

## Глава 10

### МОДУЛЯЦИЯ

#### § 10.1. Вводные замечания

Модуляция применяется в радиопередатчиках для получения модулированных колебаний высокой частоты. Обычно на устройство, в котором получают модулированные колебания (модулируемую ступень), подаются немодулированные колебания высокой частоты от какого-то генератора и модулирующие колебания, которые нужно передать, например, звуковые колебания.

Модуляция может быть осуществлена как в линейных схемах с переменными параметрами, так и в нелинейных. В линейных схемах с постоянными параметрами осуществить модуляцию невозможно. В них все синусоидальные составляющие токов и напряжений будут иметь частоты, равные частотам эдс, а при модуляции должны появиться, как было выяснено в первой части курса, колебания боковых частот, частоты которых отличны от частот немодулированных колебаний, подаваемых на модулируемую ступень.

Пример линейной схемы, в которой может быть осуществлена амплитудная модуляция, изображен на рис. 10.1. На этой схеме  $M$  — микрофон, эдс:

$$e = E_m \cos \omega_0 t.$$

При воздействии на микрофон звуковых колебаний его сопротивление, оставаясь линейным, т. е. не зависящим от действующего на него напряжения, будет функцией времени  $r_m(t)$ . При этом напряжение  $u$  на сопротивлении  $r$  равно

$$u = \frac{er}{r_m(t) + r} = E_m \frac{r}{r_m(t) + r} \cos \omega_0 t, \quad (10.1)$$

т. е. модулировано по амплитуде.

Другой пример линейной схемы модулируемой ступени изображен на рис. 10.2. Здесь  $e(t)$  — эдс модулирующего колебания (например,

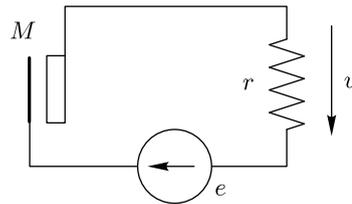


Рис. 10.1

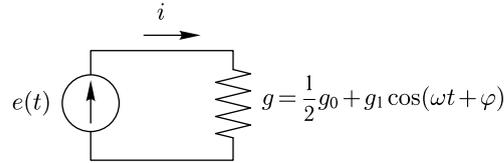


Рис. 10.2

звукового),  $g$  — проводимость некоторого элемента, меняющаяся во времени с высокой частотой:

$$g = \frac{1}{2}g_0 + g_1 \cos(\omega_0 t + \varphi).$$

Ток  $i$  в рассматриваемой цепи равен

$$i = \frac{1}{2}g_0 e(t) + g_1 e(t) \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (10.2)$$

т. е. содержит амплитудно-модулированное колебание частоты  $\omega_0$ .

В качестве элемента с переменной проводимостью может быть использовано нелинейное сопротивление. Действительно, если эдс  $e(t)$  достаточно мала, то дополнительные колебания, вызываемые этой эдс, могут быть найдены согласно § 8.6 с помощью линейной схемы замещения, в которой нелинейные сопротивления заменяются переменными линейными сопротивлениями.

В радиотехнике для модуляции чаще используются нелинейные схемы. В этом случае на нелинейное сопротивление подают напряжение:

$$u = U_0(t) + U_m \cos \alpha, \\ \alpha = \omega_0 t + \varphi,$$

первое слагаемое которого является модулирующим переменным напряжением, а второе — немодулированным напряжением высокой частоты.

В соответствии с ф-лой (8.4а) ток, текущий через нелинейное сопротивление, содержит гармоники с частотами  $k\omega_0$ . Амплитуды этих гармоник  $F_k(U_0, U_m)$  зависят от  $U_0(t)$ , т. е. они модулированы по амплитуде.

Выделяя с помощью резонансных контуров желаемую гармонику (обычно первую), получают амплитудно-модулированное колебание.

При модуляции подбором режима и характеристики нелинейного сопротивления стараются обеспечить линейную зависимость между амплитудой выделяемой гармоники  $F_k(U_0, U_m)$  и модулирующим напряжением  $U_0(t)$ .

### § 10.2. Амплитудная сеточная модуляция

На рис. 10.3 изображена схема так называемой сеточной модуляции. На сетку лампы подается напряжение

$$u_c = U_{c0} + U_{cm} \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (10.3)$$

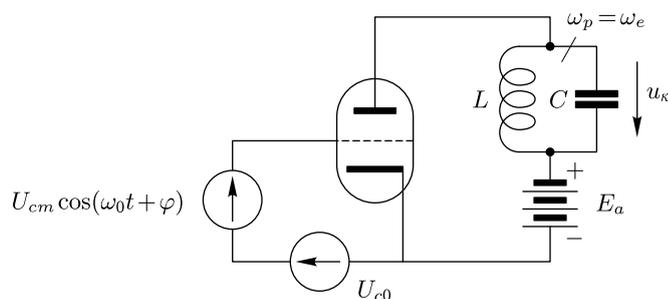


Рис. 10.3

Немодулированная составляющая  $U_{cm} \cos(\omega_0 t + \varphi)$  подается от генератора высокой частоты, составляющая  $U_{c0}$  обычно от усилителя, усиливающего модулирующие колебания, т. е. колебания, которые надо передать (например, звуковые).

Первая гармоника анодного тока создает падение напряжения  $u_k$  на контуре  $LC$ , настроенном на частоту  $\omega_0$ . Остальные гармоники и нулевая составляющая проходят через контур, практически не создавая падения напряжения.

На рис. 10.4б изображена временная диаграмма напряжения на сетке (10.3), на рис. 10.4в — временная диаграмма анодного тока, построенная на основании рис. 10.4 б и характеристики лампы (рис. 10.4 а). При построении не учтена реакция анода. На рис. 10.4 г представлена временная диаграмма напряжения на анодном контуре, равного первой гармонике анодного тока, умноженной на сопротивление  $R_{\text{а}}$ , которое представляет для нее анодный контур:

$$u_k = F_1(U_{c0}, U_{cm}) R_{\text{а}} \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (10.4)$$

При этом предполагается, что сопротивление контура одинаково для несущей и боковых частот.

Из рис. 10.4 видно, что модуляция происходит за счет того, что напряжение  $U_{c0}$  смещает высокочастотные колебания на сетке. Когда высокочастотные колебания попадают на участки характеристики с большой крутизной, то колебания в анодной цепи имеют большую амплитуду, когда же они попадают на участки с малой крутизной, то амплитуда колебаний высокой частоты в анодной цепи мала.

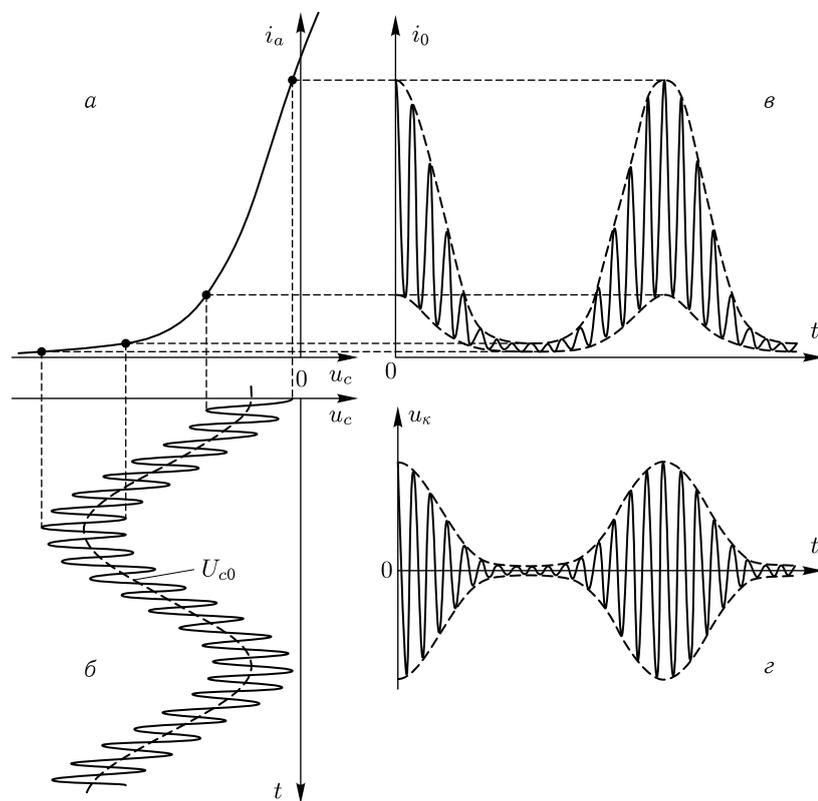


Рис. 10.4

Зависимость  $I_{a1} = F_1(U_{c0}, U_{cm})$  от  $U_{c0}$  называется *модуляционной характеристикой*. Для неискаженной модуляции необходимо, чтобы модуляционная характеристика была линейной. Рассмотрим, в каких случаях это имеет место.

При линейно-ломаной аппроксимации характеристики

$$F_1(U_{c0}, U_{cm}) = \frac{SU_{cm}}{\pi} (\vartheta - \sin \vartheta \cos \vartheta). \quad (10.5)$$

Здесь от  $U_{c0}$  зависит угол отсечки  $\vartheta$ , который определяется из уравнения:

$$\cos \vartheta = \frac{U_{cm} - U_{c0}}{U_{cm}}$$

(обозначения в формулах те же, что и в § 8.3).

На рис. 10.5 изображена построенная по этим формулам модуляционная характеристика.

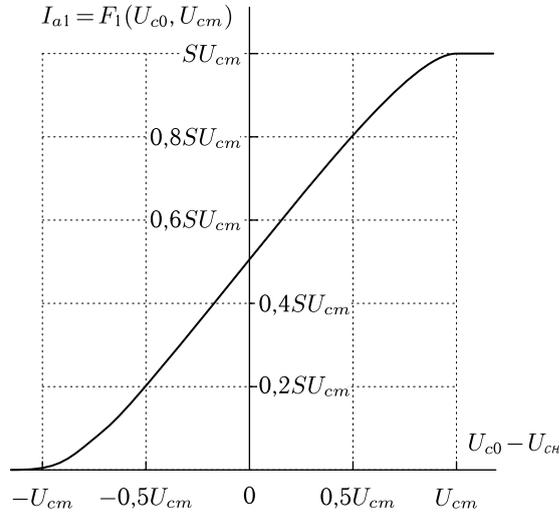


Рис. 10.5

При  $U_{c0} - U_{cn} < -U_{cm}$  лампа заперта. При  $U_{c0} - U_{cn} > U_{cm}$  работа происходит на горизонтальном участке модуляционной характеристики, где  $I_{a1} = SU_{cm}$  независимо от величины  $U_{c0}$ .

Из рис. 10.5 видно, что *модуляционная характеристика при  $-0,8U_{cm} < U_{c0} - U_{cn} < +0,8U_{cm}$  близка к линейной.*

При аппроксимации характеристики лампы степенным рядом имеем:

$$F_1(U_{c0}, U_{cm}) = a_1 U_{cm} + \frac{3}{4} a_3 U_{cm}^3 + \dots,$$

где

$$a_1 = \left( \frac{\partial i_a}{\partial u_c} \right)_{u_c=U_{c0}},$$

$$a_3 = \frac{1}{3!} \left( \frac{\partial^3 i_a}{\partial u_c^3} \right)_{u_c=U_{c0}},$$

.....

В этой формуле от  $U_{c0}$  зависят коэффициенты  $a_1, a_3, \dots$ . Раскроем эту зависимость на конкретном примере. Пусть

$$i_a = b_0 + b_1 u_c + b_2 u_c^2 + b_3 u_c^3 + b_4 u_c^4 + \dots$$

Тогда

$$a_1 = b_1 + 2b_2 U_{c0} + 3b_3 U_{c0}^2 + 4b_4 U_{c0}^3 + \dots,$$

$$a_3 = b_3 + 4b_4 U_{c0} + 10b_5 U_{c0}^2 + \dots$$

Отсюда видно, что  $a_1$  линейно зависит от  $U_{c0}$ , если

$$\left. \begin{array}{l} b_2 \neq 0, \\ b_3 = b_4 = b_5 = \dots = 0. \end{array} \right\} \quad (10.6)$$

При этом  $a_3 = a_5 = \dots = 0$  и

$$I_{a1} = F_1(U_{c0}, U_{cm}) = (b_1 + 2b_2U_{c0})U_{cm}. \quad (10.7)$$

Таким образом, при выполнении условия (10.6) модуляционная характеристика линейна. Следовательно, *при параболической характеристике лампы модуляция происходит без искажений.*

При модуляции в недонапряженном режиме реакция анода сказывается так же, как при резонансном усилении, в кажущемся уменьшении амплитуды напряжения на сетке на величину  $DI_{a1}R_{\text{э}}$  (§ 9.3). При использовании пентодов в недонапряженном режиме реакцию анода можно не учитывать, так как она незначительна.

Если при модуляции первая гармоника анодного тока достигает величины  $I_{a1} \approx E_a/R_{\text{э}}$  (§ 9.3), то наступает перенапряженный режим, и  $I_{a1}$  дальше не увеличивается.

При малых значениях  $U_{cm}$  схема сеточной модуляции может рассматриваться как линейная, полученная путем замены лампы схемой замещения рис. 3.2. Эта линейная схема изображена на рис. 10.6. Величины  $S$  и  $r_i$  в ней меняются с изменением  $U_{c0}$ . Приращение напряжения на контуре от действия напряжения высокой частоты равно

$$\Delta i R_{\text{э}} = S U_{cm} R_{\text{э}} \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

(если пренебречь током через сопротивление  $r_i$ ).

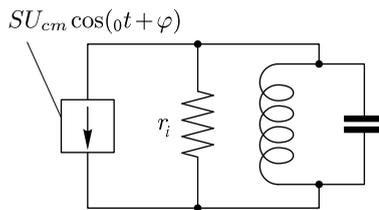


Рис. 10.6

### Пример 10.1

На сетку лампы ГУ-50 подается колебание высокой частоты с амплитудой  $U_{cm} = 30$  В. Дано:  $E_a = 600$  В;  $E_{c2} = 250$  В;  $E_{c3} = 0$  (рис. 10.7).

Требуется подобрать величину постоянной и переменной составляющих  $U_{c0}$  и величину  $R_{\text{э}}$  анодного контура, чтобы коэффициент модуляции был равен 80 %, мощность, отдаваемая контуру, была максимальной и искажения при модуляции минимальны. При расчете применить аппроксимацию ломаной прямой. Характеристика лампы изображена на рис. 10.8. Реакцией анода пренебречь.

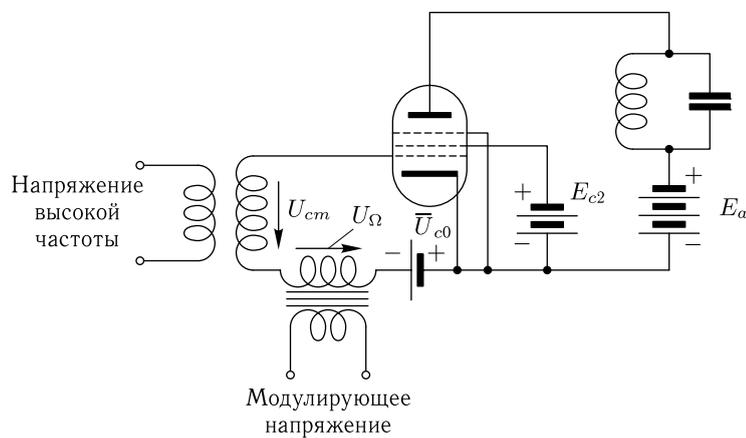


Рис. 10.7

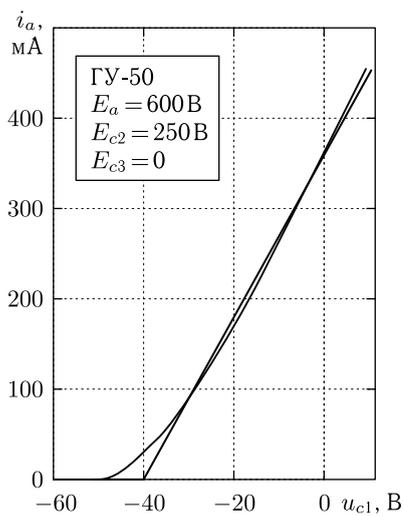


Рис. 10.8

Решение

1. Из характеристики находим параметры линейно-ломаной аппроксимации:  $U_{cm} = -40$  В,  $S \approx 9$  мА/В.

Среднее значение  $\bar{U}_{c0}$ <sup>1)</sup> выбираем для уменьшения искажений в середине модуляционной характеристики (рис. 10.5), так как около середины она наиболее линейна. Таким образом, для среднего значения  $U_{c0} - U_{cm} = 0$ , откуда  $U_{c0} = -40$  В.

<sup>1)</sup> Среднее значение величины  $A$  часто обозначают через  $\bar{A}$ .

2. Коэффициент модуляции по условию равен:

$$\frac{I_{a1\max} - \bar{I}_{a1}}{\bar{I}_{a1}} = 0,8,$$

где  $I_{a1\max}$  — максимальное значение первой гармоники анодного тока,  $\bar{I}_{a1}$  — среднее значение первой гармоники анодного тока.

На основании рис. 10.5  $\bar{I}_{a1} = \frac{SU_{cm}}{2}$ .

Поэтому

$$I_{a1\max} = 0,8\bar{I}_{a1} + \bar{I}_{a1} = 0,9SU_{cm} = 0,9 \cdot 9 \cdot 30 = 243 \text{ мА.}$$

Отсюда по рис. 10.5

$$U_{c0\max} - U_{cn} = 0,69U_{cm} = 0,69 \cdot 30 = 20,7 \text{ В}$$

или

$$U_{c0\max} = 20,7 + U_{cn} = 20,7 - 40 = -19,3 \text{ В.}$$

Аналогично

$$\frac{\bar{I}_{a1} - I_{a1\min}}{\bar{I}_{a1}} = 0,8,$$

где  $I_{a1\min}$  — минимальное значение первой гармоники анодного тока.

Отсюда

$$I_{a1\min} = 0,2\bar{I}_{a1} = 0,1SU_{cm} = 0,1 \cdot 9 \cdot 30 = 27 \text{ мА,}$$

и по рис. 10.5

$$U_{c0\min} - U_{cn} = -0,69U_{cm} = -20,7 \text{ В.}$$

Таким образом,  $U_{c0}$  должно состоять из постоянной составляющей, даваемой источником постоянного напряжения (например батареей смещения на рис. 10.7) и равной  $U_{cn} = -40 \text{ В}$ , и переменной составляющей  $U_{\Omega}$ , получаемой обычно от усилителя низкой частоты. Амплитуда этой составляющей должна быть равна  $20,7 \text{ В}$ .

3. Для получения максимальной мощности в контуре величина  $R_{\Sigma}$  должна быть возможно большей, но такой, чтобы при максимальном значении  $I_{a1}$  не наступал перенапряженный режим, так как он приведет к искривлению модуляционной характеристики и появлению искажений.

Минимальное напряжение на аноде равно

$$E_a = U_{a\max},$$

где  $U_{a\max}$  — максимальная амплитуда напряжения на аноде, которая имеет место при максимальном напряжении на сетке, равно

$$U_{c\max} = U_{c0\max} + U_{cm} = -19,3 + 30 = 10,7 \text{ В.}$$

По характеристике видно, что при этом напряжении на сетке напряжение на аноде не должно опускаться ниже  $150 \text{ В}$  (рис. 9.6).

Поэтому

$$E_a - U_{a\max} = 150 \text{ В}$$

и

$$U_{a\max} = E_a - 150 = 600 - 150 = 450 \text{ В.}$$

С другой стороны

$$U_{a\max} = I_{a1\max}R_{\Sigma},$$

откуда

$$R_{\Sigma} = \frac{U_{a\max}}{I_{a1\max}} = \frac{450}{243 \cdot 10^{-3}} = 1850 \text{ Ом.}$$

**Пример 10.2**

Лампа ступени, модулируемой на сетку, имеет характеристику:

$$i_a = b_0 + b_1 u_c + b_2 u_c^2,$$

где  $b_0 = 30$  мА;  $b_1 = 12$  мА/В,  $b_2 = 1,2$  мА/В<sup>2</sup>.

На ее сетку подается напряжение:

$$u_c = U_{c0} + U_{cm} \cos \omega_0 t,$$

где

$$U_{c0} = E_c + U_\Omega \cos \Omega t, \\ U_{cm} = 0,5 \text{ В}, \quad E_c = -2,5 \text{ В}, U_\Omega = 2 \text{ В}.$$

Найти коэффициент модуляции анодного тока. Реакцию анода не учитывать.

Решение

Из ф-лы (10.7)

$$I_{a1} = (b_1 + 2b_2 U_{c0}) U_{cm}.$$

Поэтому

$$I_{a1 \text{ макс}} = [b_1 + 2b_2(E_c + U_\Omega)] U_{cm}, \\ I_{a1 \text{ мин}} = [b_1 + 2b_2(E_c - U_\Omega)] U_{cm}$$

и

$$M = \frac{I_{a1 \text{ макс}} - I_{a1 \text{ мин}}}{I_{a1 \text{ макс}} + I_{a1 \text{ мин}}} = \frac{2b_2 U_\Omega}{b_1 + 2b_2 E_c} = \frac{2 \cdot 1,2 \cdot 2}{12 - 2 \cdot 1,2 \cdot 2,5} = 0,8.$$

**§ 10.3. Амплитудная анодная модуляция**

Схема амплитудной анодной модуляции приведена на рис. 10.9. В ней модулирующие колебания меняют нулевую составляющую анодного напряжения  $U_{a0}$ . Таким образом, для неискаженной модуляции здесь необходима линейная зависимость амплитуды первой гармоники анодного тока  $I_{a1}$  от  $U_{a0}$ .

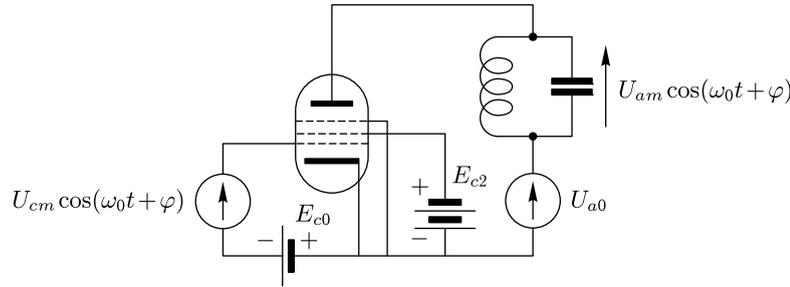


Рис. 10.9

На рис. 10.10 приведено семейство колебательных характеристик резонансного усилителя на пентоде, снятых при различных напряжениях источника анодного питания  $U_{a0}$ . В недонапряженном режиме все характеристики этого семейства практически совпадают,

так как при нем анодный ток мало зависит от напряжения на аноде. В перенапряженном режиме, как было показано в § 9.3,  $I_{a1} \approx \frac{U_{a0}}{R_{\text{эк}}}$ , т. е. меняется пропорционально  $U_{a0}$ . Несколько зависимостей  $I_{a1}$  от  $U_{a0}$  при постоянном  $U_{cm}$  (модуляционных характеристик), полученных из рис. 10.10, изображено на рис. 10.11.

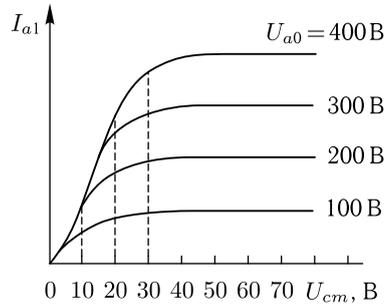


Рис. 10.10

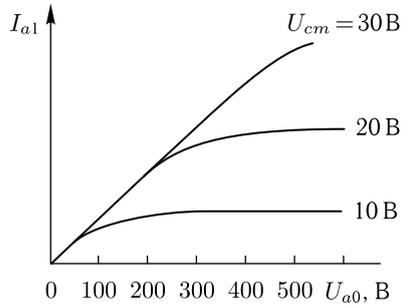


Рис. 10.11

На рис. 10.12 изображено семейство колебательных характеристик резонансного усилителя на триоде. В этом случае  $I_{a1}$  зависит от  $U_{a0}$  и в недонапряженном режиме, поскольку уменьшение  $U_{a0}$  приводит к сдвигу характеристики  $i_a = f(u_c)$  вправо.

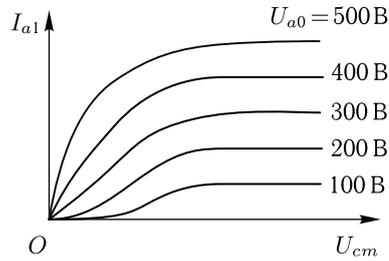


Рис. 10.12

Схема анодной модуляции имеет преимущество перед схемой сеточной модуляции, заключающееся в том, что при работе в перенапряженном режиме или вблизи него напряжение  $U_{am}$  все время примерно равно  $U_{a0}$ , что является необходимым условием для получения хорошего КПД (§ 9.4). В схеме сеточной модуляции  $U_{am} \approx E_a$  лишь в моменты максимальной амплитуды. В остальное время  $U_{am} < E_a$ .

С другой стороны, модулирующее напряжение и необходимая мощность источника модулирующих колебаний при сеточной модуляции меньше, чем при анодной. В этом преимущество сеточной модуляции. В радиопередатчиках применяются обе схемы модуляции.

### § 10.4. Балансная модуляция

В ряде случаев для экономии мощности <sup>1)</sup> конструируют радиопередатчик так, чтобы он излучал лишь колебания боковых частот, а необходимое для амплитудной модуляции колебание несущей частоты создают в радиоприемном устройстве. Последнее вполне возможно потому, что колебание несущей частоты имеет постоянную, не зависящую от модуляции, амплитуду и частоту.

Для получения колебаний боковых частот без несущей применяют так называемую балансную модуляцию, основанную на том, что складывают два АМ колебания, у которых колебания боковых частот находятся в фазе, а несущих — в противофазе (или берут разность двух АМ колебаний, у которых боковые частоты в противофазе, а несущие — в фазе).

Пусть модуляционная характеристика некоторой схемы амплитудной модуляции линейна (это необходимо для неискаженной модуляции) и выражается уравнением:

$$I_{a1} = B_0 + B_1 U_{c0},$$

где  $B_0$  и  $B_1$  — постоянные величины.

Пусть далее  $U_{c0}$  меняется по закону модулирующего сигнала:

$$U_{c0} = \bar{U}_{c0} + \sum_{k=1}^n U_k \cos(\Omega_k t + \Phi_k).$$

Тогда первая гармоника анодного тока запишется так:

$$\begin{aligned} I_{a1} \cos(\omega_0 t + \varphi) &= (B_0 + B_1 U_{c0}) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= \bar{I}_{a1} \left[ 1 + \sum_{k=1}^n M_k \cos(\Omega_k t + \Phi_k) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= \bar{I}_{a1} \cos(\omega_0 t + \varphi) + \bar{I}_{a1} \sum_{k=1}^n \left\{ \frac{M_k}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_k)t + \varphi + \Phi_k] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{M_k}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_k)t + \varphi - \Phi_k] \right\}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \bar{I}_{a1} &= B_0 + B_1 \bar{U}_{c0}, \\ M_k &= \frac{B_1 U_k}{B_0 + B_1 \bar{U}_{c0}} \end{aligned}$$

(как было показано в § 6.2 первой части курса).

<sup>1)</sup> Как было показано в § 6.14 первой части курса, мощность колебания несущей частоты составляет 2/3 или более мощности АМ колебания.

Входящий в это выражение сдвиг фаз  $\varphi$  совпадает со сдвигом фаз напряжения высокой частоты на сетке.

Таким образом, если подать на сетки двух ламп напряжения высокой частоты с противоположными фазами, например,  $\varphi$  и  $\varphi + \pi$ , то колебания несущих частот окажутся в противофазе. Если при этом в противофазе и модулирующие напряжения на сетках, например, с фазами  $\Phi_k$  и  $\Phi_k + \pi$ , то фазы боковых частот одного АМ колебания равны  $\varphi + \Phi_k$  и  $\varphi - \Phi_k$ , а другого —  $(\varphi + \pi) + (\Phi_k + \pi) = \varphi + \Phi_k + 2\pi$  и  $(\varphi + \pi) - (\Phi_k + \pi) = \varphi - \Phi_k$ .

При сложении полученных АМ колебаний колебания несущих частот взаимно уничтожатся, а колебания боковых частот сложатся.

В результате получим:

$$\begin{aligned} & 2\bar{I}_{a1} \sum_{k=1}^n \left\{ \frac{M_k}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_k)t + \varphi + \Phi_k] + \right. \\ & \quad \left. + \frac{M_k}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_k)t + \varphi - \Phi_k] \right\} = \\ & = 2\bar{I}_{a1} \sum_{k=1}^n M_k \cos(\Omega_k t + \Phi_k) \cos(\omega_0 t + \varphi). \end{aligned}$$

Схема для получения колебаний боковых частот описанным способом изображена на рис. 10.13. Фазы напряжений, подаваемых на сетки, обозначены на рисунке стрелками.

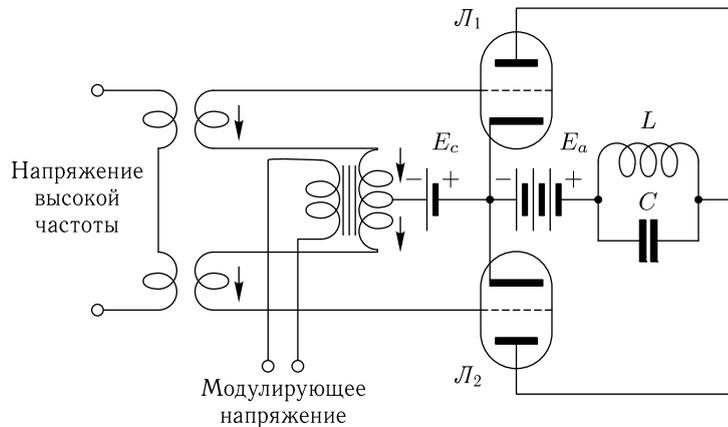


Рис. 10.13

На рис. 10.14а изображена временная диаграмма первой гармоники анодного тока лампы  $L_1$ , со сдвигом фаз  $\varphi$ , на рис. 10.14б — аналогичного колебания со сдвигом фаз  $\varphi + \pi$  для лампы  $L_2$ , на рис. 10.14в — сумма этих колебаний, состоящая только из колебаний боковых частот.

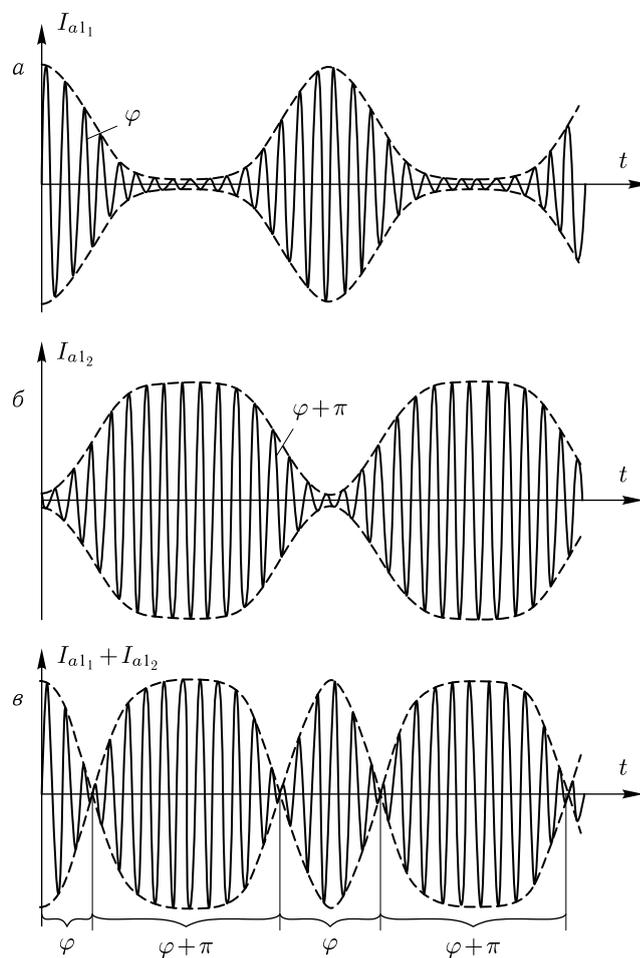


Рис. 10.14

При переходе огибающей суммарного колебания через нуль его сдвиг фаз меняется на  $\pi$ .

Возможен и другой вариант балансной модуляции (рис. 10.15), отличающийся от предыдущего тем, что колебания высокой частоты подаются на сетки обеих ламп в фазе, а модулирующие — по-прежнему в противофазе. Поэтому колебания несущей частоты в анодном токе ламп в этом случае оказываются в фазе, а боковых частот — в противофазе. Колебательный контур связан с анодными цепями ламп так, что эдс, наводимая в нем, определяется разностью анодных токов. В результате колебания несущей частоты на контур не действуют, а действия колебаний боковых частот складываются.

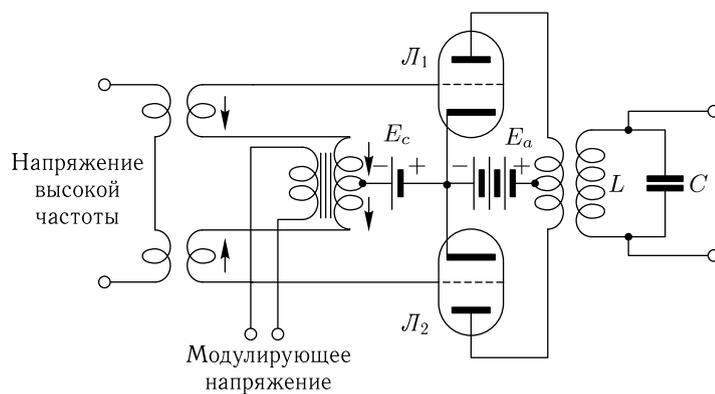


Рис. 10.15

### § 10.5. Фазовая и частотная модуляция

Фазово-модулированное колебание с небольшим индексом модуляции может быть получено из АМ колебания путем поворота фазы колебания несущей частоты на  $\pi/2$ , как это следует из § 7.7 первой части курса. Для этого к АМ колебанию добавляют еще колебание с несущей частотой, постоянной амплитудой и таким сдвигом фаз, чтобы в результате колебание несущей частоты оказалось сдвинутым на  $\pi/2$ . Сказанное иллюстрирует рис. 10.16. На рисунке вектором переменной длины  $AB$ , меняющимся от  $AB'$  до  $AB'''$ , изображено АМ колебание (вектор  $AB''$  соответствует колебанию его несущей частоты). К нему прибавлено колебание, которому соответствует вектор  $OA$ . Результирующий вектор  $OB$ , меняющийся от  $OB'$  до  $OB'''$ , есть ФМ колебание с колебанием несущей  $OB''$ . Это тем точнее, чем меньше индекс модуляции  $m$ .

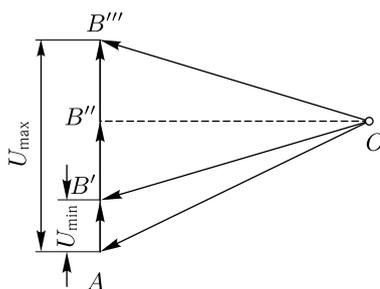


Рис. 10.16

Для получения колебаний с большим индексом модуляции применяют умножение частоты (§ 9.6), в результате чего индекс модуляции увеличивается в целое число раз.

Иногда для получения ФМ колебаний с малым индексом модуляции колебания боковых частот берут со схемы балансной модуляции и добавляют к ним соответственно сдвинутое по фазе немодулированное колебание несущей частоты. На рис. 10.17 вектор  $AB$  (меняется от  $AB'$  до  $AB''$ ) является суммой колебаний боковых частот. К нему добавляется вектор колебания несущей частоты  $OA$ . Результирующий вектор  $OB$  представляет ФМ колебание (сравните с рис. 7.6 и 7.4 в первой части курса).

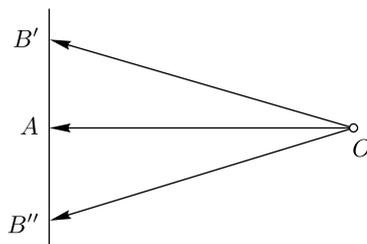


Рис. 10.17

Как известно (§ 7.3 первой части курса) у частотно-модулированного колебания сдвиг фаз меняется не пропорционально модулирующему колебанию, как это имеет место при фазовой модуляции, а пропорционально интегралу от модулирующего колебания. Таким образом, *если на фазовый модулятор подать не модулирующее колебание, а напряжение, пропорциональное интегралу от него, то получится не фазово-модулированное, а частотно-модулированное колебание*. Этим способом иногда пользуются для получения частотно-модулированных колебаний. При этом интегрирование можно осуществить, например, с помощью интегрирующих схем, о которых упоминалось в § 3.4.