

МОРДОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ
Н.П.ОГАРЕВА
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ И ХИМИИ
КАФЕДРА РАДИОТЕХНИКИ

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

4. Передатчики с амплитудной модуляцией
5. Однополосная модуляция

Печатается на основании решения учебно-методической комиссии
Института физики и химии.

УДК 621.396

Радиопередающие устройства. 4. Передатчики с амплитудной модуляцией. 5. Однополосная модуляция. // Методическая разработка.

Составитель – Бардин В.М., к.т.н., профессор кафедры радиотехники

В методической разработке приведены сведения, раскрывающие суть и особенности амплитудной модуляции, параметры и характеристики, характеризующие качество этого метода передачи информации.

В разделе “Однополосная модуляция” рассмотрены недостатки обычной амплитудной модуляции и показаны, как с помощью формирования однополосного сигнала эти недостатки можно устранить

Научный редактор – Логунов М.В., к.ф.-м.н., зав. кафедрой радиотехники.

Рецензент – Беспалов Н.Н., к.т.н., доцент кафедры автоматизи-

© Институт физики и химии Мордовского государственного университета имени Н.П.Огарева, 2002.

Отпечатано на типографе ИПК. Тираж 200 экз.

ВВЕДЕНИЕ

Настоящее учебно-методическое издание является продолжением из серии подобных изданий, предназначенных для студентов специальности «Радиотехника», изучающих курс «Устройства генерирования и формирования сигналов». Данное методическое издание раскрывает суть и основные особенности амплитудной модуляции несущего колебания, параметры и характеристики амплитудных модуляторов. Учитывая, что амплитудная модуляция отличается очень низким КПД в разделе «Однополосная модуляция» показано как этот параметр можно существенно улучшить. Приведены схемные решения основных узлов однополосного модулятора.

Содержание методической разработки в основном отражает содержание соответствующего раздела лекционного курса, но не заменяет его.

Автор надеется, что их содержание методических разработок будет особенно полезно студентам заочной формы обучения, доступ которых к учебной литературе по специальным дисциплинам в силу ряда причин ограничен.

6. ПЕРЕДАТЧИКИ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ.

6.1 Общие сведения.

Модуляцией называется процесс изменения одного или нескольких параметров несущего радиочастотного колебания в соответствии с изменением параметров передаваемого сигнала. В случае амплитудной модуляции (АМ) изменяемым параметром является амплитуда несущего гармонического колебания.

В настоящее время основными областями применения АМ являются: звуковое радиовещание в ДВ, СВ и КВ диапазонах, телевизионное вещание (передатчики изображения) в метровом и дециметровом диапазонах. Для радиосвязи АМ применяется в диапазонах 100-150 МГц (ближняя радиосвязь в авиации).

Звуковой модулирующий сигнал характеризуется шириной полосы частот (Ω_{\min} - Ω_{\max}) и интенсивностью, а распределение мощности сигнала в полосе звуковых частот - спектральной плотностью $S(F)$. Спектр звуковых частот, воспринимаемый человеческим ухом, занимает полосу частот от 20 Гц до 20 кГц, однако спектральная плотность речи весьма неравномерна (рис.45). Максимальная чувствительность уха находится вблизи 1000 Гц, а основная энергия голоса сосредоточена в узкой полосе от 200 до 600 Гц.

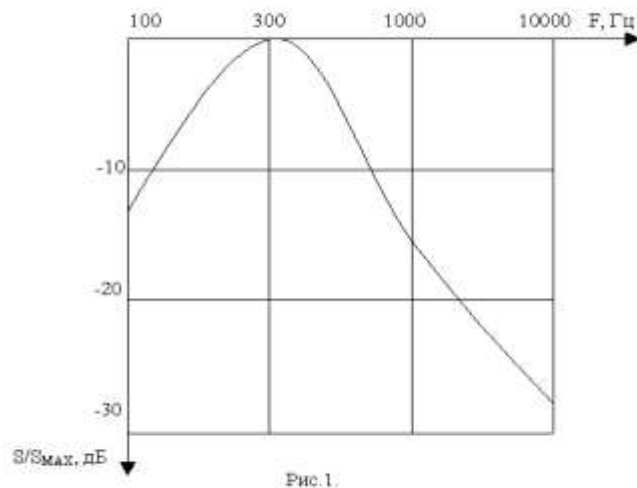


Рис. 45. Спектр речевого сигнала.

Для обеспечения разборчивого восприятия речи при радиотелефонной связи достаточно пропустить через передатчик модулирующие частоты 300 – 3400 Гц с допустимой неравномерностью в этой полосе $\pm(2\div3)$ дБ. Для обеспечения высококачественной радиопередачи необходимо передавать более широкую полосу частот – вплоть до 20 – 30 кГц.

Дисперсия передаваемого сигнала σ_u^2 , характеризующая его среднюю мощность, связана со спектральной плотностью соотношением

$$\sigma_u^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_{\min}}^{\Omega_{\max}} S(\Omega) d\Omega \quad (6.1)$$

При проектировании передатчиков, важно знать, насколько реальный модулирующий сигнал $U(t)$ отличается от своего среднеквадратического значения σ_u . От этого зависит будет ли передатчик “перегружен” сигналом и станут ли нелинейные искажения сигнала в передатчике недопустимо большими или, наоборот, передатчик будет недоиспользован по глубине модуляции. Отличие реального сигнала от σ_u оценивается пик-фактором P :

$$P = U_{\max} / \sigma_u \quad \text{или} \quad P(\text{дБ}) = 20 \log (U_{\max} / \sigma_u). \quad (6.2)$$

Для речевого сигнала принимается

$$P = 3,3 \text{ (10,4 дБ)}.$$

При проектировании передатчиков пик-фактор обычно принимается на уровне 3,4 – 4.

При амплитудной модуляции несущей сигналом вида $U_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$ первая гармоника анодного тока генератора изменяется по закону

$$\begin{aligned} i_{a1} &= I_{a1T} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\ &= I_{a1T} \cos \omega_0 t + (mI_{a1T}/2) \cos(\omega_0 + \Omega)t + (mI_{a1T}/2) \cos(\omega_0 - \Omega)t \end{aligned} \quad (6.3)$$

Из этого выражения следует, что спектр АМ колебания содержит три составляющие: колебание несущей частоты ω_0 с амплитудой I_{a1T} и две боковые с частотами $(\omega_0 + \Omega)$ и $(\omega_0 - \Omega)$ с амплитудой $1/2 m I_{a1T}$.

Временная диаграмма АМ колебания и его спектр приведены на рис.46.

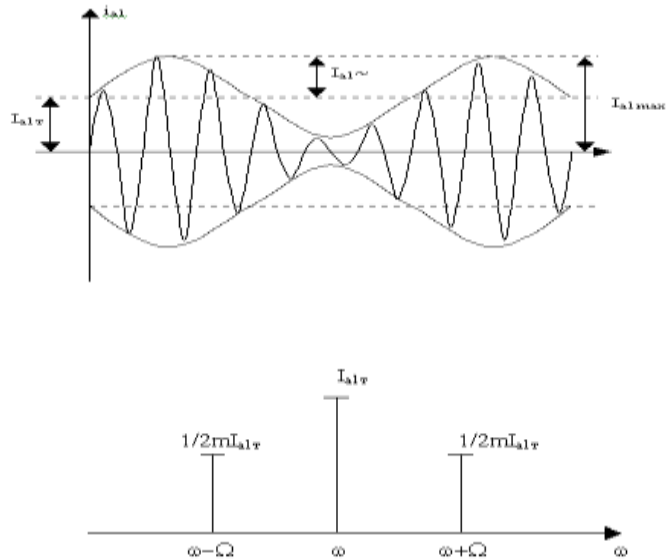


Рис.46. Временная диаграмма и спектр АМ сигнала.

Изменение амплитуды тока характеризуется коэффициентом модуляции

$$m = I_{a1\sim} / I_{a1\Gamma} \quad (6.4)$$

Максимальное и минимальное значение амплитуды тока

$$\begin{aligned} I_{a1max} &= I_{a1\Gamma} (1 + m) \\ I_{a1min} &= I_{a1\Gamma} (1 - m) \end{aligned} \quad (6.5)$$

Если модулирующее напряжение содержит несколько гармоник, то соответственно будет возрастать и число боковых в спектре.

Мощность передатчика с АМ в режиме несущей (режим молчания)

$$P_{1\Gamma} = 0,5 I_{a1\Gamma}^2 R_э \quad (6.6)$$

В тот момент, когда амплитуда тока проходит через максимум, мощность

$$P_{1max} = 0,5 I_{a1max}^2 R_э = 0,5 I_{a1\Gamma}^2 (1 + m)^2 R_э = P_{1\Gamma} (1 + m)^2 \quad (6.7)$$

Максимальная мощность, на которую должен быть рассчитан передатчик, имеет место при

$$\begin{aligned} m &= m_{max} = 1. \\ P_{1max} &= P_{1\Gamma} (1 + m_{max})^2 = 4P_{1\Gamma} \end{aligned} \quad (6.8)$$

При модуляции мощность, излучаемая антенной, непрерывно изменяется. Мощность, усредненная за период высокой частоты

$$P_{1P4} = 0,5 I_{a1\Gamma}^2 (1 + \cos \Omega t)^2 R_э = P_{1\Gamma} (1 + m \cos \Omega t)^2 \quad (6.9)$$

Среднее значение мощности за период модулирующего сигнала обычно определяется для среднестатистических коэффициентов модуляции

$$P_{1cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{1\Gamma} (1 + m_{cp} \cos \Omega t)^2 d(\Omega t) = P_{1\Gamma} + \frac{m_{cp}}{2} P_{1\Gamma} = P_{1\Gamma} (1 + \frac{m_{cp}^2}{2}). \quad (6.10)$$

Мощность при модуляции увеличивается по сравнению с мощностью в режиме молчания на $0,5m_{cp}^2 P_{1T}$ за счет мощности двух боковых частот $P_{бок} = 2 * 0,25 m_{cp}^2 P_{1T}$.

Поэтому для получения большой дальности связи и улучшения отношения сигнал – шум в месте приема необходимо увеличивать мощность боковых составляющих, следовательно, необходимо стремиться к большей глубине модуляции. Передатчики с АМ проектируются для $m_{max} = 1$. Если положить, что пик – фактор $P = 3,5 - 4$, а

$$m_{cp} = \frac{\sqrt{2m_{max}}}{P},$$

то получается, что $m_{cp} = 0,35 - 0,4$. Это означает, что доля боковых полос при АМ составляет $(1,5 - 2,2)\%$ от P_{1max} и номинальная мощность электронных приборов используется крайне неэффективно.

Существует несколько способов получения АМ колебаний в ламповых и транзисторных генераторах. Обычно модуляция осуществляется путем изменения напряжения на каком – то электроде лампы или транзистора.

Судить о пригодности генератора для АМ можно по его статическим модуляционным характеристикам, т.е. зависимости $I_{a1}, I_{a0}, P_1, P_0, \eta$ и др. от какого – то одного постоянного напряжения E_a, E_{e1} . Модулирующее напряжение звуковой частоты при этом отсутствует. Для выявления факторов нелинейности снимают динамические модуляционные характеристики, т.е. зависимость коэффициента амплитудной модуляции или других показателей величины и качества модуляции от амплитуды напряжения модулирующего напряжения сигнала U_{Ω} (рис.47). Измерения обычно производится на частотах 400 или 1000 Гц. Измерения коэффициента модуляции m или коэффициента нелинейных искажений (коэффициента гармоник) производят как для положительных, так и для отрицательных полупериодов огибающей АМ колебаний. Совпадение этих зависимостей и их линейность говорят о симметричности модуляции и малых нелинейных искажениях. Для радиовещательных передатчиков с АМ в полосе частот 100 – 4000 Гц и при глубине модуляции $m = 50\%$ коэффициент гармоник не должен быть больше 1%, а при $m \approx 90\%$ - не более 2%.

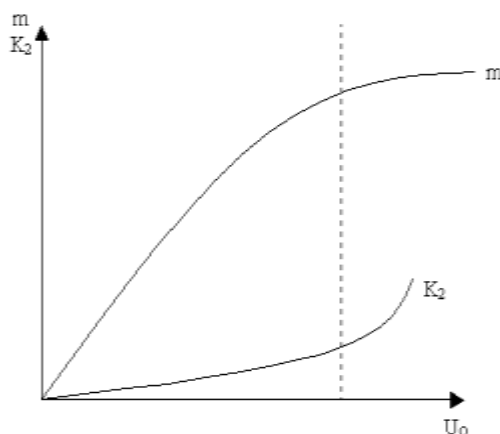


Рис. 47. Графики зависимости глубины модуляции и коэффициента и нелинейных искажений от величины модулирующего напряжения.

О наличии и величине частотных искажений в диапазоне модулирующих частот Ω_{\min} - Ω_{\max} , судят по неравномерности амплитудно – частотной характеристики (АЧХ) передатчика, которую строят при постоянной амплитуде модулирующего напряжения U_{Ω} (рис.48).

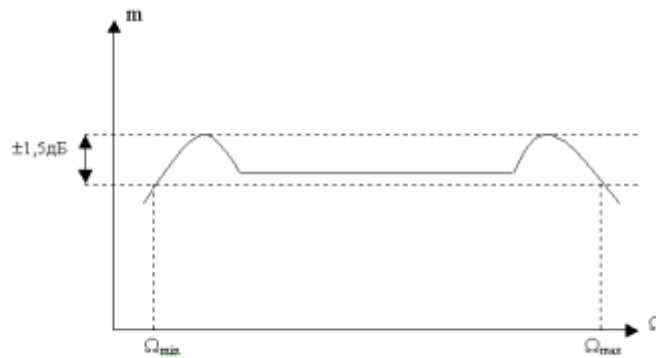


Рис. 48. Амплитудно – частотная характеристика.

Амплитудную модуляцию можно осуществлять в любом из усилительных каскадов передатчика. Каскад, в котором происходит преобразование сигнала от источника информации в радиосигнал, называется модулятором. Для обеспечения работы модулятора, как правило, требуется предварительное усиление модулирующего сигнала (например, сигнала с микрофона). В результате структурная схема передатчика с АМ приобретает вид, изображенный на рис.49.

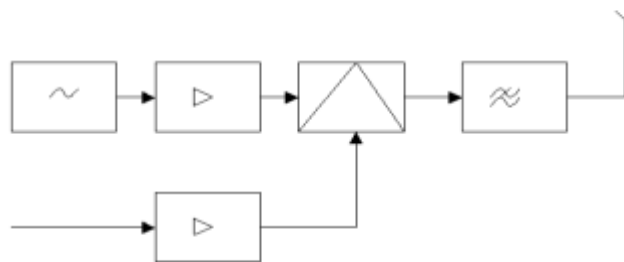


Рис. 5.

Рис. 49. Структурная схема передатчика с АМ.

Спектр частот излучения передатчика на рабочей частоте, образовавшейся в процессе модуляции, состоит из основного и внеполосного излучения. Основное излучение содержит полезную информацию и занимает необходимую полосу частот, достаточную для обеспечения передачи сообщений с необходимой скоростью и качеством. Внеполосным

называется излучение передатчика на частотах, непосредственно примыкающих к необходимой полосе частот. Внеполосное излучение создает помехи для систем связи, работающих на частотах, примыкающих к полосе частот данного передатчика. Такие излучения возникают при модуляции несущего колебания передатчика излишне широким спектром, за счет высших гармоник, возникающих при усилении, перемодуляции и др.

В радиовещании с АМ при диапазоне модулирующих частот от 50 Гц до 10 кГц обеспечение необходимой степени подавления внеполосных излучений достигается следующими мерами:

- ограничением спектра звуковых частот на входе модулятора;
- высокой линейностью модуляционной характеристики.

Стандартом регламентируется следующий уровень подавления внеполосных излучений при заданном отклонении от несущей:

$\pm 13,5\text{кГц} - 40\text{ дБ}$

$\pm 14,0\text{кГц} - 45\text{ дБ}$

$\pm 19,0\text{кГц} - 50\text{ дБ}$

$\pm 33,0\text{кГц} - 60\text{ дБ}$

Указанная зависимость изображена на рис.50.

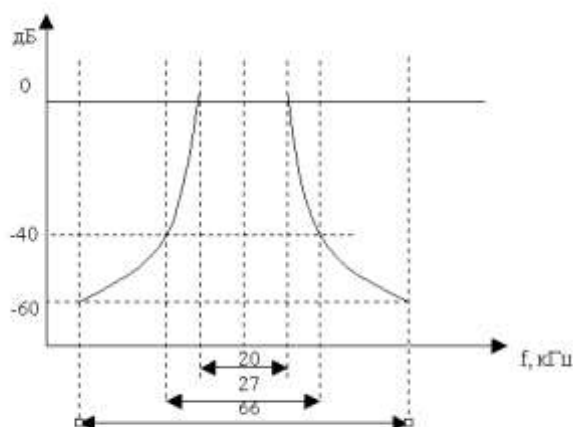


Рис. 51. Шаблон требований к уровню подавления внеполосных излучений.

В ламповых и транзисторных ГВВ возможны следующие способы получения АМ:

- на входной электрод (сетку, базу) путем изменения напряжения смещения (E_c, E_b) или возбуждения (U_c, U_b);
- на выходной электрод (анод, коллектор) путем изменения питающего напряжения (E_a, E_k);
- комбинированные способы.

Модуляция смещением.

В модулирующем каскаде (рис 52) в соответствии с сигналом информации изменяют смещение на входном электроде усилительного элемента. На управляющей сетке лампы действуют два напряжения : смещение E_c и напряжение возбуждения U_{ω} , т.е

$$e_c = E_c + U_{\omega 0} \cos \omega_0 t . \quad (6.11)$$

В режиме несущей частоты (при отсутствии модуляции сигналом) $E_c = E_{ст}$. В режиме модуляции E_c меняется:

$$E_c = E_{ст} + E_{с\Omega} \cos \Omega t . \quad (6.12)$$

Суммарное напряжение на управляющей сетке:

$$e_c = E_{ст} + E_{с\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega 0} \cos \omega_0 t . \quad (6.13)$$

В результате модуляции напряжения смещения изменяются угол отсечки θ и высота импульса анодного тока I_{amax} .

$$I_{a1} \approx S U_0 \gamma(\theta), \quad (6.14)$$

где $\gamma_1(\theta)$ – коэффициент, зависящий от угла отсечки.

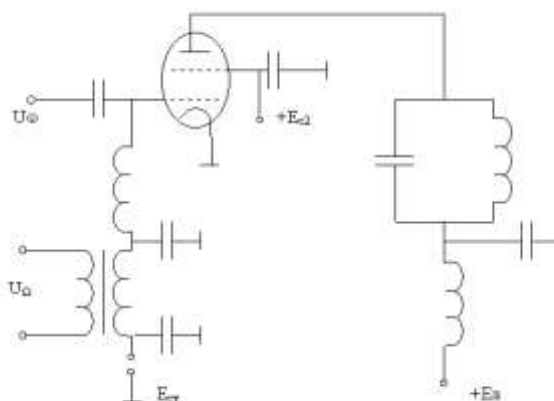


Рис. 52. Схема генератора с модуляцией смещением.

Электронный прибор в таком модуляторе работает в недонапряженном режиме. Для полного использования ЭП по мощности рекомендуется максимальный режим выбирать критическим, а режим молчания – посередине линейного участка СМХ. Поскольку реальные СМХ нелинейные, коэффициент модуляции при малых нелинейных искажениях получается не более $m = 0,6 - 0,7$.

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{a0}(E_c) E_a, \quad (6.15)$$

при $E_a = \text{const}$ меняется подобно току $I_{a0}(E_c)$.

Зависимость от E_c полезной мощности, развиваемой в анодной цепи, имеет вид параболы

$$P_1 = 0,5 I_{a1}^2(E_c) R_3 . \quad (6.16)$$

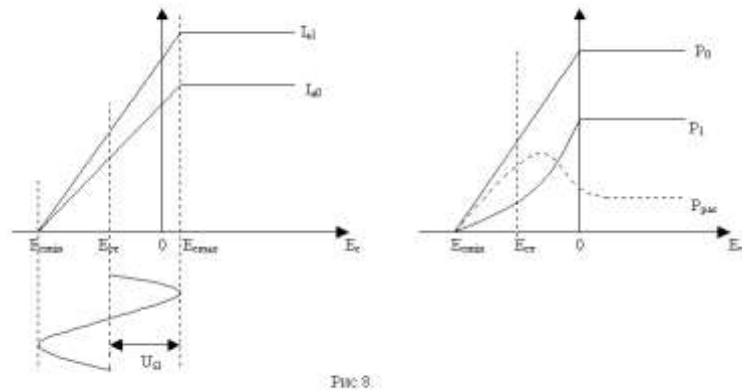


Рис. 53. Статические модуляционные характеристики при модуляции смещением.

Мощность, рассеиваемая на аноде

$$P_{\text{рас}} = P_0(E_c) - P_1(E_c).$$

КПД каскада в режиме молчания и в режиме модуляции близки друг к другу и составляют

$$\eta \approx 0,35 - 0,39$$

Такой низкий КПД не позволяет широко использовать модуляцию смещением в радиовещании и системах профессиональной радиосвязи. Но его иногда применяют в телевидении, где видеосигнал имеет широкую полосу (6 МГц).

Усиление модулированных колебаний.

В многокаскадном передатчике все каскады после модулирующего работают в режиме усиления модулированных колебаний. При этом на вход АЭ подается модулированное напряжение возбуждения

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t,$$

где $U_{\text{вх}}$ - напряжение возбуждения в режиме молчания.

Режим усиления модулированных колебаний – это один из способов модуляции выходного тока АЭ, при котором фактором модуляции является амплитуда напряжения возбуждения – $U_{\text{вх}}$.

Особенность работы АЭ в этом режиме можно проиллюстрировать с помощью СМХ (рис. 54).

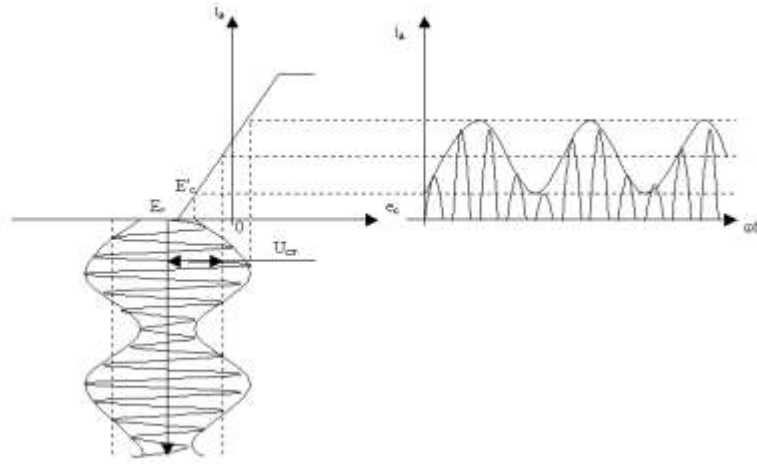


Рис. 54. Усиление модулированных колебаний.

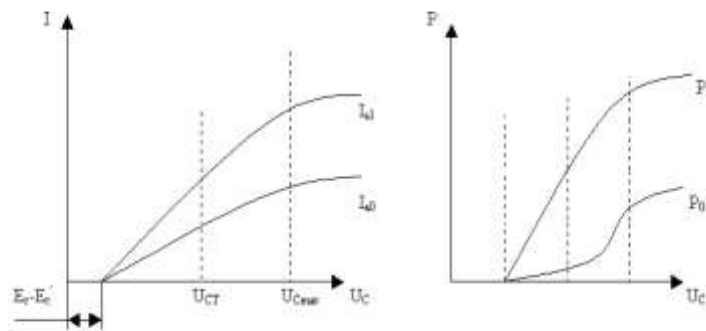


Рис. 55. Модуляционные характеристики при модуляции напряжением возбуждения.

При усилении модулированных колебаний наиболее часто применяются два режима:

- 1 $E_c > E_c'$ ($\theta = 180^\circ$) (рис.56)

- 2 $E_c = E_c'$ ($\theta = 90^\circ$) (рис.57)

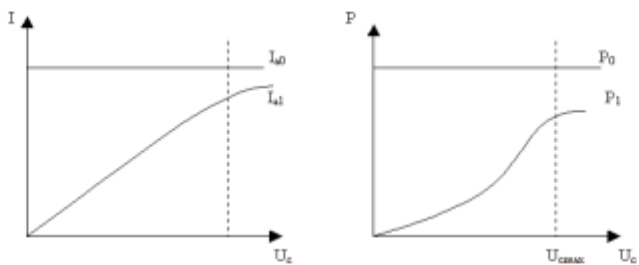
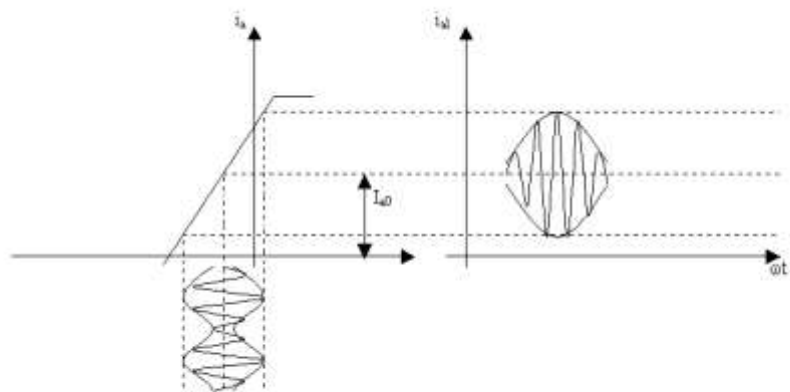


Рис. 56. Статические модуляционные характеристики при модуляции возбуждением в режиме класса А.

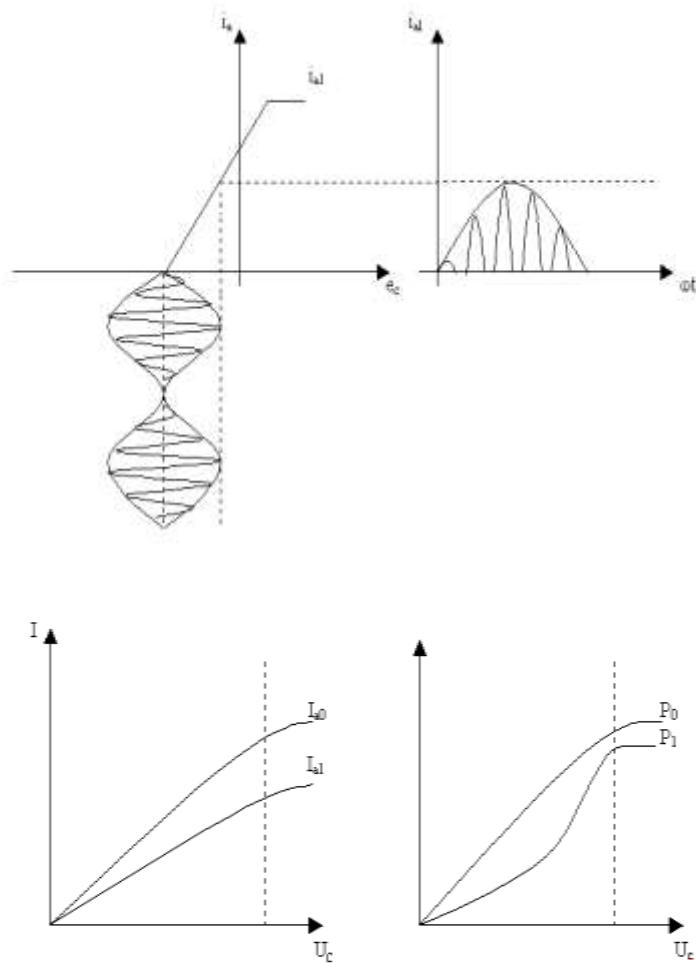


Рис.57. Статические модуляционные характеристики при модуляции возбуждением в режиме класса В.

Первый режим обычно используется в маломощных однополосных передатчиках. Нелинейные искажения в таком режиме незначительны, а лампа при всех значениях U_c работает в режиме класса А. Модуляционная характеристика линейна, а постоянная составляющая равна току покоя поэтому КПД мал.

Во втором режиме модуляционная характеристика также линейна, но за счет меньшей разности между P_0 и P_1 данная схема обладает более высоким КПД ($\eta \approx 0,45$).

Анодная модуляция.

При анодной модуляции основным фактором, обуславливающим получение амплитудной модуляции, является напряжение питания анодной цепи E_a . Различают следующие разновидности анодной амплитудной модуляции:

1. Анодная модуляция при фиксированном напряжении смещения.

2. Анодная модуляция с автоматическим смещением e , когда кроме анодного модулирующим является и напряжение смещения.

3. Комбинированная анодная модуляция, когда по закону модуляции меняются анодное напряжение, автосмещение и напряжение возбуждения сетки.

4. Анодно – экранная модуляция.

Принцип анодной модуляции иллюстрируется на рис.58. Напряжение звуковой частоты U_{Ω} подается последовательно с напряжением анодного питания

$$E_a(t) = E_{ат} + U_{a\Omega} \cos \Omega t \quad (6.17)$$

В точках максимума и минимума

$$\begin{aligned} E_{amax} &= E_{ат} + U_{a\Omega m} \\ E_{amin} &= E_{ат} - U_{a\Omega m}. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Уравнение (6.17) можно представить в виде:

$$E_a(t) = E_{ат}(1 + U_{a\Omega} \cos \Omega t / E_{ат}) = E_{ат}(1 + m \cos \Omega t), \quad (6.19)$$

где $m = U_{a\Omega} / E_{ат}$.

В экстремальных точках

$$E_{amax} = E_{ат}(1+m), \quad E_{amin} = E_{ат}(1-m)$$

при $m=1$ $E_{amax} = 2E_{ат}$

$$E_{amin} = 0$$

Генерация максимальной мощности, как известно, возможна только в критическом режиме. Следовательно, пиковый режим должен быть совмещен с критическим. Тогда при меньших значениях E_a будет иметь место перенапряженный режим, напряженность которого возрастает по мере снижения E_a . Это сопровождается снижением анодных (выходных) и увеличением сеточных (входных) токов.

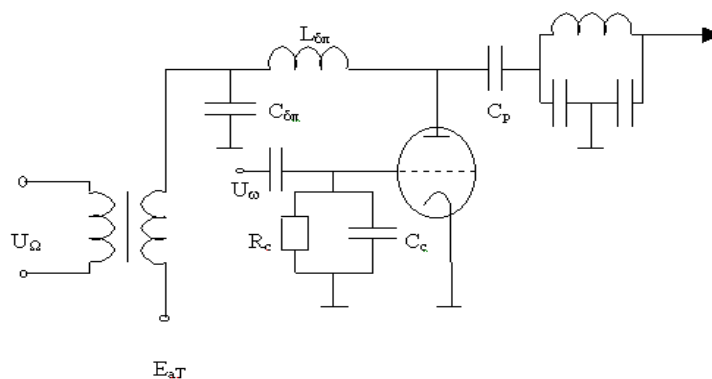


Рис58. Схема анодной модуляции

При работе ГВВ в перенапряженном режиме анодные токи I_{a1}, I_{a0} линейно зависят от E_a (рис.59). При изменении модулирующего напряжения E_a аналогично меняется и первая гармоника тока

$$I_{a1} = I_{a1}(1 + m \cos \Omega t). \quad (6.20)$$

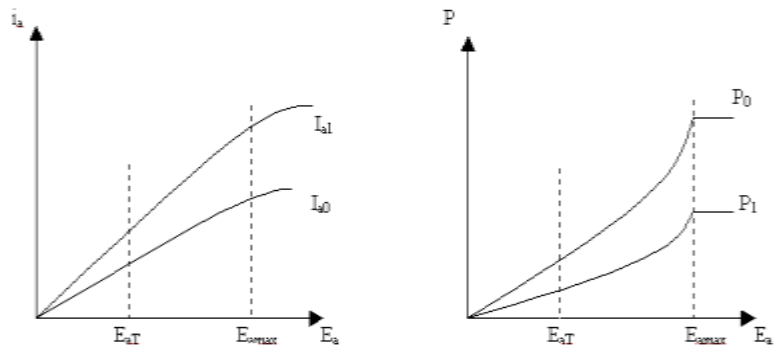


Рис. 60. Статические модуляционные характеристики при анодной модуляции.

С учетом неизменности сопротивления нагрузки амплитуда колебательного напряжения изменяется по тому же закону

$$U_{a1} = U_{ат}(1 + m \cos \Omega t). \quad (6.21)$$

В максимуме АМ колебания имеем

$$I_{amax} = I_{ат}(1 + m), \quad U_{amax} = U_{ат}(1 + m). \quad (6.22)$$

Колебательная мощность в пиковом режиме

$$P_{a1max} = I_{ат} U_{ат}(1 + m)^2 = P_{ат}(1 + m)^2 = 4P_{ат}.$$

Аналогично изменяется и P_0

$$P_{0max} = P_{0т}(1 + m)^2.$$

Обе мощности меняются по квадратичному закону (рис.60). Мощность, рассеиваемая на аноде лампы, определяется разницей между этими мощностями

$$P_a = P_0 - P_1.$$

Напряжение на аноде лампы при анодной модуляции изменяется по закону

$$e_a = E_{ат} + U_{a\Omega} \cos \Omega t + U_a \cos \omega t. \quad (6.23)$$

При 100-процентной модуляции напряжение питания в максимальной точке

$$E_{amax} = E_{ат}(1 + m) = 2E_{ат}, \quad (6.24)$$

т.е. в два раза превышает напряжение в режиме покоя.

С изменением E_a пропорционально изменяется и напряжение радиочастоты, так как I_{a1} пропорционально E_a , а $U_a = I_{a1} R_{э}$. При $E_{amax} = 2E_{ат}$, $U_{amax} \approx E_{amax}$. (рис.61). Следовательно, мгновенное максимальное значение напряжения на аноде в 4 раза превышает напряжение в режиме покоя:

$$e_{amax} = E_{amax} + U_{amax} = E_{amax} + \xi E_{amax} = 2E_{ат} + \xi 2E_{ат} \approx 4E_{ат}, \quad (6.25)$$

где $\xi = U_a / E_a$ – коэффициент использования анодного напряжения.

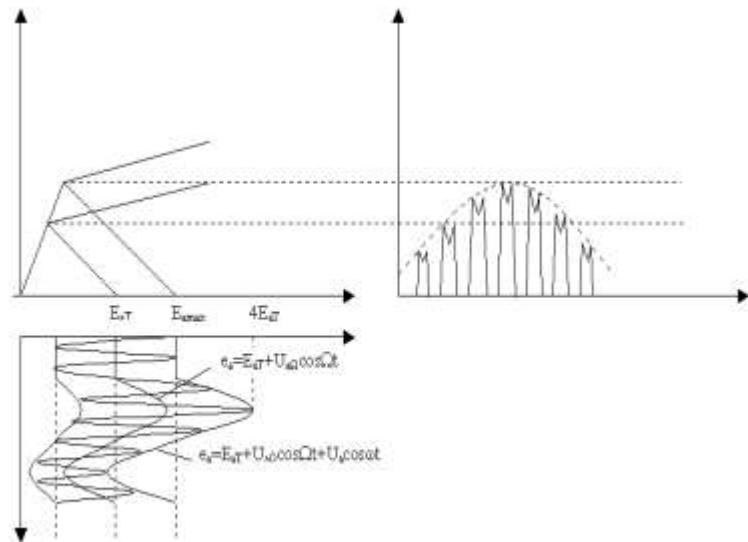


Рис.61.Временные диаграммы анодных напряжения и тока при анодной модуляции.

Однако продолжительность действия этого напряжения невелика. Современные лампы обладают достаточной электрической прочностью и выдерживают такие перегрузки. Поэтому напряжение E_{aT} в режиме несущей обычно выбирается равным номинальному, т.е.

$$E_{aT} = E_{aном}.$$

Мощность, которую лампа должна развивать в максимальном режиме

$$P_{1max} = I_{a1max} U_{a1max} / 2 = 0,5 I_{a1max} \xi E_{aном} (1+m). \quad (6.26)$$

Если принять $I_{a1max} = I_{aном}$, $m=1$, $\xi=1$, то

$$P_{1max} = 2(0,5 I_{aном} E_{aном}) = 2P_{aном}$$

Это означает, что при выборе генераторной лампы надо исходить из номинальной мощности

$$P_{aном} \leq P_{1max} / 2 \quad (6.27)$$

Ранее было показано, что $P_{1max} = 4P_{aT}$. Следовательно, лампу надо выбирать из условия

$$P_{aном} = 2P_{aT}$$

т.е. равной удвоенной мощности несущего режима. При сеточной модуляции установочная мощность лампы превышает мощность в несущем режиме в 4 раза. Таким образом, установочная мощность лампы при анодной модуляции в 2 раза меньше, чем при сеточной модуляции. Этот выигрыш объясняется, прежде всего, тем, что лампа работает в перенапряженном режиме с высоким КПД ($\approx 75\%$). Поэтому и общий КПД ГВВ с анодной модуляцией примерно в 2 раза выше, чем при сеточной. Но при этом модулятор должен обладать значительной мощностью.

Амплитудная модуляция в транзисторных генераторах.

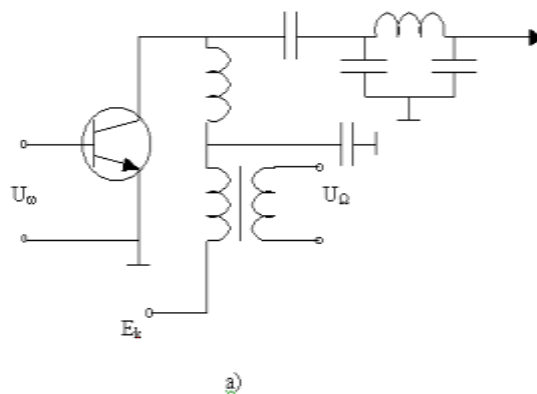
В принципе в генераторах на транзисторах возможны те же виды модуляции, что и в триодных генераторах: модуляция изменением базового смещения, изменением напряжения возбуждения, коллекторного напряжения и комбинированная модуляция. Однако базовая модуляция, как правило, не применяется из-за нелинейности модуляционных характеристик. В этом случае выход модулятора нагружается на емкость эмиттерного перехода, значение которой зависит от уровня сигнала. Кроме того КПД базовой модуляции низок. Поэтому базовая модуляция используется только в качестве элемента комбинированной коллекторной модуляции. Основной в транзисторных генераторах является коллекторная модуляция. Упрощенная схема модулятора приведена на рис.62. Модулируемый генератор работает в перенапряженном режиме. Напряжение питания на коллекторе изменяется в соответствии с изменением модулирующего напряжения

$$E_k = E_{кт} + U_{к\Omega} \cos \Omega t. \quad (6.28)$$

Следует иметь в виду, что в отличие от лампового генератора, транзистор не допускает кратковременного превышения допустимого напряжения на коллекторе $e_{к\text{доп}}$. Поэтому необходимо обеспечить выполнение условия:

$$E_{к\text{max}} = E_{мт} + U_{к\Omega} + U_k < e_{к\text{доп}}, \quad (6.29)$$

где U_k – амплитуда радиочастотного напряжения на коллекторе в максимальном режиме (при $m = 1$). Статическая модуляционная характеристика $I_{к1} (E_k)$ транзисторного модулятора в общем случае нелинейна (зависимость 1 на рис.61 б). Но она может быть линеаризована дополнительной базовой модуляцией. Спрямлению характеристики способствует и дополнительная коллекторная модуляция предыдущего каскада.



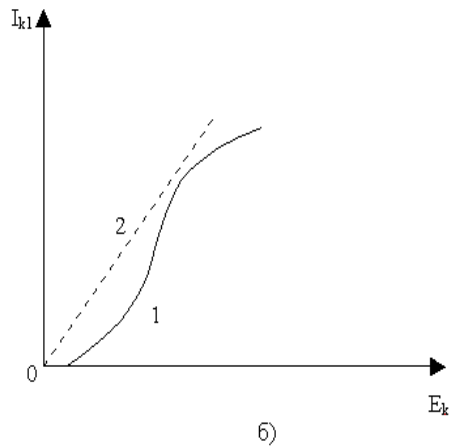


Рис.61. Схема коллекторной АМ и статическая модуляционная характеристика.

7. ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ.

7.1. Общие сведения.

Анализ спектра амплитудно-модулированного колебания показывает, что он состоит из трех составляющих: несущей, с частотой ω и двух боковых колебаний с частотами $\omega + \Omega$ и $\omega - \Omega$. При модуляции сложным сигналом, состоящим из нескольких колебаний с разными частотами и амплитудами, по обеим сторонам несущего колебания располагаются две симметричные полосы боковых колебаний: $\omega + (\Omega_H - \Omega_B)$ и $\omega - (\Omega_H - \Omega_B)$. Передаваемая полезная информация $\Omega_H \dots \Omega_B$ полностью содержится в одной боковой полосе, как в верхней, так и в нижней. Несущее колебание никакой информации в себе не содержит. Следовательно, для передачи информации достаточно передавать только одну боковую полосу.

Способ радиопередачи, при котором радиопередатчик создает, а его антенна излучает только одну полосу амплитудно-модулированных колебаний боковых частот называется однополосной модуляцией. Вторая боковая полоса и несущее колебание при этом подавляются в устройстве формирования однополосного сигнала. Естественно, что при однополосной модуляции ширина спектра, занимаемая сообщением, уменьшается. Основными недостатками обычной двухполосной амплитудной модуляции являются:

1) широкая полоса частот, занимаемая каналом связи. Действительно, ширина спектра модулированного сигнала в два раза больше ширины спектра передаваемого сигнала. Это приводит к уменьшению числа радиостанций, работающих в отведенном диапазоне частот. Кроме того, при широкой полосе пропускания приемника больше сказываются помехи приему, т.е. уменьшается помехоустойчивость приемника;

2) мощность боковых полос, содержащих информацию, составляет небольшую часть мощности, излучаемой антенной передатчика. Мощность одной боковой составляющей спектра АМ колебания определяется выражением:

$$P_{\sim \delta} = 0,5 I_{\delta}^2 R_H = 0,5 \left(\frac{m}{2} I_H \right)^2 R_H. \quad (7.1)$$

Соответственно, мощность двух боковых

$$P_{\sim 2\delta} = 2 \cdot 0,5 \left(\frac{m}{2} I_H \right)^2 R_H = \frac{m^2}{4} I_H^2 R_H = \frac{m^2}{2} P_{\sim H}. \quad (7.2)$$

Мощность максимального режима

$$P_{\sim \max} = P_{\sim H} (1 + m)^2.$$

Эффективность использования мощности передатчика определяется отношением

$$P_{\sim \delta} / P_{\sim \max} = m^2 P_{\sim H} / 2 P_{\sim H} (1 + m)^2$$

при $m = 1$

$$P_{\sim \delta} / P_{\sim \max} = 1/8. \quad (7.3)$$

Таким образом, в предельном случае ($m = 1$) мощность обеих боковых полос составляет только 1/8 максимальной мощности передатчика.

Наибольшая часть мощности передатчика приходится на создание несущей. Так, при среднем значении коэффициента модуляции $m = 0,35$ на создание несущего колебания расходуется до 94% мощности передатчика.

Общий выигрыш по мощности при однополосной модуляции можно получить в 8-16 раз. Он определяется несколькими факторами. При однополосной модуляции антенна передатчика излучает только одну боковую полосу, поэтому уровень ее мощности можно поднять до уровня мощности несущего. Кроме того, полоса пропускания приемника сужается в два раза по сравнению с обычным приемником АМ сигнала. Это улучшает отношение сигнал-помеха, что также эквивалентно увеличению мощности передатчика. В реальных системах связи общий выигрыш по мощности при однополосной передаче сигнала составляет от 8 до 12 раз.

Однако система однополосной передачи имеет и недостатки. Одним из них является необходимость обеспечения высокой стабильности частоты возбудителя передатчика и гетеродина приемника. Для воспроизведения переданной информации в радиоприемном устройстве необходимо восстановить подавленную в передатчике несущую частоту. Восстановление несущей в приемнике должно осуществляться с точностью до 10 Гц. При большем отклонении восстановленной несущей ухудшается разборчивость передаваемой речи. Для получения такой точной синхронизации стабильность частоты передатчика и гетеродина приемника КВ диапазона должно быть не хуже 10^{-7} - 10^{-8} . А для качественного приема музыкальных передач требования по стабильности еще выше. Вторым недостатком является усложнение передатчика и приемника из-за необходимости формирования однополосного сигнала и восстановления не-

сущей при детектировании. Кроме того, усилители однополосного сигнала в передатчике должны иметь амплитудную характеристику высокой линейности, т.к. при наличии нелинейных искажений передаваемого сообщения расширяется спектр однополосного сигнала.

В настоящее время для радиосвязи в КВ диапазоне используются следующие виды однополосной модуляции:

- с одной боковой (верхней или нижней);
- с двумя независимыми боковыми, каждая из которых несет свою информацию;
- с тремя (или четырьмя) независимыми полосами.

Требования к параметрам и расположению каналов определены требованиями Международного Консультативного Комитета по радио (МККР). Стандартами МККР предложены два типа каналов: канал для телефонии шириной 2750 Гц, пропускающий полосу частот 250-3000 Гц и канал для вещания или передачи одновременно двух телефонных сигналов шириной 5900 Гц, пропускающий полосу 100-6000 Гц. Для внутри - российских систем связи предусмотрен третий тип канала с полосой 3100 Гц (300-3400 Гц). Размещение этих каналов на частотной оси (частотный план) приведено на рис. 16. Таким образом, число каналов (на один передатчик) в зависимости от назначения системы связи может составлять от одного до четырех.

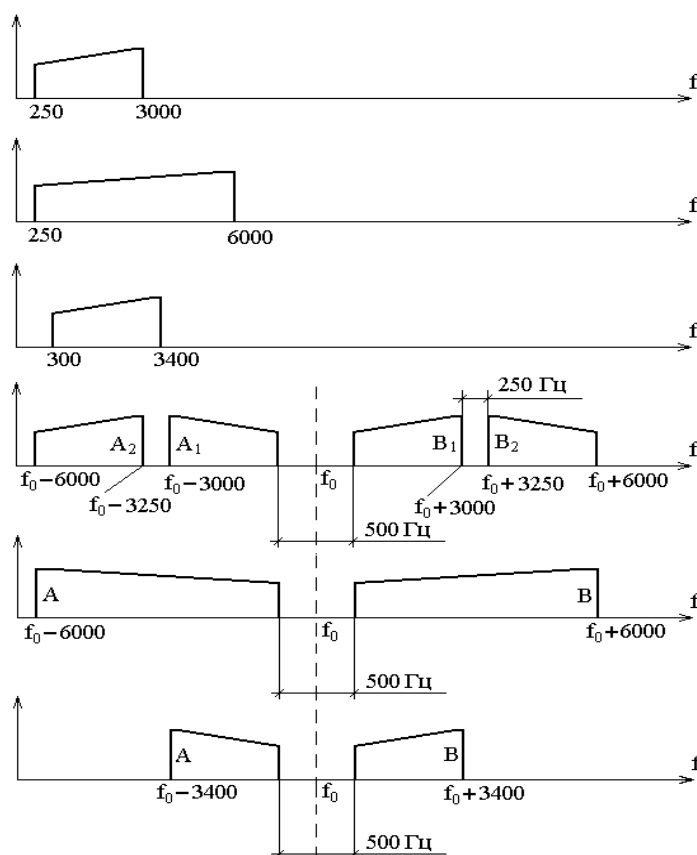


Рис. 62. Размещение полос в передатчиках с ОМ.

Интервалы между полосами каналов вблизи номинальной рабочей частоты f_0 составляют в зависимости от типа канала 500 или 600 Гц. Интервалы между внутренними и внешними каналами в четырехканальной системе равны 250 Гц.

Формирование однополосных сигналов.

В настоящее время для формирования однополосного сигнала используются три основных метода: 1) фильтровой, 2) фазокомпенсационный, 3) фазо-фильтровой.

Для того чтобы получить однополосный сигнал необходимо промодулировать радиочастотные колебания колебаниями звуковой частоты, подавить несущую и ненужную боковую, а затем перенести полученный однополосный сигнал на нужную радиочастоту или в диапазон частот.

Поскольку интервал частот, разделяющий боковые полосы, небольшой (500 или 600 Гц), то для подавления одной боковой и выделения другой непосредственно в диапазоне рабочих радиочастот нужны фильтры с очень большой крутизной спада характеристики. Создать такие фильтры пока не представляется возможным. Поэтому формирование однополосного сигнала осуществляется в следующем порядке. На первом этапе созданные возбудителем колебания радиочастоты модулируются по амплитуде передаваемым сигналом, причем несущее колебание подавляется (или ослабляется). На выходе модулятора формируется двухполосный сигнал (рис.63). Затем с помощью полосового фильтра выделяется одна желаемая полоса и подавляется другая.

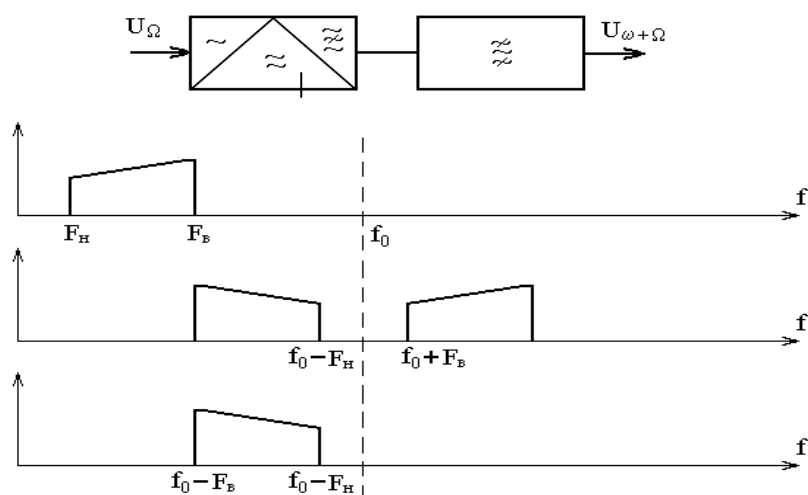


Рис. 63. Структурная схема однополосного модулятора и эюры сигналов.

На втором этапе полученный однополосный сигнал методом последовательных преобразований переносится в область рабочих частот. Подавление несущей осуществляется в балансном модуляторе. Простейшая схема БМ приведена на рис. 64.

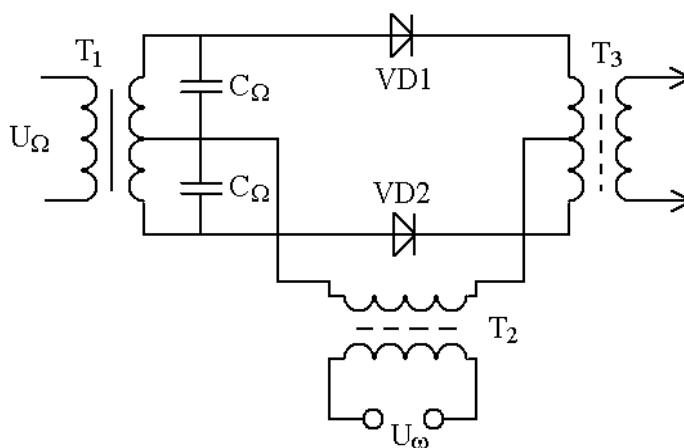


Рис. 64. Схема балансного модулятора.

Напряжение несущей частоты подается на диоды синфазно, а напряжение модулирующего сигнала – противофазно. Принцип работы балансного модулятора основан на взаимной компенсации напряжений несущей частоты при сложении (или вычитании) двух амплитудно-модулированных колебаний на общей линейной нагрузке. В каждом плече модулятора осуществляется обычная двухполосная амплитудная модуляция. Так, если к модулятору подведено только напряжение радиочастоты, то во время одного полупериода напряжения оба диода заперты и ток через них не идет. Во время другого полупериода оба диода пропускают ток. Через первичную обмотку трансформатора Т3 токи обоих плеч протекают встречно. При полной симметрии схемы во вторичной обмотке ЭДС радиочастоты не наводится. Таким образом, в балансном модуляторе происходит подавление несущей. Однако для этого необходимо обеспечить полную симметрию плеч, т.е. балансировку.

При включении на второй вход модулятора модулирующего напряжения $U_{\Omega} = v_{\Omega} \cos \Omega t$ к диодам плеч оказываются приложены противофазные напряжения модулирующей частоты $U_{\Omega 1} = U_{\Omega 2}$. При этом ток, например, первого диода в один полупериод увеличивается, а второго – уменьшается. В другой полупериод – наоборот. Ток верхнего диода будет изменяться по закону

$$i_1 = I_1(1 + \omega \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

а ток нижнего из-за противофазности модулирующего напряжения будет

$$i_2 = I_1(1 - \omega \cos \Omega t) \cos \omega t.$$

В первичной обмотке трансформатора Т3 протекает ток

$$i_{\text{рез}} = i_1 - i_2 = I_1 \omega \cos(\omega - \Omega)t + I_1 \omega \cos(\omega + \Omega)t. \quad (7.4)$$

Таким образом, на выходе балансного модулятора колебание содержит только две боковые полосы, а несущей нет. В реальной схеме из-за нелинейности вольтамперных характеристик и некоторой асимметрии схемы модулятора спектр выходного колебания содержит остаток несущей

щей и побочные продукты преобразования на частотах Ω , 3ω , 5ω и $n\omega_0 \pm \omega\Omega$.

Значительно лучшее подавление нерабочих составляющих спектра достигается в кольцевых балансных модуляторах (рис. 65).

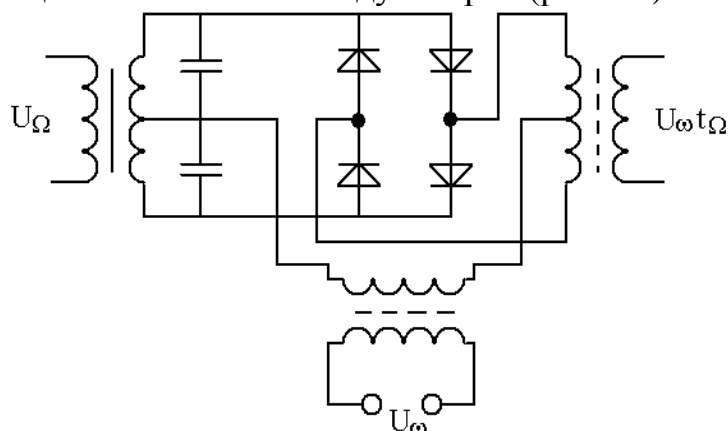


Рис. 65. Кольцевой балансный модулятор.

Кольцевой балансный модулятор представляет собой симметричный мост, составленный из двух одинаковых балансных модуляторов со встречным включением диодов по радиочастоте. Модулирующее напряжение с частотой Ω подается в одну диагональ моста, а выходное напряжение снимается с другой диагонали. В отличие от двухдиодной однополупериодной схемы кольцевая схема является двухполупериодной и в ней используются оба полупериода напряжения несущей частоты, которое является коммутирующим. Амплитуда напряжения боковых полос на выходе кольцевого балансного модулятора вдвое больше, чем на выходе простого.

Для того, чтобы нелинейные искажения и уровень нерабочих составляющих спектра не превышали допустимых значений, напряжение несущей частоты должно быть в 10-100 раз больше напряжения модулирующей частоты. Для большинства полупроводниковых диодов напряжение несущей частоты не должно превышать 2 В. Выходное напряжение двухполосного сигнала будет составлять несколько десятков милливольт. Такие малые значения выходного напряжения являются основным недостатком балансных модуляторов.

Фильтровой метод формирования однополосного сигнала.

Полученные на выходе балансного модулятора колебания содержат две боковые полосы. Одну из них – нерабочую – надо подавить, а другую – рабочую – выделить. В большинстве случаев для подавления нерабочей полосы используется фильтровое устройство с большой крутизной спадов его АЧХ. ГОСТ предусматривает ослабление нерабочей боковой полосы не менее чем на 60 дБ. Трудность фильтрации возникает из-за небольшого частотного интервала между внутренними боковыми частотами, образовавшимися от низкой частоты модуляции. Так для телефонной связи стандартная полоса частот составляет 300-3400 Гц, а частотный ин-

тервал между внутренними боковыми – 600 Гц. Создать фильтр, разделяющий так близко расположенные частоты, в диапазоне коротких волн (3-30 МГц) невозможно.

Фильтрующие свойства фильтра оценивают крутизной ската его АЧХ $S_\phi = b_\phi / \sigma(\%)$,

где b_ϕ – затухание в децибеллах,

$\sigma(\%) = (2\Omega_n / f_n) 100\%$ – относительное значение частотного интервала между боковыми полосами. Например, для обеспечения требуемой фильтрации ($b_\phi = 60$ дБ) на несущей частоте 1 МГц крутизна ската АЧХ должна иметь значение 1000 дБ на каждый процент изменения частоты. А фильтры типа LC имеют наибольшую крутизну ската АЧХ 100 дБ (%), электромеханические 600 дБ (%), кварцевые 1000 дБ (%). Следовательно, на частоте 1 МГц надлежащую фильтрацию могут обеспечить только кварцевые фильтры.

Таким образом, для выделения одной боковой полосы необходимо понижать несущую. Поэтому первоначальную модуляцию непосредственно модулирующим сигналом осуществляют на относительно низкой частоте. А затем для переноса информации в диапазон рабочих частот применяют повторную, а при необходимости и многократную балансную модуляцию с использованием так называемых поднесущих колебаний. В передатчиках низовой радиосвязи обычно два преобразования, в магистральной связи – три и более. Первый фильтр – кварцевый, второй – электромеханический, третий – LC фильтр.

Принцип повторной балансной модуляции состоит в следующем. В коротковолновых передатчиках диапазона 3-30 МГц для трех последовательных преобразований используют поднесущие $f_1 = 80-100$ кГц, $f_2 = 1-3$ МГц, $f_3 = 10-30$ МГц. (рис.66).

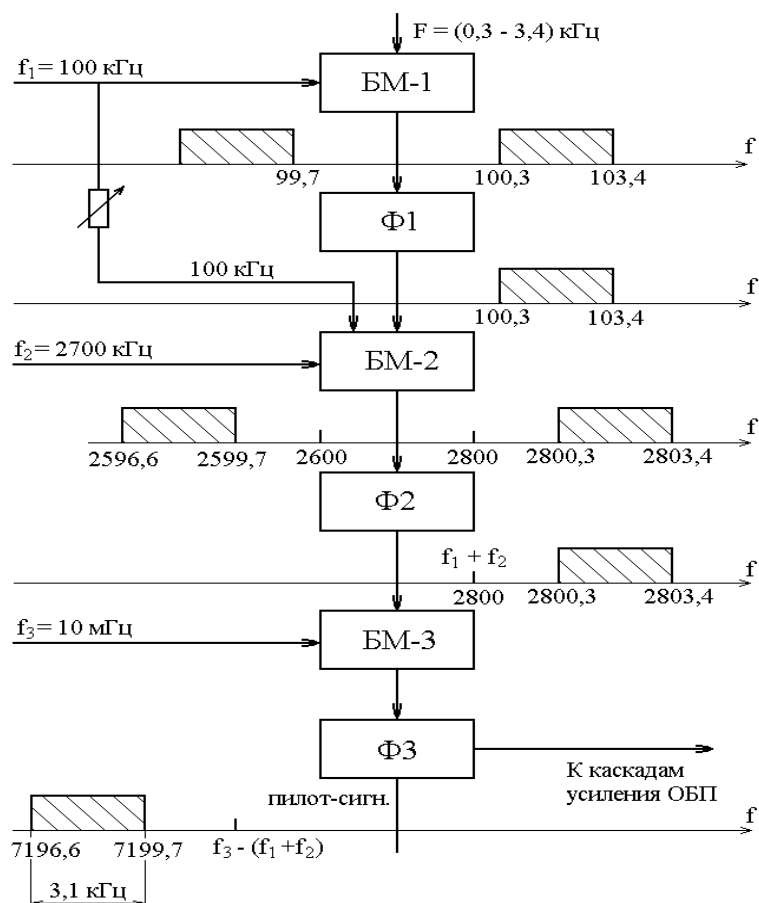


Рис. 66. Расположение полос в процессе преобразования сигнала.

Первое преобразование осуществляется балансным модулятором, в котором поднесущая $f_1 = 100$ кГц модулируется звуковым колебанием канала телефонной связи 300-3400 Гц. На выходе этого модулятора получаются две боковые полосы. Нерабочая (нижняя) боковая полоса подавляется кварцевым фильтром $\Phi 1$. На выходе фильтра остается верхняя боковая полоса 100,3-103,4 кГц. Относительный разнос боковых полос $600/100000 \cdot 100 = 0,6\%$.

Второе преобразование происходит во втором балансном модуляторе, на вход которого подается поднесущая 2,7 МГц, а в качестве модулирующего сигнала используется уже не звуковая частота, а высокая 100,3-103,4 кГц. На выходе второго балансного модулятора опять формируется две боковые полосы. Расстояние между ними составляют $2 \cdot 100,3$ кГц. Относительный интервал $(2 \cdot 100,3)/2700 \cdot 100 = 7,5\%$. Это значительно упрощает фильтрацию. После фильтра $\Phi 2$ имеется верхняя боковая полоса 2800,3-2803,4 кГц. На третий балансный модулятор подается несущая частота $f_3 = 10$ МГц, являющаяся рабочей частотой передатчика. Модулирующей служит полоса 2800,3-2803,4. На выходе БМ3 расстояние между боковыми полосами равно $(2 \cdot 2800,3)/10000 \cdot 100 = 56\%$.

Выделение одной боковой легко осуществляется LC фильтрами.

Структурная схема передатчика с двукратным формированием боковой полосы приведена на рис.67.

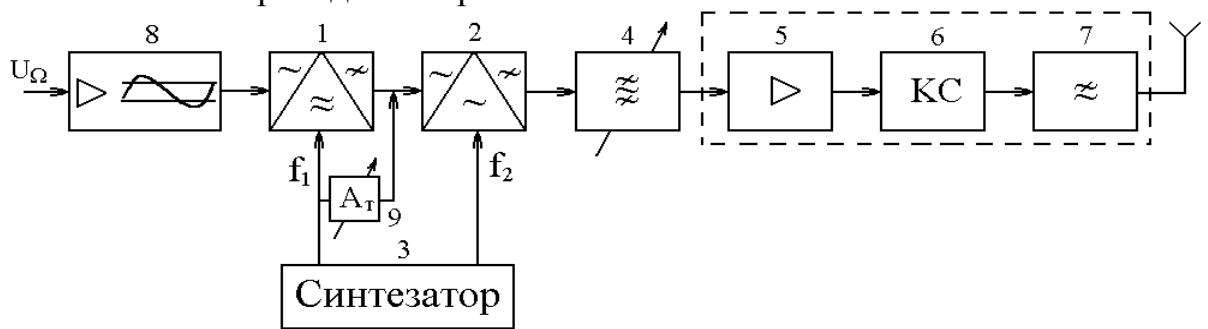


Рис. 67. Структурная схема передатчика.

- 1 – однополосный модулятор с фильтром;
- 2 – преобразователь частоты ОМ колебаний;
- 3 – синтезатор поднесущих;
- 4 – фильтр для подавления побочных продуктов при преобразовании частоты;
- 5 – усилитель мощности;
- 6 – колебательная система выходного каскада;
- 7 – фильтр для подавления ВЧ составляющих, попадающих в телевизионный канал;
- 8 – входной усилитель модулирующего сигнала.

Частота f_1 является поднесущей, а с помощью частоты f_2 устанавливается рабочая частота сигналов на выходе передатчика.

С целью снижения требований к стабильности частот гетеродинов приемников иногда наряду с однополосным сигналом излучается часть несущей, так называемый пилот-сигнал. Частота пилот сигнала равна номинальной рабочей частоте передатчика.

Фазокомпенсационный метод.

Принцип формирования однополосного сигнала фазокомпенсационным способом основан на взаимной компенсации составляющих, которые надо подавить. Для этого сначала создается несколько амплитудно-модулированных колебаний с таким сдвигом по фазе, чтобы при суммировании несущих и подавляемых боковых они взаимно компенсировались, а выделяемые составляющие были бы в фазе и складывались.

Достоинство такого метода – возможность сформировать однополосный сигнал непосредственно на рабочей частоте без последовательного преобразования спектра сигнала, а также отсутствие сложных дорогостоящих фильтров. Недостаток заключается в трудности создания фазовращателей для низкочастотных модулирующих сигналов.

Многоканальные передатчики с однополосной модуляцией.

При применении $2\text{-}4^x$ канальных передатчиков и приемников в 2-3 раза уменьшается потребность в оборудовании и в 2-4 раза сокращается полоса частот радиоканала по сравнению с обычной АМ. Построение многоканальных передатчиков основано на использовании частотного разделения каналов при строго определенном размещении каналов.

На рис. 68. приведена упрощенная структурная схема возбuditеля с ОМ.

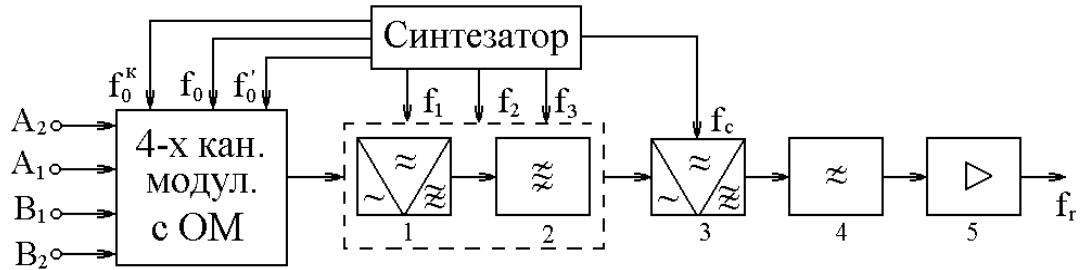


Рис. 68. Структурная схема ОМ возбuditеля

Она состоит из синтезатора частот, многоканального модулятора с ОМ, группы преобразователей частоты 1 с соответствующими полосовыми фильтрами 2, диапазонного преобразователя частоты 3 с фильтром 4 и выходного усилителя 5. Число промежуточных преобразователей частоты может достигать 3-5. Для обеспечения диапазонности передатчика f_c может быть представлена сеткой частот. Средняя частота f_0 обычно выбирается в пределах 30-500 кГц.

На рис. 69 приведена схема четырехканального модулятора с ОМ.

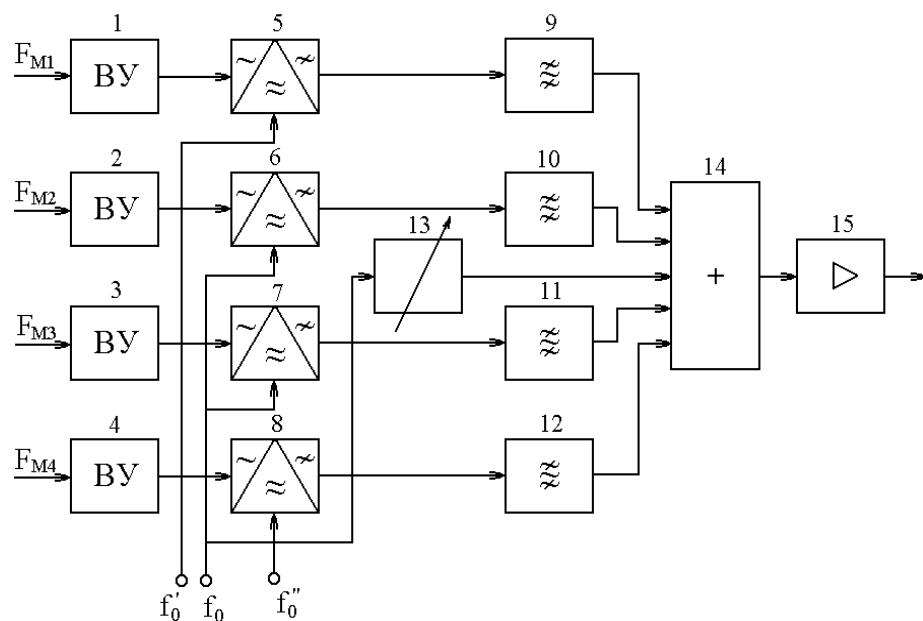


Рис. 69. Структурная схема 4-х канального модулятора.

Элементы с 1 по 13 образуют тракты индивидуальных сигналов и тракт пилот-сигнала; элементы 14 и 15 образуют тракт группового сигнала.

ла. Каждый тракт индивидуального сигнала состоит из входного устройства (1-4), однополосного модулятора, состоящего из БМ (5-8) и ПФ (9-12). Тракт пилот-сигнала состоит из регулируемого калиброванного аттенюатора, позволяющего получать на входе возбuditеля напряжение пилот-сигнала, равное 5, 10, 20, 50 и 100 % от максимального напряжения сигнала. Поднесущие частоты в четырехканальной системе должны быть равны $f_0' = f_0 - 6250 \text{ Гц}$, $f_0'' = f_0 + 6250 \text{ Гц}$.

С выхода ПФ 9-12 и аттенюатора 13 сигналы подаются на линейный сумматор 14, на выходе которого образуется групповой сигнал. Этот сигнал с помощью последующих преобразователей частоты трансформируется к рабочей частоте передатчика.

Задачей входного устройства является согласование входа передатчика с телефонной линией, по которой к передатчику подводится передаваемое сообщение $F_{\text{ци}}$, подавление компонент входного сигнала, находящихся вне полосы телефонного канала, установка и поддержание необходимого уровня сигнала на входе БМ и, наконец, ограничение амплитуды сигналов превысивших допустимое значение. Для выполнения этих задач во входном устройстве (рис. 70).

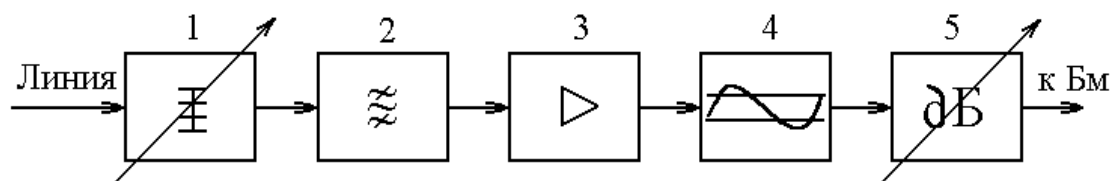


Рис. 70. Входной тракт модулятора.

Обычно имеются входной согласующий регулируемый аттенюатор 1, полосовой фильтр 2, усилитель 3, амплитудный ограничитель 4 и выходной аттенюатор 5. Входной фильтр 2 подавляет низкочастотные и высокочастотные наводки в линии.