

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ, ВЫПРЯМЛЕНИЕ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

§ 11.1. Вводные замечания

Назначение детектора — восстановить по модулированным колебаниям те сравнительно низкочастотные колебания, которые были модулирующими в радиопередатчике. Детектор является необходимой составной частью радиоприемника, так же как модулятор — радиопередатчика.

На детектор подаются модулированные колебания, которые состоят из составляющих несущей и боковых частот и не содержат составляющих тех частот, которые были модулирующими и которые детектор должен выделить. Поэтому *детектором может являться лишь схема, содержащая нелинейные элементы или же линейные, но меняющиеся во времени.*

Рассмотрим сначала второй случай. Пусть проводимость некоторой цепи меняется по закону:

$$g = \frac{1}{2}g_0 + g_1 \cos(\omega_0 t + \psi), \quad (11.1)$$

где g_0 , g_1 , ω_0 и ψ — постоянные величины.

Пусть на эту цепь воздействует модулированное напряжение:

$$e = E_m \cos(\omega_1 t + \varphi), \quad (11.2)$$

где E_m или φ меняются при модуляции.

Ток, текущий в цепи, будет равен:

$$\begin{aligned} i = eg &= \frac{1}{2}g_0 E_m \cos(\omega_1 t + \varphi) + g_1 E_m \cos(\omega_0 t + \psi) \cos(\omega_1 t + \varphi) = \\ &= \frac{1}{2}g_0 E_m \cos(\omega_1 t + \varphi) + \frac{1}{2}g_1 E_m \cos[(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi + \psi] + \\ &\quad + \frac{1}{2}g_1 E_m \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi - \psi]. \end{aligned} \quad (11.3)$$

Первые две составляющие являются высокочастотными модулированными колебаниями. Последняя составляющая пропорциональна проекции вектора колебания эдс e на вектор, изображающий первую гармонику проводимости (11.1) (рис. 11.1).

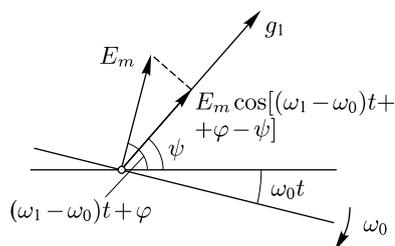


Рис. 11.1

Если колебание e амплитудно-модулировано, то E_m меняется в соответствии с передаваемым колебанием (например, звуком при телефонной передаче). Аналогичным образом меняется проекция этого вектора, если сделать $\omega_0 = \omega_1$. Наибольший эффект при этом соответствует случаю, когда $\psi = \varphi$. Рис. 11.2 поясняет сделанный выше аналитический вывод для $\omega_0 = \omega_1$ и $\psi = \varphi$. На нем изображены временные диаграммы e , g и i , а также составляющие, на которые может быть разложен ток i . Из рисунка видно, что составляющая $\frac{1}{2} g_1 E_m$ образуется за счет того, что ток i в полупериоды, когда проводимость g велика получается большим, чем в полупериоды, когда она мала.

Рассмотренный метод детектирования называется *синхронным*, поскольку при нем проводимость цепи должна меняться синхронно с несущей частотой детектируемого колебания. *Схема синхронного детектора линейна и к ней применим принцип наложения*. Поэтому при сложной эдс можно находить отдельно токи, вызванные каждой из ее составляющих (например, для несущей и боковых частот), и затем суммировать полученные составляющие тока.

Синхронный детектор пригоден также для детектирования частотно- и фазово-модулированных колебаний при малых индексах модуляции. При этом $\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi$ [ф-ла (11.2)], где $\Delta\varphi \ll 1$ и меняется в соответствии с передаваемым колебанием. Величины E_m , ω_1 и φ_0 — постоянны.

Положив $\omega_0 = \omega_1$ и $\psi = \varphi_0 + \frac{\pi}{2}$, получим следующий полезный эффект детектирования:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} g_1 E_m \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi - \psi] &= \frac{1}{2} g_1 E_m \cos\left(\Delta\varphi - \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= \frac{1}{2} g_1 E_m \sin \Delta\varphi \approx \frac{1}{2} g_1 E_m \Delta\varphi. \end{aligned} \quad (11.4)$$

Обычно переменную проводимость, необходимую для синхронного детектирования, получают с помощью нелинейного сопротивления, воздействуя на него достаточно большим вспомогательным напряжением с частотой ω_0 . При этом, как было показано в § 8.6, нелинейное

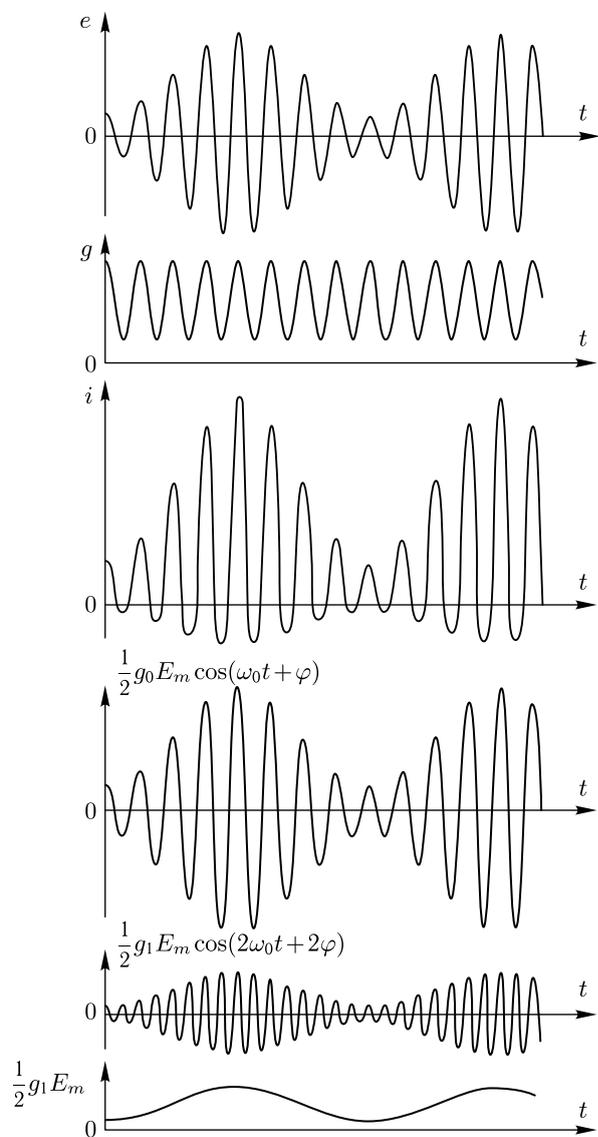


Рис. 11.2

сопротивление для малых добавочных колебаний может быть заменено линейным сопротивлением, меняющимся во времени.

Часто для детектирования используют нелинейное сопротивление без воздействия на него вспомогательного колебания. В этом

случае на нелинейное сопротивление подается напряжение:

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

где $U_m \cos(\omega_0 t + \varphi)$ — модулированное напряжение высокой частоты.

В соответствии с ф-лой (8.4а) ток через сопротивление равен:

$$i = f(u) = \frac{1}{2} F_0(U_0, U_m) + F_1(U_0, U_m) \cos(\omega_0 t + \varphi) + F_2(U_0, U_m) \cos(2\omega_0 t + 2\varphi) + \dots$$

Все составляющие этого выражения, кроме первого, — модулированные колебания высокой частоты. Первая составляющая меняется с частотой изменения U_m , т. е. является *полезным эффектом детектирования*. Она выделяется с помощью фильтрующих схем.

Для неискаженного детектирования амплитудно-модулированных колебаний стараются выбрать характеристику нелинейного сопротивления и величину U_0 такими, чтобы величина $1/2 F_0(U_0, U_m)$ *менялась пропорционально U_m* .

Значение $1/2 F_0(U_0, U_m)$ не зависит от φ и при частотной и фазовой модуляции постоянно. Поэтому для детектирования частотно-и фазово-модулированных колебаний с помощью нелинейного сопротивления их сначала превращают в колебания с амплитудной модуляцией.

§ 11.2. Анодный детектор

Схема анодного детектора изображена на рис. 11.3.

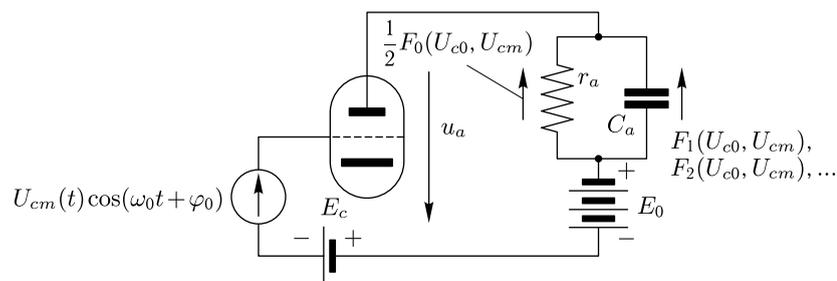


Рис. 11.3

Пусть на сетку лампы подается напряжение:

$$u_c = U_{c0} + U_{cm} \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (11.5)$$

состоящее из смещения $U_{c0} = E_c$ и АМ колебания:

$$U_{cm} \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где

$$U_{cm} = \bar{U}_{cm} \left[1 + \sum_{k=1}^n M_k \cos(\Omega_k t + \Phi_k) \right]. \quad (11.6)$$

Если пренебречь реакцией анода, то анодный ток будет (§ 8.2):

$$i_a = \frac{1}{2} F_0(U_{c0}, U_{cm}) + F_1(U_{c0}, U_{cm}) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + F_2(U_{c0}, U_{cm}) \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + \dots \quad (11.7)$$

Составляющая модулирующего напряжения может содержаться лишь в первом члене (нулевой составляющей) этого выражения, поскольку второй и последующие члены являются колебаниями высокой частоты.

Для выделения нулевой составляющей в анодную цепь лампы включают нагрузку, состоящую на параллельно соединенных r_a и C_a . Величины r_a и C_a выбирают так, чтобы нулевая составляющая тока проходила практически целиком через сопротивление r_a , а колебания высокой частоты не создавали на нагрузке падения напряжения. Для этого необходимо выполнение неравенств:

$$r_a \ll \frac{1}{\Omega_n C_a}, \quad (11.8)$$

где Ω_n — максимальная модулирующая частота, и

$$r_a \gg \frac{1}{\omega_0 C_a}. \quad (11.9)$$

При выполнении этих условий напряжение на аноде примерно равно

$$u_a \approx E_a - \frac{1}{2} F_0(U_{c0}, U_{cm}) r_a. \quad (11.10)$$

Рисунки 11.4 иллюстрируют процесс в схеме рис. 11.3. Мелкие зубцы кривой u_a (рис. 11.4г) вызваны небольшим падением напряжения от составляющих высокой частоты на нагрузке r_a , C_a .

Для того, чтобы детектирование происходило без искажений, необходимо, кроме выполнения условий (11.8) и (11.9), выбрать режим детектора так, чтобы зависимость $1/2 F_0(U_{c0}, U_{cm})$ от U_{cm} (она называется характеристикой детектирования) была линейной.

При малых амплитудах колебания U_{cm} для исследования характеристики детектирования удобно применить аппроксимацию степенным рядом. В этом случае (§ 8.4), пренебрегая высшими степенями, получим:

$$\frac{1}{2} F_0(U_{c0}, U_{cm}) \approx a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_{cm}^2. \quad (11.11)$$

Это выражение совершенно точно, если рабочий участок характеристики является квадратичной параболой.

Режим детектирования, соответствующий этому случаю, называется *квадратичным*. При квадратичном детектировании характеристика

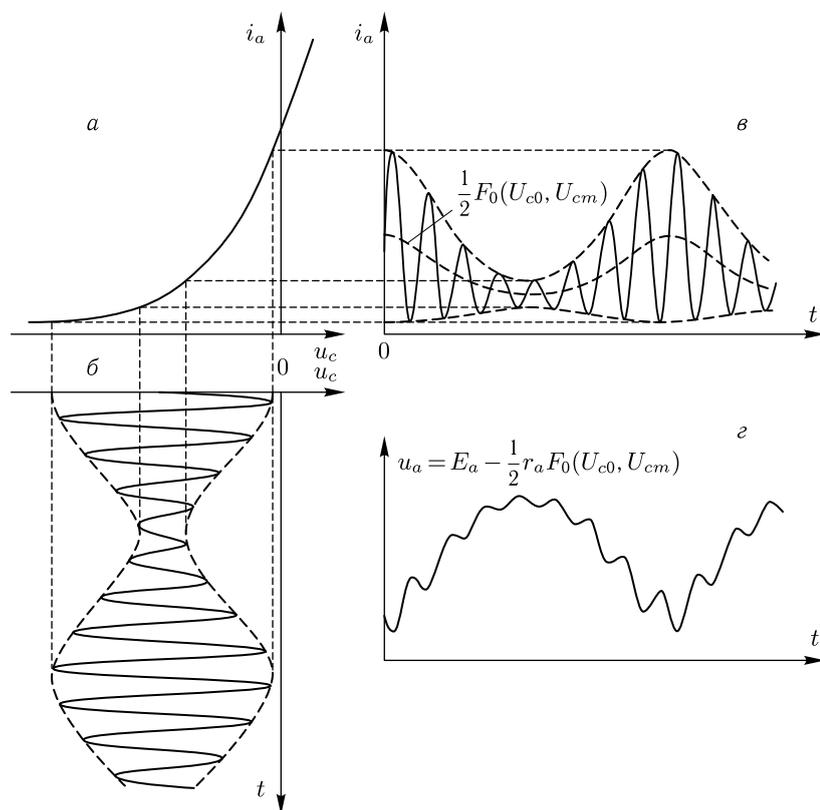


Рис. 11.4

детектирования нелинейна, что приводит к искажениям. Действительно, в простейшем случае, когда

$$u_c = \bar{U}_{cm} [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \Phi_1)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (11.12)$$

получим

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} F_0(U_{c0}, U_{cm}) &= a_1 + \frac{1}{2} a_2 \bar{U}_{cm}^2 [1 + 2M_1 \cos(\Omega_1 t + \Phi_1) + \\ &+ M_1^2 \cos^2(\Omega_1 t + \Phi_1)] = a_0 + \frac{1}{2} a_2 \bar{U}_{cm}^2 \left(1 + \frac{M_1^2 - 1}{2}\right) + \\ &+ a_2 \bar{U}_{cm}^2 M_1 \cos(\Omega_1 t + \Phi_1) + \frac{1}{4} a_2 \bar{U}_{cm}^2 M_1^2 \cos(2\Omega_1 t + 2\Phi_1). \end{aligned} \quad (11.13)$$

Таким образом, в анодном токе, а следовательно, и в напряжении на нагрузке появится помимо модулирующего колебания с частотой Ω_1 его вторая гармоника.

Коэффициент нелинейных искажений, равный отношению амплитуды второй гармоники к амплитуде первой, при квадратичном детектировании равен

$$\nu = \frac{\frac{1}{4} a_2 \overline{U_{cm}^2} M_1^2}{a_2 \overline{U_{cm}^2} M_1} = \frac{M_1}{4}. \quad (11.14)$$

При $M_1 = 1$ величина $\nu = 0,25$, что в ряде случаев недопустимо.

При квадратичном детектировании нелинейные искажения, заключающиеся в появлении второй гармоники, зависят только от коэффициента модуляции и могут быть уменьшены лишь путем его уменьшения. Однако уменьшать коэффициент модуляции нецелесообразно, так как это уменьшает полезный эффект детектирования и усиливает влияние помех (часть I, § 7.6).

При увеличении амплитуды колебаний в выражении (11.11) появляются высшие члены, что может привести к более линейной зависимости $1/2 F_0(U_{c0}, U_{cm})$ от U_{cm} и уменьшению искажений.

При исследовании процесса детектирования в случае больших амплитуд колебаний целесообразно применить аппроксимацию ломаной прямой. В этом случае (§ 8.3):

$$\frac{1}{2} F_0(U_{c0}, U_{cm}) = \frac{S U_{cm}}{\pi} (\sin \vartheta - \vartheta \cos \vartheta), \quad (11.15)$$

где

$$\vartheta = \arccos \frac{U_{cн} - U_{c0}}{U_{cm}}. \quad (11.16)$$

Для получения линейной характеристики детектирования необходимо, чтобы угол отсечки ϑ не менялся с изменением амплитуды U_{cm} . Это будет при $U_{c0} = U_{cн}$, т. е. при смещении, равном напряжению излома характеристики $U_{cн}$. При этом $\vartheta = 90^\circ$ и

$$\frac{1}{2} F_0(U_{c0}, U_{cm}) = \frac{S U_{cm}}{\pi}. \quad (11.17)$$

Следовательно, при большой амплитуде и правильно выбранном смещении характеристика детектирования линейна и искажения отсутствуют. Такое детектирование называется *линейным*.

На рис. 11.5 изображена экспериментально снятая характеристика детектирования для лампы 6С2С. Как видно из рисунка, при $U_{cm} < 3$ В характеристика параболическая и детектирование квадратичное. При $U_{cm} > 3$ В детектирование линейное. Следует отметить, что при $U_{cm} = |U_{c0}| = 8$ В появятся сеточные токи, которые могут привести к искажениям аналогично тому, как это было в резонансных усилителях (§ 9.5). Таким образом, в рассмотренном случае детектирование происходит без искажений при амплитуде U_{cm} , меняющейся в пределах от 3 до 8 В. Ограниченность этого участка является основным недостатком анодного детектирования.

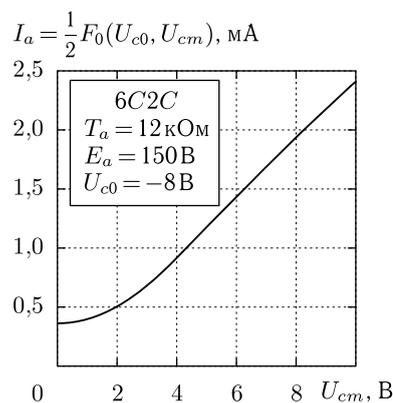


Рис. 11.5

Особенностью анодного детектирования является большое входное сопротивление детектора, поскольку при работе без сеточных токов он не потребляет тока от источника высокой частоты.

Пример 11.1

Характеристика лампы анодного детектора в рабочей точке выражается следующим рядом:

$$i = a_0 + a_1(u_c - U_{c0}) + a_2(u_c - U_{c0})^2,$$

где $a_0 = 25 \text{ мА}$; $a_1 = 10 \text{ мА/В}$; $a_2 = 1 \text{ мА/В}^2$.

АМ напряжение, поданное на сетку лампы, равно

$$(u_c - U_{c0}) = \bar{U}_{cm}(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t;$$

$$\bar{U}_{cm} = 0,5 \text{ В}; \quad M = 0,8.$$

Найти напряжение u_r на анодной нагрузке. $r_a = 1 \text{ кОм}$. Условия (11.8) и (11.9) выполняются.

Решение

Из ф-лы (11.13) следует, что

$$u_r = U_0 + u_\Omega + u_{2\Omega},$$

где

$$U_0 = \left[a_0 + \frac{1}{2} a_2 \bar{U}_{cm}^2 \left(1 + \frac{M^2}{2} \right) \right] r_a =$$

$$= \left[25 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5^2 \left(1 + \frac{0,8^2}{2} \right) \right] \cdot 10^3 = 25,2 \text{ В},$$

$$u_\Omega = a_2 \bar{U}_{cm}^2 M r_a \cos \Omega t = 10^{-3} \cdot 0,5^2 \cdot 0,8 \cdot 10^3 \cos \Omega t = 0,2 \cos \Omega t \text{ В},$$

$$u_{2\Omega} = \frac{1}{4} a_2 \bar{U}_{cm}^2 M^2 r_a \cos 2\Omega t =$$

$$= \frac{1}{4} 10^{-3} \cdot 0,5^2 \cdot 0,8^2 \cdot 10^3 \cos 2\Omega t = 0,04 \cos 2\Omega t \text{ В}.$$

§ 11.3. Диодный детектор

Схема диодного детектора изображена на рис. 11.6. Сущность процессов при диодном детектировании заключается в следующем. Во время положительного полупериода через диод течет ток, который частично проходит через конденсатор C , заряжая его, а частично через сопротивление r . За время отрицательного полупериода ток через диод не протекает и конденсатор разряжается через сопротивление r . Однако, при достаточно большой постоянной времени $\tau = rC$ он не успевает разрядиться полностью. Во время следующего положительного полупериода конденсатор дополнительно заряжается до большей величины и т. д. (рис. 11.7). По мере увеличения напряжения на конденсаторе поступающее в конденсатор за один период количество электричества уменьшается, так как ток через диод определяется разностью между эдс e и напряжением на конденсаторе. В то же время количество электричества, отдаваемое конденсатором при разряде за период, увеличивается, поскольку по мере увеличения напряжения возрастает разрядный ток через сопротивление r .

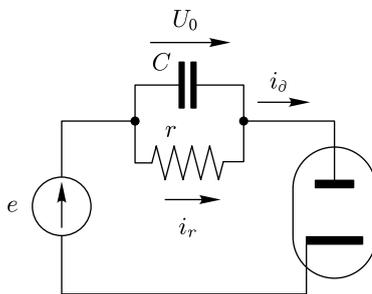


Рис. 11.6

Через некоторое время наступит равновесие, при котором количество электричества, поступающее к конденсатору при заряде, станет равно количеству электричества, отдаваемому конденсатором сопротивлению r . В этом состоянии среднее значение напряжения на конденсаторе за период будет постоянным. Чем больше амплитуда эдс e , тем до большего среднего значения зарядится конденсатор. Если амплитуда эдс меняется, соответственно будет меняться и напряжение на конденсаторе.

Величина постоянной времени нагрузки $\tau = rC$ обычно выбирается так, чтобы за время периода высокой частоты $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ конденсатор успевал разрядиться лишь на небольшую величину. Для этого берут

$$\tau = rC \gg T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} > \frac{1}{\omega_0}. \quad (11.18)$$

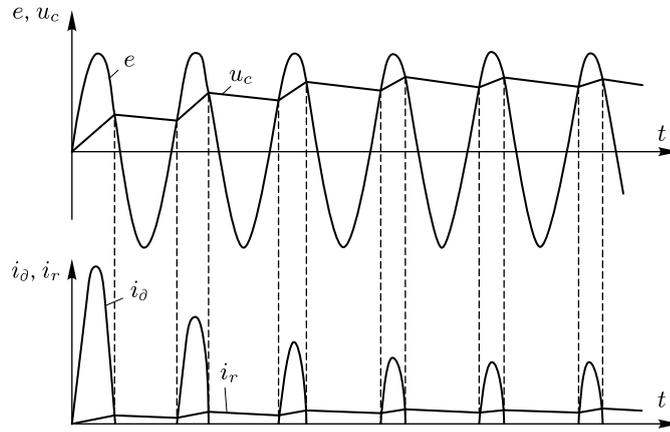


Рис. 11.7

С другой стороны, при изменении амплитуды колебаний высокой частоты в процессе модуляции необходимо, чтобы напряжение на конденсаторе успевало достаточно быстро меняться. Для этого постоянная времени $\tau = rC$ должна быть много меньше периода T_n самой высокой модулирующей частоты Ω_n . Поэтому берут

$$\tau = rC \ll T_n = \frac{2\pi}{\Omega_n}. \quad (11.19)$$

Из неравенств (11.18) и (11.19) следует:

$$\frac{1}{\omega_0 C} \ll r \ll \frac{1}{\Omega_n C}. \quad (11.20)$$

Это неравенство можно пояснить так: при его выполнении сопротивление нагрузки r , C для высокочастотных составляющих (с частотами $\omega_0, 2\omega_0, \dots$ и т. д.) мало (много меньше r) и падением напряжения на нагрузке от этих составляющих можно пренебречь («зубчики» высокой частоты на временной диаграмме u_c будут малы). В то же время для частот модуляции сопротивление конденсатора много больше r , поэтому сопротивление нагрузки r , C для них практически равно сопротивлению r . Это обеспечивает пропорциональность падения напряжения на нагрузке r , C нулевой составляющей тока.

При несоблюдении неравенства (11.18) падение напряжения на конденсаторе C от высокочастотных составляющих велико, что приводит к уменьшению напряжения высокой частоты на диоде и уменьшению нулевой составляющей тока через него.

При несоблюдении неравенства (11.19) конденсатор не успевает заряжаться и разряжаться при изменении амплитуды колебания высокой частоты. Такой случай изображен на рис. 11.8, где кривая I дает

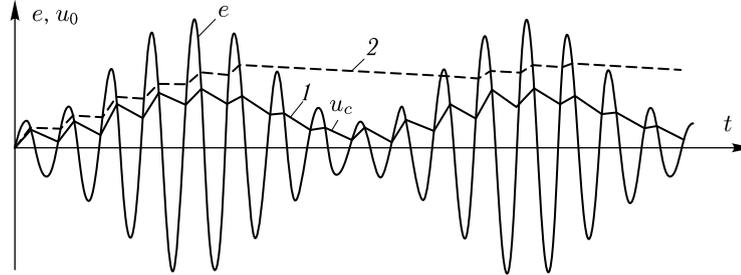


Рис. 11.8

изменение u_c при соблюдении неравенства (11.19)¹⁾, а кривая 2 — при несоблюдении.

Найдем величину напряжения U_C на конденсаторе при соблюдении неравенств (11.18) и (11.19).

Обозначим

$$U_0 = -U_C.$$

При соблюдении неравенства (11.18) U_0 практически не содержит высокочастотных составляющих.

Предположим, что эдс

$$e = U_m(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Тогда напряжение, действующее на диод, равно

$$u = U_0 + U_m(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

и в соответствии с (8.4а) ток через диод выражается так:

$$i_d = \frac{1}{2} F_0(U_0, U_m) + F_1(U_0, U_m) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \dots \quad (11.21)$$

Нулевая составляющая этого тока содержит постоянную составляющую, колебания частоты модуляции и, возможно, ее гармоники. Сопротивление нагрузки r , C для нулевой составляющей при соблюдении условия (11.18) равно r .

Остальные составляющие тока (11.21) являются колебаниями высокой частоты. Для них сопротивление нагрузки при выполнении условия (11.18) мало.

Таким образом

$$U_0 = -U_C = -\frac{1}{2} F_0(U_0, U_m) r. \quad (11.22)$$

Из этого уравнения можно найти зависимость U_0 от U_m . Найдем ее сначала для случая больших переменных напряжений, когда

¹⁾ Обычно на период низкой частоты приходится гораздо больше периодов высокой частоты, чем на рис. 11.8 и «зубчик» кривой u_c бывают меньше.

характеристику диода можно аппроксимировать ломаной прямой, положив напряжение излома $U_n = 0$ (§ 8.3), Этот случай называется *линейным* детектированием.

Для него в соответствии с ф-лами (8.7) и (11.22) получим

$$U_0 = -\frac{SU_m}{\pi} (\sin \vartheta - \vartheta \cos \vartheta)r. \quad (11.23)$$

Так как

$$\frac{U_n - U_0}{U_m} = -\frac{U_0}{U_m} = \cos \vartheta, \quad (11.24)$$

то, деля обе части равенства (11.23) на $(-U_m)$, получим

$$\cos \vartheta = \frac{rS}{\pi} (\sin \vartheta - \vartheta \cos \vartheta)$$

или

$$\operatorname{tg} \vartheta - \vartheta = \frac{\pi}{rS}. \quad (11.25)$$

На рис. 11.9 изображена зависимость величины (11.25) от угла отсечки ϑ . Зная r и S , с помощью этого графика можно найти ϑ , а зная ϑ , — по ф-ле (11.24) — U_0 .

Болез удобен для определения U_0 рис. 11.10, где по оси абсцисс отложена величина $\cos \vartheta = -\frac{U_0}{U_m}$, а по оси ординат величина:

$$rS = \frac{\pi}{\operatorname{tg} \vartheta - \vartheta}. \quad (11.26)$$

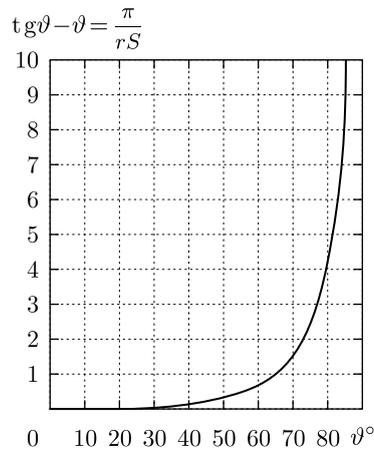


Рис. 11.9

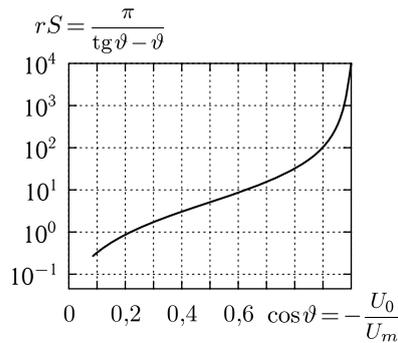


Рис. 11.10

Как видно из рис. 11.9 и ф-лы (11.24), при $rS \rightarrow 0$ угол отсечки $\vartheta \rightarrow \frac{\pi}{2}$ и $U_0 \rightarrow 0$; при $rS \rightarrow \infty$ $\vartheta \rightarrow 0$ и $U_0 \rightarrow -U_m$. Из рис. 11.10 видно, что при $rS > 100$ можно считать $U_0 \approx -U_m$.

При постоянной величине rS угол отсечки ϑ постоянен и согласно ф-ле (11.24) U_0 меняется пропорционально U_m , т.е. детектирование получается *неискаженным*.

При малых амплитудах U_m аппроксимация характеристики диода ломаной прямой непригодна. В этом случае можно представить характеристику параболой второй степени. Детектирование при этом будет *квадратичным*. Здесь также можно найти зависимость U_0 от U_m , подставив значение $1/2 F_0(U_0, U_m)$ в ф-лу (11.22). Эта зависимость будет нелинейной, вследствие чего *при малых амплитудах диодный детектор будет давать искажения*.

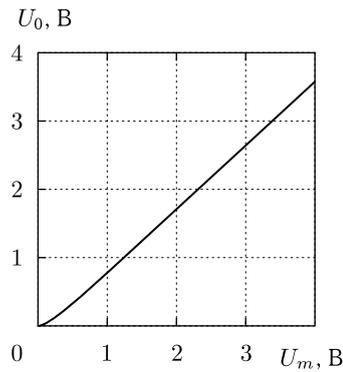


Рис. 11.11

На рис. 11.11 приведена экспериментально снятая зависимость U_0 от U_m для диода 6Х6С при $r = 0,5$ МОм. В этих условиях при $U_m < 0,5$ В детектирование квадратичное, а при $U_m > 0,5$ В — линейное.

Преимущество диодного детектирования перед анодным состоит в том, что линейный участок у диодного детектора больше.

Недостаток диодного детектора заключается в том, что детектор потребляет от источника высокой частоты ток и некоторую мощность. Обычно напряжение высокой частоты снимается с контура. При этом падение напряжения на источнике вызывается первой гармоникой тока. Потребляемая детектором от источника высокой частоты мощность, в соответствии с ф-лой (9.18), определяется также первой гармоникой тока, поскольку напряжение источника синусоидально. Найдем эквивалентное входное сопротивление диодного детектора для первой гармоники, равное

$$r_{1\vartheta} = \frac{U_m}{I_{a1}} = \frac{U_m}{F_1(U_0, U_m)}. \quad (11.27)$$

Это сопротивление является активным, поскольку первая гармоника тока через диод совпадает по фазе с напряжением высокой частоты.

Подставляя в выражение (11.27) значение $F_1(U_0, U_m)$ из (8.10), получим

$$r_{1\vartheta} = \frac{\pi}{S(\vartheta - \sin \vartheta \cos \vartheta)}.$$

Деля это выражение на выражение (11.26) и сокращая на S , будем иметь

$$\frac{r_{1\vartheta}}{r} = \frac{\operatorname{tg} \vartheta - \vartheta}{\vartheta - \sin \vartheta \cos \vartheta}. \quad (11.28)$$

Зависимость $r_{1\vartheta}/r$ от ϑ и от rS приведена на рис. 11.12, из которого видно, что при $rS > 100$ (как обычно и бывает) приближенно можно считать

$$\frac{r_{1\vartheta}}{r} \approx \frac{1}{2}. \quad (11.29)$$

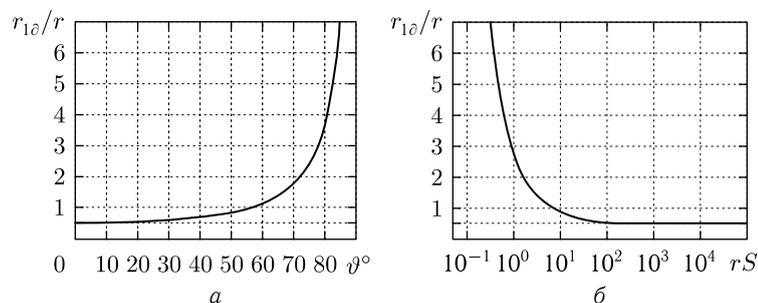


Рис. 11.12

Таким образом, при линейном детектировании входное сопротивление постоянно, вследствие чего оно не приводит к искажениям. Детектор только шунтирует контур, с которого снимается напряжение, уменьшая его добротность. Беря r достаточно большим, можно сделать $r_{1\vartheta}$ также достаточно большим.

На рис. 11.13 изображена другая, так называемая параллельная схема диодного детектирования, которая обычно используется, если источник напряжения высокой частоты содержит постоянную составляющую напряжения.

При условии выполнения неравенств (11.18) и (11.19) сущность процессов в этой схеме заключается в следующем: во время положительного полупериода эдс через конденсатор течет ток, проходящий через диод и частично через сопротивление r (это сопротивление обычно много больше сопротивления открытого диода), и конденсатор C заряжается.

За отрицательный полупериод эдс ток через диод не протекает, а через сопротивление r течет ток обратного направления, разряжающий конденсатор. Этот ток меньше тока, текущего за положительный полупериод. Поэтому за отрицательный полупериод конденсатор не успевает разрядиться.

За следующий положительный полупериод конденсатор дополнительно подзарядится током, текущим через диод и сопротивление r , и т. д.

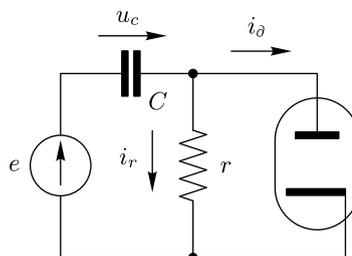


Рис. 11.13

При выполнении условия (11.18) можно считать, что в параллельной схеме диодного детектора высокочастотные составляющие тока, текущего через конденсатор, не создают на нем существенного падения напряжения. Напряжение на конденсаторе содержит лишь постоянную составляющую и составляющие с частотами модуляции.

Обозначая

$$U_0 = -U_C,$$

где U_C — падение напряжения на конденсаторе, получим для напряжения на диоде и сопротивлении следующее выражение:

$$u = U_0 + U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

откуда ток, текущий через диод, равен

$$i_d = \frac{1}{2} F_0(U_0, U_m) + F_1(U_0, U_m) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \dots$$

Ток, текущий через сопротивление r , с учетом знаков, принятых на рис. 11.13, равен

$$i_r = -\frac{U_0 + U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)}{r}.$$

Нулевая составляющая тока диода при выполнении неравенства (11.19) в основном протекает через сопротивление r и, следовательно, равна нулевой составляющей тока i_r . Поэтому

$$-\frac{U_0}{r} = \frac{1}{2} F_0(U_0, U_m),$$

что полностью совпадает с ур-нием (11.22).

Из полученного выражения следует, что зависимости U_0 от U_m для параллельного диодного детектора и для последовательного детектора одинаковы.

Высокочастотный ток, текущий через диод в последовательной и параллельной схемах, одинаков, поскольку в обоих случаях при одинаковых параметрах схем напряжение, приложенное к диоду, одно и то же. Однако в схеме параллельного диодного детектора параллельно диоду включено сопротивление r , через которое также протекает первая гармоника тока. Это обстоятельство нужно учитывать при определении входного сопротивления.

Так, например, при $rS > 100$, как было показано выше, можно принять сопротивление диода для первой гармоники равным $r/2$. В этом случае сопротивление схемы рис. 11.13 для первой гармоники равно

$$\frac{\frac{r}{2}}{\frac{r}{2} + r} = \frac{r}{3}.$$

Как уже говорилось, параллельную схему диодного детектора обычно применяют, когда источник напряжения высокой частоты

содержит постоянную составляющую напряжения, как, например, в схеме рис. 11.14. Постоянная составляющая оказывается отделенной от диода разделительным конденсатором C и не сказывается на работе диода.

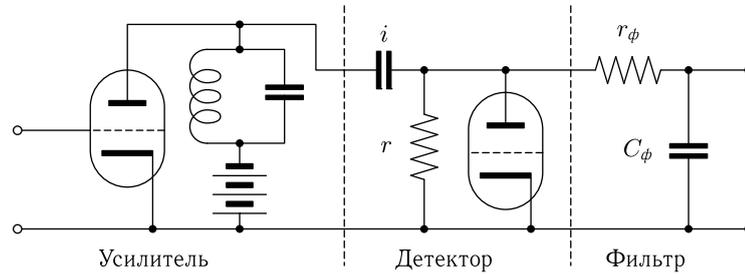


Рис. 11.14

Следует иметь в виду, что напряжение на сопротивлении r при параллельном детектировании содержит, кроме нулевой, еще и высокочастотную составляющую, избавиться от которой можно, например, с помощью фильтра, как показано на рис. 11.14.

Пример 11.2

На диодный детектор (рис. 11.13) подается напряжение:

$$e = \bar{U}_m(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t,$$

где $\bar{U}_m = 20$ В; $M = 0,7$.

Сопротивление нагрузки детектора $r = 200$ кОм; крутизна характеристики диода $S = 5$ мА/В.

Найти амплитуду составляющей напряжения на нагрузке с частотой Ω и входное сопротивление детектора.

Решение

1. Находим $rS = 200 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 1000$.

2. Из графика рис. 11.10 находим, что при $rS = 1000$ $\cos \vartheta = 0,98$, откуда

$$U_\Omega = \bar{U}_m M \cos \vartheta = 20 \cdot 0,7 \cdot 0,98 = 13,7 \text{ В.}$$

3. Входное сопротивление детектора при $rS = 1000$ примерно равно

$$\frac{r}{3} = \frac{200 \cdot 10^3}{3} \approx 67 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

§ 11.4. Сеточный детектор

Для детектирования АМ колебаний применяется также сеточный детектор, схема которого изображена на рис. 11.15. Детектирование здесь происходит в сеточной цепи лампы (промежуток сетка–катод выполняет функции диода). Так же, как и при диодном детектировании, нагрузка в сеточной цепи может быть включена последовательно или параллельно (на рис. 11.15 изображена схема с параллельным включением нагрузки r).

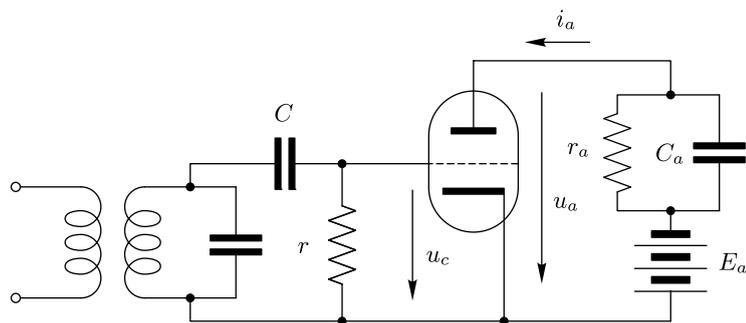


Рис. 11.15

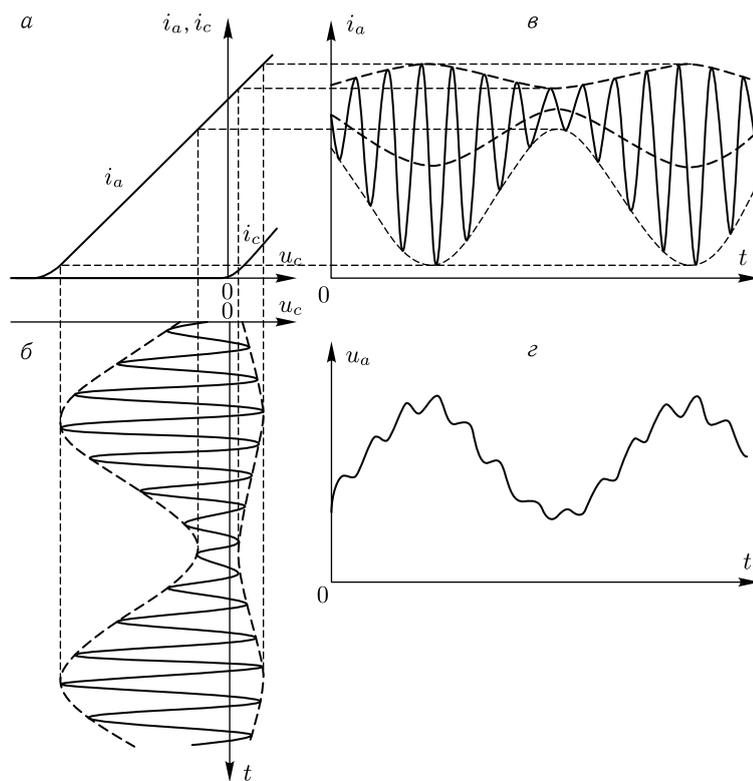


Рис. 11.16

Напряжение на сетке сеточного детектора так же, как и на диоде при диодном детектировании, состоит из составляющих высокой частоты и нулевой составляющей. Соответственно те же составляющие имеет анодный ток. Напряжение на аноде имеет только нулевую

составляющую, поскольку анодная нагрузка, состоящая из сопротивления r_a и конденсатора C_a , включенных параллельно, представляет малое сопротивление для высокочастотных составляющих тока. При сеточном детектировании полученное в сеточной цепи напряжение усиливается лампой. На рис. 11.16 изображены вольтамперные характеристики анодного и сеточного тока лампы и временные диаграммы напряжения на сетке, анодного тока и напряжения на аноде.

Если сеточный детектор работает при малых амплитудах подводимого напряжения (порядка десятых долей вольта и меньше), то детектирование квадратично. Линейное сеточное детектирование имеет место при больших амплитудах подводимого напряжения. При этом рабочая точка может сдвинуться на нижний сгиб характеристики анодного тока, что приведет к искажениям анодного тока и напряжения на анодной нагрузке. На рис. 11.17 показана зависимость напряжения на аноде от амплитуды напряжения, подаваемого на сетку детектора.

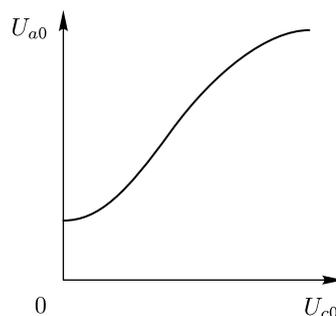


Рис. 11.17

Входное сопротивление сеточного детектора определяется так же, как для диодного. Несмотря на сравнительно небольшой линейный участок характеристики детектирования (рис. 11.17), сеточный детектор широко применяется в тех случаях, когда не требуется высокого качества воспроизведения, но весьма существенным является вопрос уменьшения количества ламп радиоаппарата. Сеточный детектор наиболее выгоден в этом отношении, поскольку в одной лампе совмещаются детектор и усилитель.

§ 11.5. Детектирование ЧМ и ФМ колебаний

Продетектировать ЧМ колебание можно, если предварительно подать напряжение на колебательный контур, несколько расстроенный относительно несущей частоты детектируемого напряжения (пример 7.8 в первой части курса). Получившееся напряжение, модулированное как по частоте, так и по амплитуде, детектируется одним из способов детектирования АМ колебаний.

На рис. 11.18 показано детектируемое ЧМ колебание и закон изменения его частоты. На рис. 11.19 показана схема для превращения ЧМ напряжения в АМ и последующего детектирования диодным детектором. На рис. 11.20а изображена резонансная кривая колебательного контура схемы рис. 11.19. На рисунке 11.20в показано, как в результате изменения частоты (рис. 11.20б соответствует рис. 11.18б)

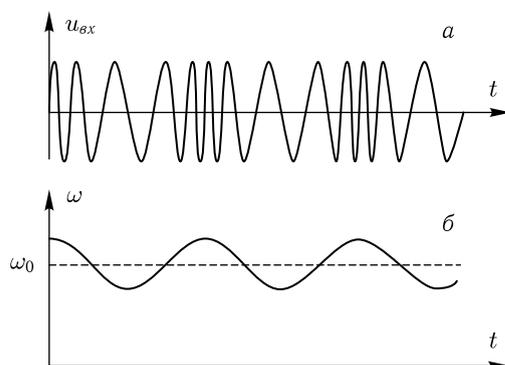


Рис. 11.18

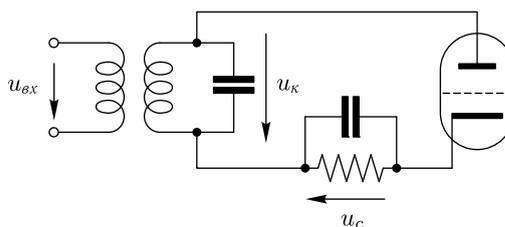


Рис. 11.19

происходит изменение амплитуды огибающей напряжения на контуре. На рис. 11.20г изображено напряжение на контуре.

Существуют и другие схемы для детектирования ЧМ колебаний, использующие тот же принцип.

Для детектирования ФМ колебаний могут быть использованы те же схемы, что и для детектирования ЧМ колебаний. Однако напряжение на их выходе пропорционально частотному отклонению, которое при ФМ, как это следует из ф-л (7.13) и (7.2) (ч. I), пропорционально производной от передаваемого колебания. Для того, чтобы получить напряжение, пропорциональное передаваемому колебанию, необходимо напряжение с выхода такого детектора проинтегрировать, например, с помощью интегрирующих схем, упомянутых в § 3.4.

Если ФМ колебание имеет небольшой индекс модуляции, то превращение ФМ в АМ может быть осуществлено иначе. С помощью резонансного контура высокой добротности можно выделить несущую частоту ФМ колебания, усилить ее и, сдвинув по фазе на 90° , сложить с ФМ колебанием. Векторная диаграмма полученного напряжения изображена на рис. 11.21. Нетрудно видеть, что результирующий вектор OB изменяется по амплитуде примерно по тому же закону, по которому изменяется сдвиг фаз ФМ колебания. Полученное напряжение может быть продетектировано любым детектором.

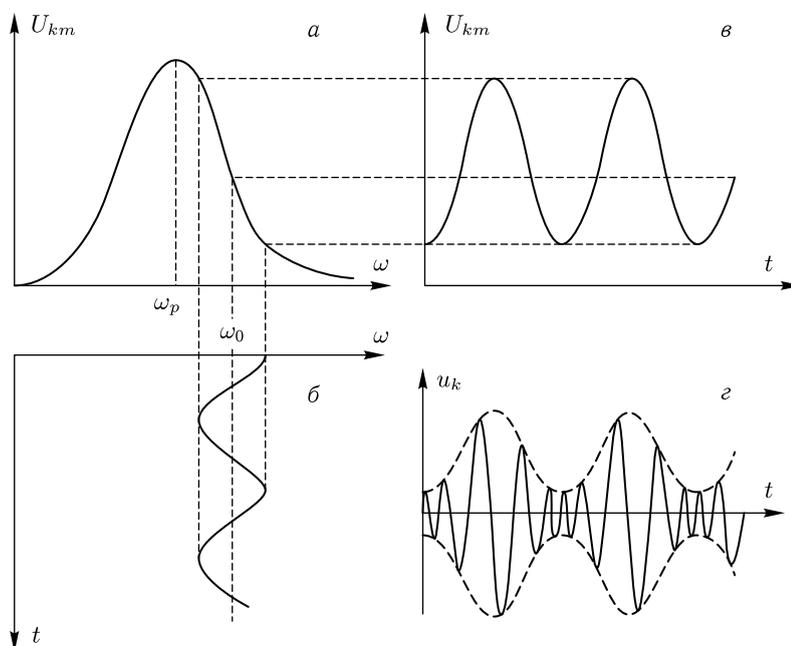


Рис. 11.20

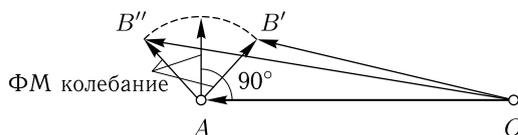


Рис. 11.21

§ 11.6. Измерение напряжений высокой частоты

Измерение напряжения высокой частоты путем непосредственного использования стрелочных приборов переменного тока, за исключением электростатических, затруднительно. Последние же обладают весьма большой входной емкостью, что часто недопустимо. Поэтому обычно измерение производится не непосредственно, а путем измерения напряжения или тока на выходе детектора при подаче на его вход измеряемого напряжения высокой частоты. Блок-схема такого вольтметра (часто называемого *ламповым*), изображена на рис. 11.22. Усилитель постоянного напряжения, указанный на блок-схеме, применяется, когда напряжение после детектора получается недостаточным для отклонения стрелочного прибора.



Рис. 11.22

Ламповые вольтметры бывают *квадратичными*, дающими показания, пропорциональные эффективному значению измеряемого напряжения, и *пиковыми*, показания которых пропорциональны пиковому (максимальному) значению измеряемого напряжения.

Простейшая схема квадратичного вольтметра изображена на рис. 11.23. Пусть на сетку лампы подается напряжение

$$u_c = U_0 + U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + U_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3).$$

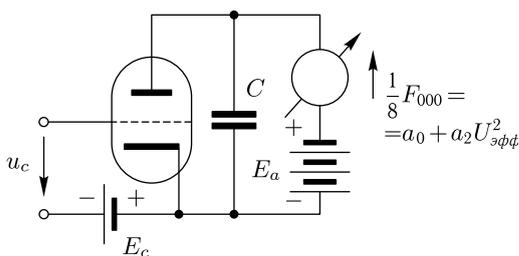


Рис. 11.23

Если характеристика лампы квадратична, то нулевая составляющая анодного тока, измеряемая стрелочным прибором, как это следует из табл. 8.1, равна

$$\begin{aligned} \frac{1}{8} F_{000}(U_0, U_1, U_2, U_3) &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 (U_1^2 + U_2^2 + U_3^2) = \\ &= a_0 + a_2 U_{эфф}^2, \end{aligned}$$

поскольку

$$U_{эфф}^2 = \frac{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2}{2}.$$

Таким образом, при квадратичной характеристике лампы нулевая составляющая анодного тока меняется пропорционально квадрату эффективного значения $U_{эфф}^2$ измеряемого напряжения и шкалу прибора можно проградуировать в эффективных значениях напряжения.

На рис. 11.24 изображена упрощенная схема пикового вольтметра. Основой схемы является диодный детектор, величина сопротивления нагрузки которого выбрана очень большой. При этом угол отсечки

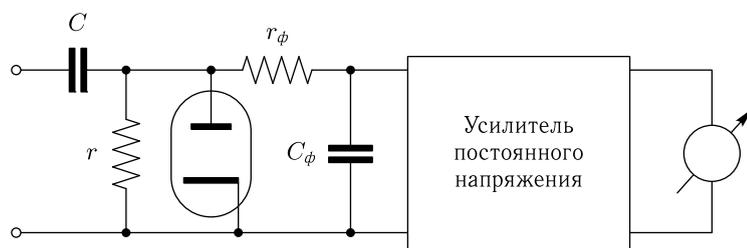


Рис. 11.24

близок к нулю и напряжение на нагрузке практически равно пиковому (максимальному) значению измеряемого напряжения. Сопротивление r_ϕ и емкость C_ϕ образуют фильтр, назначение которого состоит в том, чтобы предупредить попадание на сетку лампы усилителя постоянного напряжения составляющих высокой частоты, имеющих на нагрузке детектора, и избежать перегрузки (захода на нелинейные участки) в этом усилителе.

§ 11.7. Выпрямители

Выпрямители служат для превращения энергии переменного напряжения в энергию постоянного напряжения, идущего для питания радиоустройств (вместо батарей) или для каких-либо других целей. Для этого может использоваться детектирование.

Простейшая схема выпрямителя изображена на рис. 11.25. Она ничем не отличается от схемы диодного детектирования (рис. 11.6). Ток, протекающий через диод (диоды, работающие в выпрямителях, часто называются кенотронами), заряжает конденсатор C_ϕ . Если постоянная времени разряда $r_n C_\phi$, где r_n — сопротивление нагрузки — велика, то за отрицательный полупериод конденсатор разрядится незначительно и поэтому можно считать, что напряжение на нагрузке постоянно.

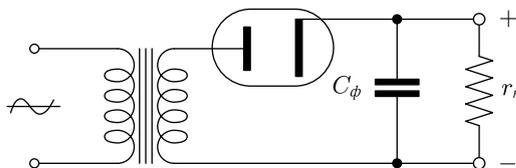


Рис. 11.25

На рис. 11.26 изображена схема так называемого двухполупериодного выпрямления. Здесь конденсатор $C_{\phi 1}$ заряжается во время одного

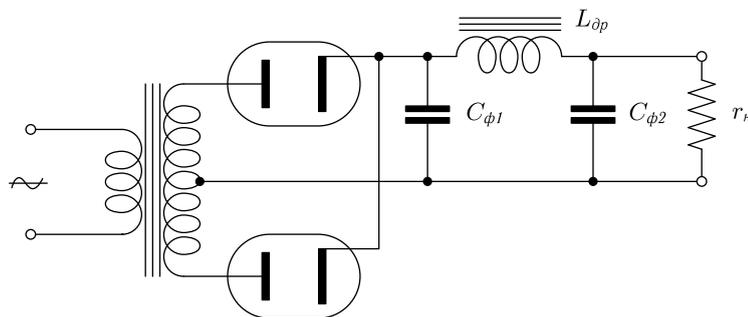


Рис. 11.26

полупериода током одной лампы, а во время другого полупериода — током другой лампы. И в том, и в другом случае направление тока, заряжающего конденсатор, одинаково. Дроссель $L_{\partial p}$ и второй конденсатор $C_{\phi 2}$ ставятся для лучшего сглаживания пульсаций напряжения на нагрузке. Они могут быть поставлены и в схеме рис. 11.25.

§ 11.8. Преобразователи частоты

Для превращения модулированных колебаний в модулированные колебания с другой несущей частотой и той же модуляцией применяются *преобразователи частоты*.

Преобразование частоты обычно осуществляется с помощью нелинейного сопротивления, которое для малых преобразуемых колебаний может рассматриваться в соответствии с § 8.6 как линейное с переменными параметрами.

Одна из схем преобразователя приведена на рис. 11.27а. На третью (так называемую гетеродинную) сетку подается вспомогательное напряжение с частотой ω_0 , на первую (сигнальную) сетку — колебание сигнала:

$$e = E_m \cos(\omega_1 t + \varphi),$$

которое достаточно мало.

Заменяя лампу в соответствии с рис. 3.2 линейной схемой замещения, получим для дополнительных колебаний, вызванных эдс e , схему рис. 11.27б, в которой величины $S = \frac{\partial i_a}{\partial u_{c1}}$ и r_i меняются под действием вспомогательного напряжения.

Пусть $S = g$ [ф-ла (11.1)]. Тогда источник тока дает ток (11.3), который при достаточно большом r_i (что обычно имеет место) равен дополнительному, вызванному напряжением e , анодному току, текущему через колебательный контур.

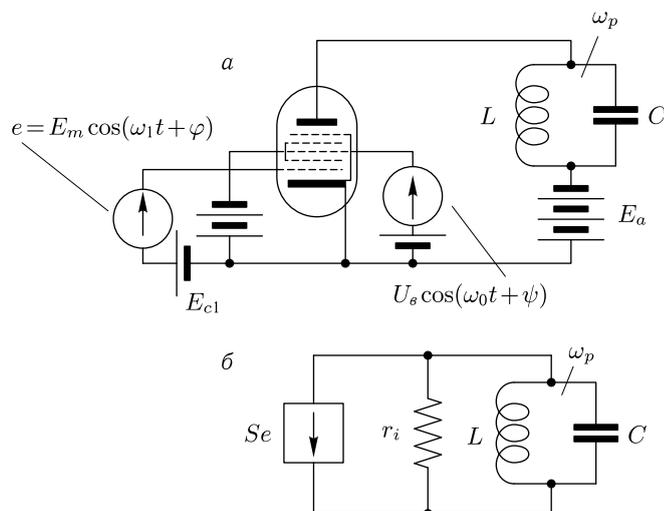


Рис. 11.27

Вторая и третья составляющие этого тока будут иметь ту же амплитудную, частотную или фазовую модуляцию, что и колебание e , поскольку g_i , ω_0 и ψ — постоянные величины. Несущие же частоты этих колебаний равны $\omega_1 \pm \omega_0$ и могут быть сделаны любыми.

Подбирая ω_0 таким, чтобы частота $\omega_1 + \omega_0$ или $\omega_1 - \omega_0$ стала равной резонансной частоте контура ω_p , можно выделить одну или другую из этих составляющих.

Отметим, что вспомогательное переменное напряжение может быть дано на ту же сетку, что и напряжение сигнала e . В этом случае в качестве преобразователя может быть использован триод.

Преобразователи частоты широко используются в так называемых супергетеродинных приемниках. Обычно напряжение высокой частоты, принятое антенной, бывает очень малым, и его перед тем как подать на детектор, усиливают. Это усиление бывает весьма значительным — используется несколько ступеней усиления. Перестройка многоступенчатых усилителей высокой частоты с одной частоты на другую связана с перестройкой многих контуров, что весьма неудобно. Кроме того, при приеме коротких и, особенно, ультракоротких волн усиление, которое может быть получено в одной ступени, резко падает. Поэтому современные радиоприемники собраны по так называемой супергетеродинной схеме. В супергетеродинной схеме сигнал с несущей частотой ω_1 , принятый антенной, после незначительного усиления (а часто и без усиления) подается на сетку преобразователя частоты. Вместе с ним на преобразователь подается вспомогательное напряжение с частотой ω_0 и постоянной амплитудой, получаемое от специального генератора

высокой частоты, так называемого *гетеродина*, имеющегося в приемнике. В анодной цепи преобразовательной лампы включен контур, настроенный на резонансную частоту $\omega_{\Pi} = \omega_1 - \omega_0$, называемую *промежуточной*. Если необходимо принять сигнал с другой частотой, например ω'_1 , то частоту гетеродина изменяют так, чтобы разностная частота $\omega'_1 - \omega'_0$ оставалась той же, что и раньше. Далее колебания с промежуточной частотой усиливают, причем, поскольку при приеме сигналов с различной частотой промежуточная частота благодаря соответствующей перестройке гетеродина не меняется, то усилитель получается достаточно простым, не нуждающимся в перестройке. После усиления напряжение промежуточной частоты детектируется и, наконец, выделенные колебания низкой частоты снова усиливаются.