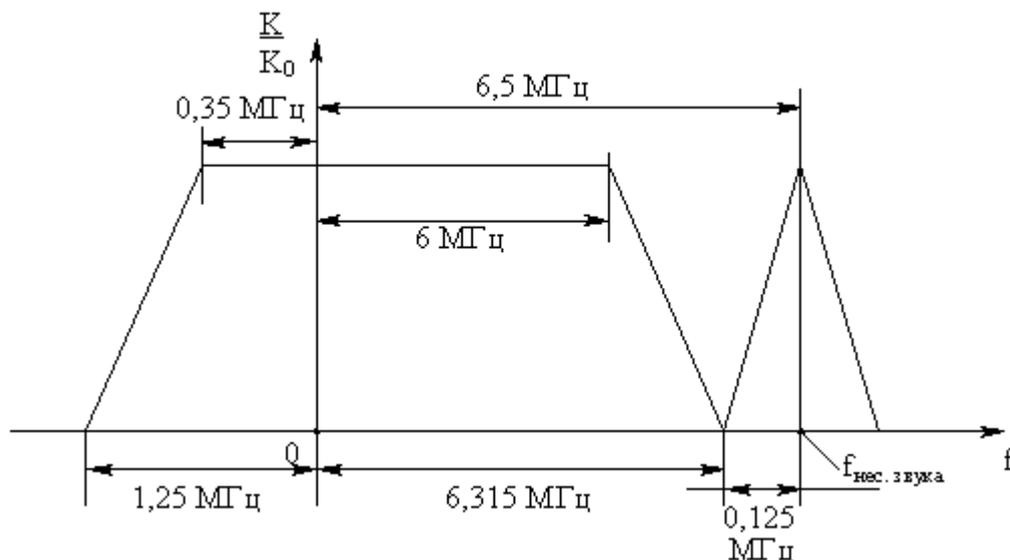


Рис. 12.2

Сокращение полосы частот позволяет в передатчике улучшить энергетические показатели, облегчает конструирование передающих и приемных антенн и позволяет увеличить количество станций, работающих в УКВ диапазоне. Кроме того, уменьшение полосы пропускания контуров в телевизионном приемнике снижает уровень шумов и увеличивает его чувствительность.

Следует обратить внимание на то, что передатчики сигналов изображения не могут работать в режиме несущей частоты из-за униполярности и несимметричности модулирующего сигнала.

Поэтому глубина модуляции здесь определяется отношением излучаемого в данный момент уровня к уровню вершины синхроимпульса.

Кроме того, работа передатчика происходит с фиксацией (привязкой) уровня черного, т.е. работает с восстановлением постоянной составляющей (ВПС).

12.2 Основные особенности передатчиков сигналов изображения

Необходимость пропускания широкой полосы частот через колебательные системы передатчика сигналов изображения требует обеспечения низкого значения добротности нагруженного контура, особенно при работе на первых пяти телевизионных каналах в диапазоне $50 \div 100$ МГц. Если в ступенях не приняты специальные меры по улучшению пропускания высоких частот, то с достаточным приближением можно считать, что необходимая добротность нагруженного контура $Q_{нагр} \approx f_{нес} / F_{max}$, где F_{max} – высшая модулирующая частота. Так как волновое сопротивление контуров ρ_k на этих частотах практически не превышает $100 \div 200$ Ом при минимальных емкостях контура в $20 \div 30$ пФ, то

возможное нагрузочное сопротивление контура $R_{oe} = \rho_k \cdot Q_{нагр}$ получается равным всего лишь 500÷1000 Ом. Столь низкое R_{oe} затрудняет получение от ламп больших мощностей, так как почти все современные лампы отдают максимальную мощность при R_{oe} , превышающем приведенные значения в 2÷3 раза (т.е. 2 ÷ 5 кОм).

Для получения высокого КПД по анодной цепи лампы при малых значениях R_{oe} необходимо работать с низким анодным напряжением и большим током. Действительно, т.к. $U_{ma} = J_{a1} \cdot R_{oe}$, $P_l = 0,5 J_{a1}^2 \cdot R_{oe}$, то при уменьшении R_{oe} следует увеличивать использование ламп по току. Однако сильное использование ламп по току приводит к необходимости значительного увеличения напряжения возбуждения. Этот недостаток проявляется особенно заметно при включении ламп по схеме с общей сеткой; при этом одновременно резко увеличивается и мощность возбуждения.

Известно, что для увеличения полосы пропускания целесообразно применять многоконтурные системы. Поэтому в широкополосных ступенях используют преимущественно двухконтурных системы, позволяющие увеличить полосу пропускания вдвое по сравнению с одноконтурной нагрузкой. Существуют и другие сложные полосовые фильтры (шлейфы Глазмана и др.).

До последнего времени телевизионные передатчики строили по двухтактной схеме. Это объяснялось стремлением повысить мощность передатчика.

Недостатки:

1. Требовался переход от несимметричного генератора к симметричным ступеням.
2. Требовались согласующие устройства для связи с несимметричным фидером к антенне.

Начиная с 1959 г. отечественные передатчики мощностью свыше 2 кВт строятся по одноконтурной схеме с использованием в качестве контурных систем коаксиальных линий.

В современных передатчиках до 1 кВт в выходных каскадах применяют высокочастотные, мощные транзисторы, что упрощает конструкцию передатчиков и уменьшает их габариты. Методы их настройки отличаются от ламповых каскадов.

При передаче широкой полосы видеочастот приходится принимать специальные меры для обеспечения высокого коэффициента бегущей волны (к.б.в.). Снижение к.б.в. ниже 0,8 приводит к отражениям в фидере и повторам на экранах телевизоров. Для устранения этого недостатка выходная ступень передатчика изображений строится из двух одинаковых блоков (модулей), возбуждаемых со сдвигом на 90°. Мощности этих блоков складываются в мостовой схеме. Плечи моста подбираются так, чтобы сигналы от модулей складывались в фазе, а отраженный в фидере сигнал поступает в антенну в противофазе.

В настоящее время для повышения надежности работы телецентра передатчики сигналов изображения и звукового сопровождения также строятся по системе сложения мощностей в фидере с помощью мостовой схемы, предложенной Б.П.Терентьевым. Благодаря этому достигается 100% резервирование и одновременное увеличение мощности (рис.12.3).



Рис. 12.3

Для настройки передатчиков без излучения в эфир в состав телевизионной аппаратуры (на выходе) включается эквивалент антенны.

В комплекс контрольно-измерительной аппаратуры входят контрольные и измерительные приборы, с помощью которых происходит установка основных технических параметров радиостанции, возможность их измерения и контроля, а также датчики сигналов черно-белого и цветного телевидения и сигнала испытательной тест-таблицы.

Выпускаемые в настоящее время отечественной промышленностью типовые передатчики средней мощности (2,5 кВт) модулируются на предоконечную ступень. Структурная схема такого передатчика приведена ниже на рис.12.4.

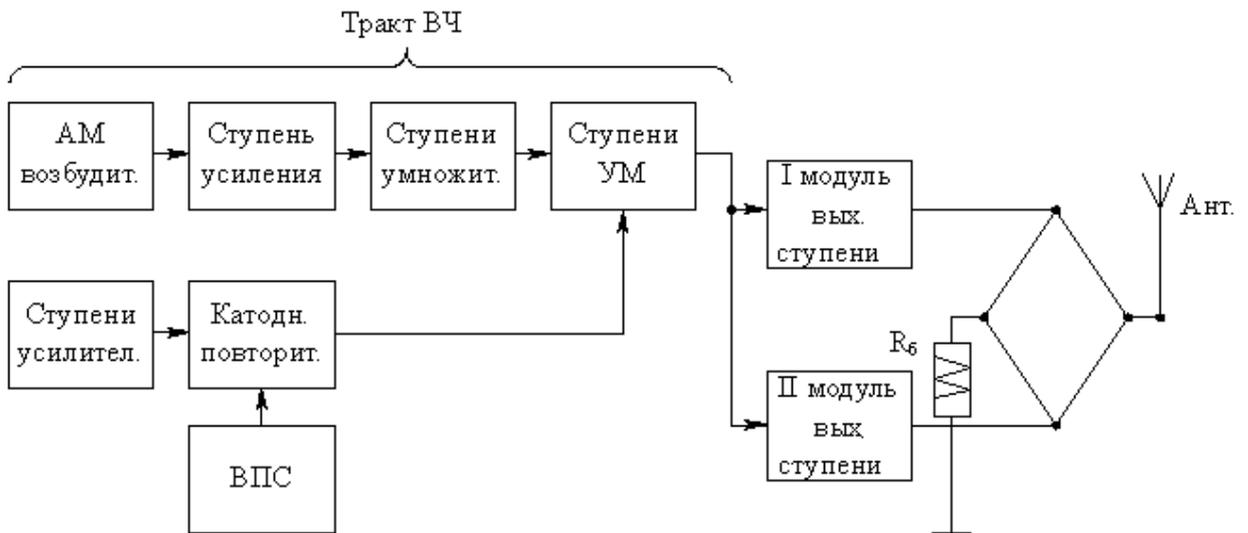


Рис. 12.4

Применение современных тетродов с воздушным охлаждением упрощает задачу создания модуляционных устройств с высокими качественными показателями и позволяет сократить число ВЧ ступеней.

Предварительные ступени и умножители частоты не имеют отличий от применяемых в передатчиках КВ.

В качестве возбуждателей используют кварцевые автогенераторы с термостатированием на частотах $f_{a/2} = 5 \div 20$ МГц и далее используют многократное умножение частоты.

В модуляторе производится привязка (фиксация) уровня черного с помощью специальной схемы ВПС.

Схема привязки уровня черного обладает также тем достоинством, что резко ослабляет фоновые помехи, пришедшие извне.

Отпирающие импульсы для ВПС вырабатываются с помощью специального мультивибратора или блокинг-генератора, синхронизируемого задним фронтом строчного синхроимпульса.

Все предварительные ступени модулятора выполняются по схемам с простой или сложной коррекцией. В последнее время нашли применение широкополосные усилители с коррекцией частотной характеристики путем изменения ООС.

Более подробные сведения о телевизионных передатчиках имеются в [5].

1. В чем отличие телевизионных передатчиков от вещательных?
2. Для чего применяются схемы восстановления постоянной составляющей?
3. Нарисуйте спектр частот, занимаемый телевизионным сигналом.
4. Чем определяется глубина модуляции при передаче полного телевизионного сигнала?
5. Какие схемы применяют в телевизионных передатчиках для повышения мощности в антенне?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Основная

1. Радиопередающие устройства /Под ред. В.В. Шахгильдяна. - М.: Радио и связь, 1996.-560 с.
2. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высшая школа, 1989.- 232 с.
3. Устройства генерирования и формирования радиосигналов/ Под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского. М.: Радио и связь, 1994 - 416 с.
4. Функциональные устройства формирования сигналов/Под ред. С.А. Баруздина, Ю.В. Егорова, Б.А. Калиникос и др. – М.: радио и связь, 1995 – 288 с.
5. Проектирование радиопередатчиков/ Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.
6. Казанцев Г.Д., Бордус А.Д., Ильин А.Г. Проектирование радиопередающих устройств на транзисторах. – Томск.: ТУСУР, 2000.- 43 с.

Дополнительная

1. Перельман Б.Л. Новые транзисторы : Справочник. Ч.3. – М.: Солон, 1996 – 256 с.
2. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ/ Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987 – 392 с.
3. Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А. Проектирование транзисторных каскадов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
4. Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.Б. Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // Электросвязь. – 1996. - № 3.- с.28-31.
5. Рыжков А.В., Попов В.М. Синтезаторы частоты в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991.- 264 с.
6. Пьезокварцевые резонаторы : Справочник/Под ред. П.Е. Кандыбы и Г.П. Позднякова. – М.: Радио и связь, 1992. – 392 с.
7. Розов В.М. Автоматическое регулирование несущей в вещательных передатчиках // Электросвязь. – 1995. № 10.- с.24-27.
8. Розов В.М. Радиовещательные однополосные передатчики. М.: МТУСИ, 1992. – 60 с.
9. Глушко М.М., Хвиливицкий Т.Г. Радиовещательные передатчики ВЧ диапазона с двухполосным и однополосным режимами работы // Электросвязь. – 1994.-№ 6 – с.22-24.

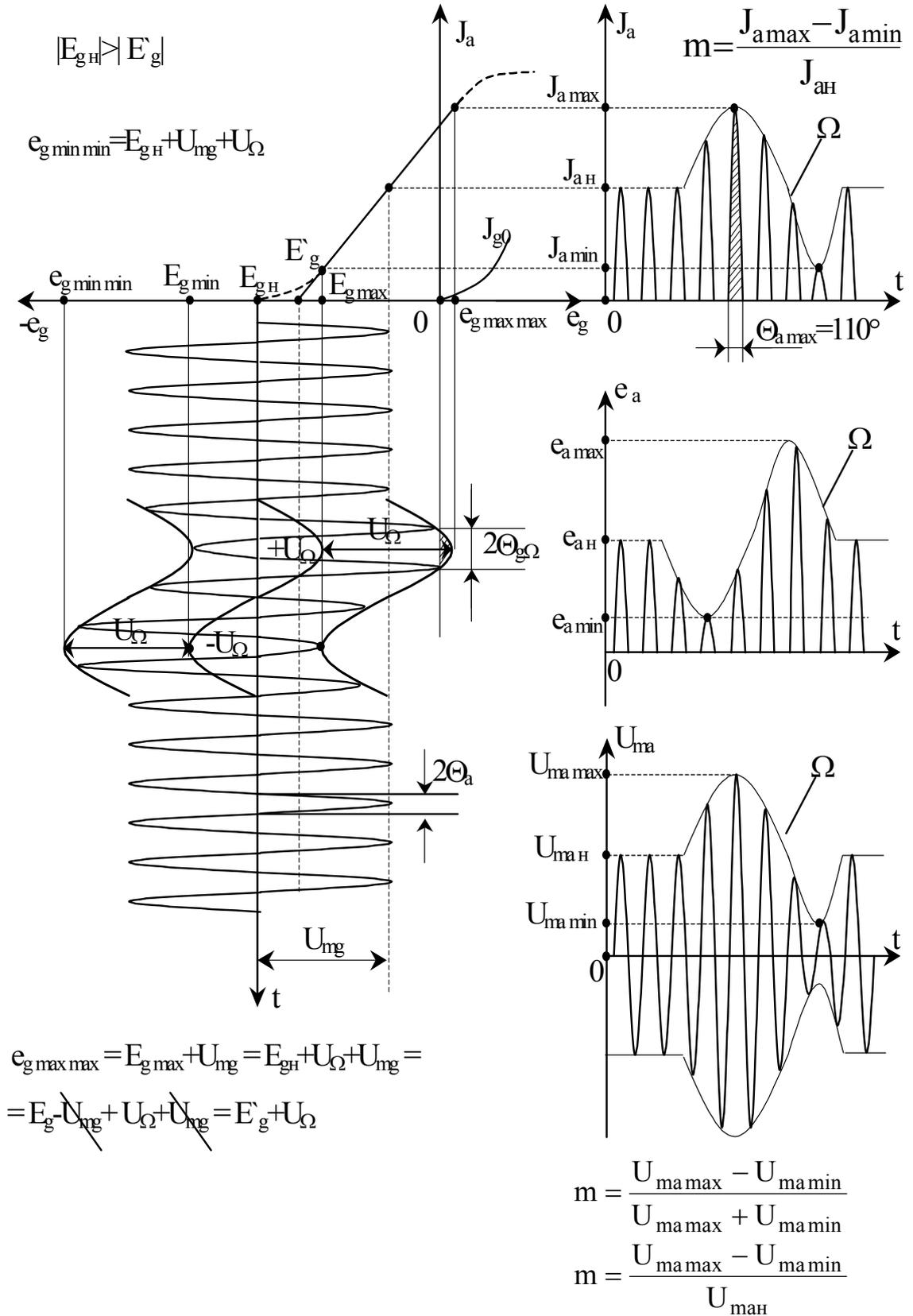
Список сокращений и условных обозначений

РПУ – радиопередающие устройства;
 ВЧ – высокие частоты;
 УФС – устройства формирования сигналов;
 АМ – амплитудная модуляция;
 ЧМ – частотная модуляция;
 ФМ – фазовая модуляция;
 ОМ – однополосная модуляция;
 АИМ – амплитудно-импульсная модуляция;
 ЧИМ – частотно-импульсная модуляция;
 ФИМ – фазово-импульсная модуляция;
 ШИМ – широтно-импульсная модуляция;
 ПП – полоса пропускания;
 УМ – усилитель мощности;
 СМХ, ДМХ – статистическая и динамическая модуляционные характеристики соответственно;
 КНИ – коэффициент нелинейных искажений;
 УЗЧ – усилитель звуковой частоты;
 АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
 ДВ – длинные волны;
 СВ – средние волны;
 КВ – короткие волны;
 УКВ – ультракороткие волны;
 СВЧ – сверхвысокие частоты;
 ЛГР – линия (граничного) критического режима;
 ООС – отрицательная обратная связь;
 АПЧ – автоматическая подстройка частоты;
 $\omega; f$ - высокие частоты;
 φ - фазовый угол;
 $\Omega; F$ - низкие частоты;
 $U(\omega)$ - напряжение высокой частоты;
 $U(\Omega)$ - напряжение низкой частоты;
 J - амплитуда тока;
 $i(t)$ - текущее значение тока;
 J_n - ток в режиме несущей волны;
 J_{\min} - минимальный ток;
 J_{\max} - максимальный ток;
 J_0 - постоянная составляющая тока;
 J_{a1} - первая гармоника анодного тока;
 J_{a0} - постоянная составляющая анодного тока;
 J_{an} - высшие гармоники анодного тока;
 J_{g1} - первая гармоника сеточного тока;
 J_{g0} - постоянная составляющая сеточного тока;

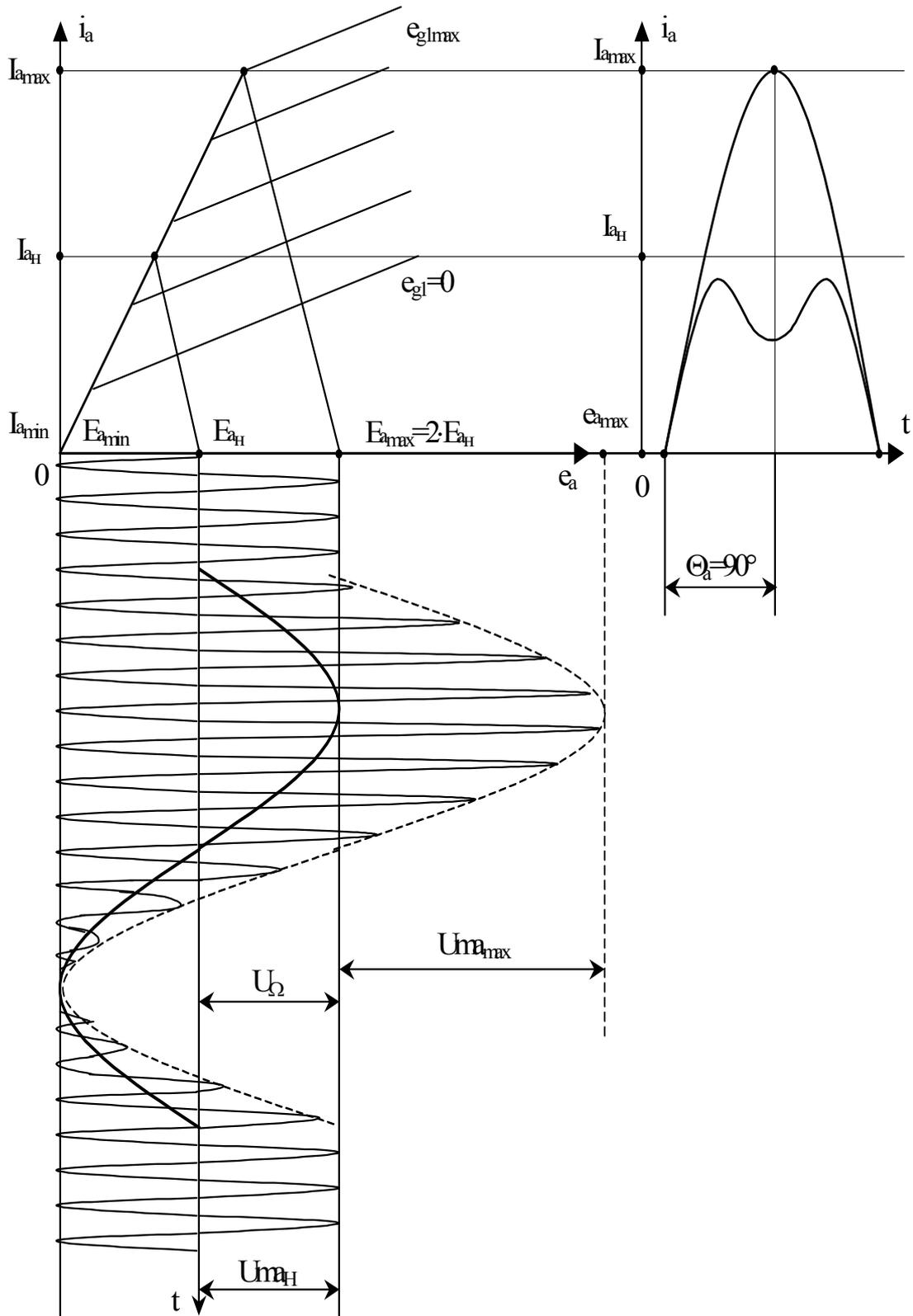
J_{gn} - высшие гармоники сеточного тока;
 P_0 - мощность постоянной составляющей;
 P_1 - мощность первой гармоники;
 P_n - мощность высших гармоник;
 P_n - мощность в режиме несущей волны;
 P_{min} - мощность в минимальном режиме;
 P_{max} - мощность в максимальном режиме;
 m - коэффициент модуляции;
 R_{oe} - эквивалентное (характеристическое) сопротивление колебательного контура;
 R_{Ω} - мощность низкой частоты;
 P_{cp} - средняя мощность передатчика;
 $P_{бок}$ - мощность боковой частоты;
 E_a - напряжение питания анодной цепи;
 E_k - напряжение питания коллекторной цепи;
 E_g - напряжение смещения в сеточной цепи;
 E_b - напряжение смещения в базовой цепи;
 E'_g - напряжение отсечки анодного тока;
 E'_b - напряжение отсечки коллекторного тока;
 U_{mg} - напряжение возбуждения в сеточной цепи;
 U_{mb} - напряжение возбуждения в базовой цепи;
 θ_a - угол отсечки анодного тока;
 θ_k - угол отсечки коллекторного тока;
 $\theta_{g\Omega}$ - угол отсечки сеточного тока по низкой частоте;
 $\theta_{b\Omega}$ - угол отсечки базового тока по низкой частоте;
 C_k - емкость колебательного контура;
 L_k - индуктивность колебательного контура;
 Q_k - добротность колебательного контура;
 $L_{др}$ - индуктивность дросселя по высокой частоте;
 $C_{бл}$ - блокировочная емкость;
 $R_{ш}$ - сопротивление шунта;
 ξ - коэффициент использования лампы или транзистора по напряжению;
 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_i$ - коэффициенты Берга;
 γ - коэффициент формы импульса тока;
 η - коэффициент полезного действия (КПД);
 $P_{мод}$ - мощность модулятора (УЗЧ);
 S_k - крутизна линии граничного (критического) режима;
 μ - коэффициент усиления лампы или транзистора;
 D - проницаемость лампы или транзистора;
 R_i - внутреннее сопротивление лампы или транзистора;
 P_g - мощность рассеяния на сетке;
 P_b - мощность рассеяния на базе;
 m_f - индекс частотной модуляции;
 m_{ϕ} - индекс фазовой модуляции.

ПРИЛОЖЕНИЕ

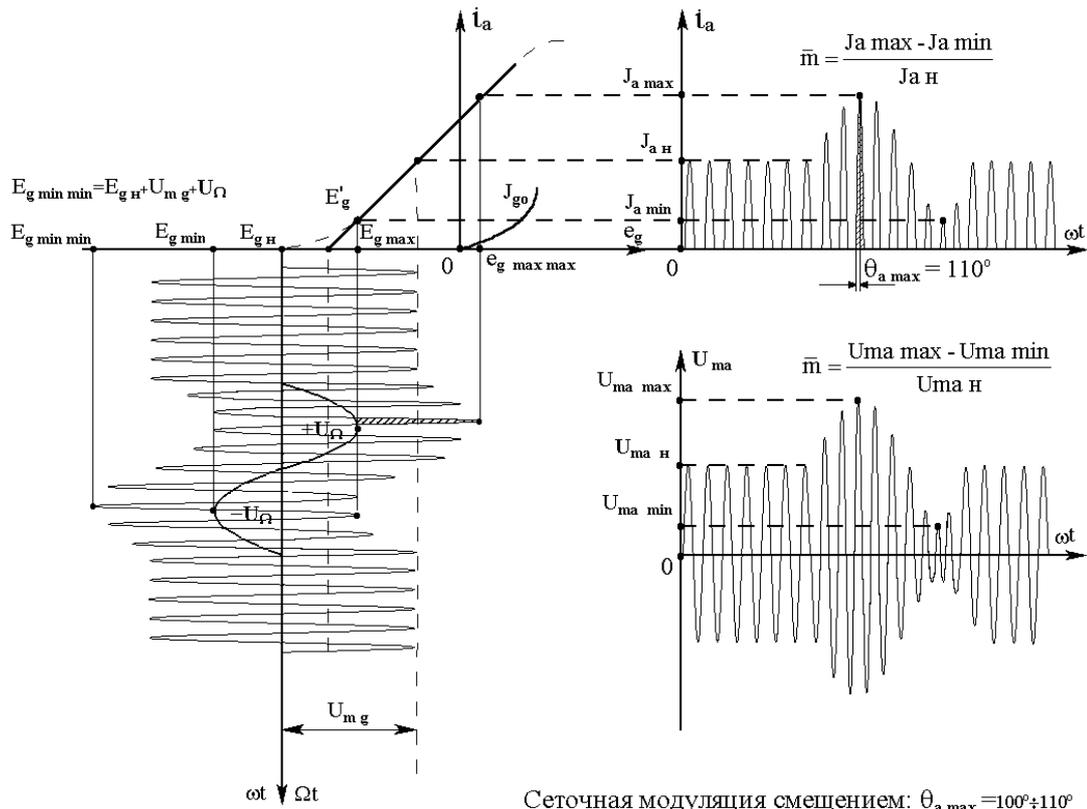
Эпюры анодной и сеточной модуляции



Сеточная модуляция смещением $\Theta_a < 90^\circ$



Анодная модуляция



Сеточная модуляция смещением: $\theta_{a \max} = 100^\circ + 110^\circ$

