

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМ. Н.И. ЛОБАЧЕВСКОГО

Радиофизический факультет

Кафедра радиотехники

**Преобразования сигналов
на биполярном транзисторе**

Нижний Новгород
2000

Преобразования сигналов на биполярном транзисторе /
Сост. В. А. Канаков, Д. В. Савельев, Е. И. Шкелев. –
Н.Новгород, 2000. – 44 с.

Методические указания разработаны для общего радиотехнического практикума по курсу «Теоретические основы радиотехники». В них описаны пять лабораторных работ: 1) «Линейный апериодический усилитель», 2) «Линейный резонансный усилитель», 3) «Нелинейный резонансный усилитель. Умножитель частоты. Амплитудный модулятор», 4) «Преобразователь частоты. Синхронный детектор. Фазовый детектор» и 5) «Амплитудный детектор». Все устройства выполнены на биполярном транзисторе. Методические указания содержат краткую информацию о физических процессах в транзисторе. Поясняется зависимость этих процессов от параметров, характеризующих режим работы транзистора по постоянному току, и от параметров тестовых сигналов. Даны варианты схемных решений и обсуждаются особенности работы транзисторного каскада в различных по функциональному назначению устройствах. Методические указания содержат описание экспериментальной установки, задание на выполнение каждой из перечисленных выше лабораторных работ и контрольные вопросы для самопроверки.

Лабораторные работы и методические указания разработаны в рамках научной программы «Интеграция» при поддержке ИФМ РАН.

Составители: В. А. Канаков,
Д. В. Савельев,
Е. И. Шкелев.

Рецензент: С. Д. Снегирев.

Нижегородский государственный университет
им. Н.И. Лобачевского, 2000.

1. Общие замечания

Обработка сигналов радиоприемными устройствами (РПУ) связана, прежде всего, с их селекцией и усилением. Селекция радиосигналов производится по признакам, которые отличают принимаемый сигнал от других сигналов, поступающих на вход приемника. К таким признакам относятся частота, время появления, поляризация, направление прихода и т. д. Наиболее распространена частотная селекция. Она используется как непосредственно для выделения нужного сигнала, так и в совокупности с другими видами селекций. Частотное разделение сигналов тесно связано с процессами их усиления и преобразования по частоте.

В задачу усилительных секций РПУ входит обеспечение необходимого превышения мощности сигнала над мощностью собственного шума и доведение принятого сигнала до уровня, обеспечивающего нормальную работу детектора (демодулятора). Преобразование несущей частоты принимаемого сигнала на фиксированную промежуточную частоту позволяет использовать полосовые усилители с необходимой для частотной селекции избирательностью. По этой причине приемная часть канала связи строится, как правило, по схеме супергетеродинного приемника – приемника с одним или несколькими преобразователями частоты.

Как упомянутые выше усилительные каскады, преобразователи частоты и детекторы, так и другие функциональные узлы радиоприемника строятся на электронных приборах. Чаще всего это транзисторы и диоды. Усилители радиочастоты (УРЧ) и первые каскады усилителей промежуточной частоты (УПЧ) работают при незначительных входных сигналах, и одним из главных требований к УРЧ и УПЧ является малый уровень нелинейных искажений. Поэтому усилительные приборы в них (например, транзисторы) работают в режимах, близких к линейному. Нередко частотно-избирательные усилители, каковыми являются УРЧ и УПЧ, делаются на основе широкополосных усилителей (ШПУ) с цепями селекции на входе и выходе (в нагрузке).

Для преобразования частоты нужны смесители, которые можно выполнить либо на элементах с переменными параметрами, либо на нелинейных элементах. И те, и другие, под воздействием напряжения сигнала и сигнала локального гетеродина (ЛГ), способны порождать комбинационные составляющие тока и, в частности, составляющие с частотами $\omega = |\omega_c \pm \omega_r|$ (ω_c – частота сигнала, ω_r – частота ЛГ), которые нужны для преобразования частоты. Смесители в преобразователе частоты

могут быть выполнены как на активных нелинейных элементах — транзисторах — с соответствующим образом подобранными питающими токами и напряжениями, так и на пассивных нелинейных сопротивлениях — диодах. Нагрузкой смесителя является полосно-пропускающий фильтр (ППФ), настроенный на одну из промежуточных частот $\omega_{\text{пр}} = |\omega_c \pm \omega_r|$. Те же элементы (транзисторы и диоды) можно использовать и при детектировании радиосигналов, хотя наиболее часто для этой цели применяются диодные детекторы.

Преобразование частоты применяется не только в радиоприемных устройствах. Оно широко используется и в передатчиках, но с той спецификой, что является, как правило, преобразованием вверх — на промежуточную частоту $\omega_{\text{пр}} = \omega_c + \omega_r$, которая определяет несущую частоту передаваемого радиосигнала. Другими важными функциями радиопередатчика является модуляция и усиление мощности. Разные виды модуляции реализуются различными, вообще говоря, техническими средствами. Если иметь в виду амплитудную модуляцию, то ее можно выполнить, применяя для этой цели смесители или усилительные элементы (например, транзисторы) с нелинейным режимом работы. Усилительные элементы с нелинейным режимом работы применяются также для усиления мощности выходного сигнала, поскольку при этом достигается КПД, приемлемый для окончательного каскада передатчика.

Рассмотрим физические процессы и специфику работы перечисленных выше устройств. За основу возьмем простейший каскад на биполярном транзисторе и обсудим возможности его применения в упомянутых выше радиотехнических устройствах.

2. Режимы работы биполярного транзистора

Режимы работы транзистора различаются прежде всего по приложенным к нему напряжениям источников питания (напряжения на коллекторе $U_{\text{к0}}$ и напряжения смещения на базе $E_{\text{см}}$) и по действующему между базой и эмиттером переменному напряжению $u_{\text{б}}$. Напряжение $u_{\text{б}}$, вообще говоря, может быть образовано одним или несколькими источниками сигналов u_i ($i = 1, 2, \dots$).

На рис. 1 представлена схема простейшего каскада с общим эмиттером на *p-n-p* транзисторе с апериодической нагрузкой $R_{\text{к}}$ в коллекторной цепи. Для начала рассмотрим его работу в режиме покоя, то есть при отсутствии переменного напряжения на базе ($u_{\text{б}} = 0$). В этом случае токи базы и коллектора по-

стоянны и соответствуют начальной рабочей точке транзистора со значительными $i_{\text{б}} = I_{\text{б0}}$, $i_{\text{к}} = I_{\text{к0}}$, $u_{\text{б}} = E_{\text{см}}$ и $u_{\text{к}} = U_{\text{к0}}$. Для ее оп-

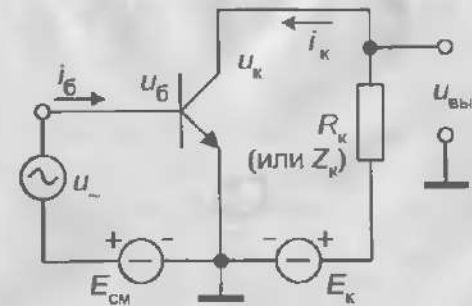


Рис. 1

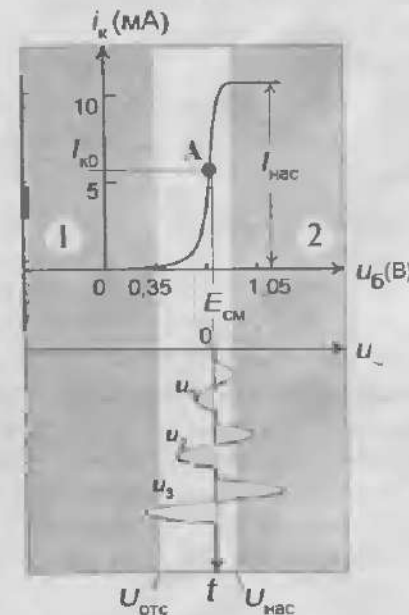


Рис. 2

стоянны и соответствуют начальной рабочей точке транзистора со значительными $i_{\text{б}} = I_{\text{б0}}$, $i_{\text{к}} = I_{\text{к0}}$, $u_{\text{б}} = E_{\text{см}}$ и $u_{\text{к}} = U_{\text{к0}}$. Для ее определения воспользуемся проходной характеристикой транзистора, отражающей зависимость $i_{\text{к}} = i_{\text{к}}(u_{\text{б}})$ тока коллектора от напряжения на базе. Графически эта зависимость представлена на рис. 2. При разных значениях напряжения $E_{\text{см}}$ начальная рабочая точка может соответствовать либо активному режиму работы транзистора (точка А находится между двумя затененными областями 1 и 2), либо режиму отсечки тока коллектора (точка А попадает в область 1, где $i_{\text{к}} = 0$), либо режиму насыщения (точка А находится в области 2, где ток коллектора максимален и равен току насыщения $I_{\text{нас}}$). Отмеченное на рис. 2 положение точки А соответствует активному режиму: эмиттерный переход транзистора находится в открытом состоянии, а коллекторный — в закрытом. Эмиттер инжектирует носители тока (электроны в рассматриваемом случае) в базу, а коллектор их «собирает», создавая та-

ким образом коллекторный ток. В режиме отсечки оба перехода транзистора закрыты и ток коллектора отсутствует. Режим насыщения — это режим двойной инжекции, при котором носители тока в базу инжектируются не только эмиттером, но и коллектором. В этом случае сопротивление между коллектором и

эмиттером (сопротивление насыщения) незначительно, и ток насыщения $I_{нас.} \approx E_K/R_K$.

Переменное напряжение u_- на базе вызывает появление в токе коллектора переменной составляющей:

$$i_K = I_{K0} + i_{K-}$$

В общем случае и постоянная I_{K0} , и переменная i_{K-} составляющие i_K зависят как от напряжения смещения $E_{см}$, так и от величины и формы входного сигнала — напряжения $u_- = u_-(t)$. Напряжение на коллекторе

$$u_K = U_{K0} + u_{K-}$$

Его переменная компонента u_{K-} , являющаяся выходным напряжением транзисторного каскада, зависит

- ♦ от действующих на входе (образующих $u_-(t)$) сигналов,
- ♦ вида коллекторной нагрузки (импеданса Z_K) и
- ♦ напряжений источников питания.

По параметрам $u_{K-}(t)$ и их связи с $u_-(t)$ определяют функциональное предназначение транзисторного каскада. Остановимся на этом подробнее.

3. Режим линейного усиления

Если переменная составляющая напряжения на базе достаточно мала, то транзистор при всех возможных изменениях $u_-(t)$ всегда будет находиться в активном режиме. На рис. 2 этому случаю соответствует переменное напряжение $u_-(t) = u_1$. Вызываемые им перемещения рабочей точки на проходной характеристике транзистора происходят в области линейной зависимости $i_K = i_K(u_6)$. При этом переменная составляющая тока коллектора

$$i_{K-} = Su_-(t),$$

где

$$S = \left. \frac{\partial i_K}{\partial u_6} \right|_{u_6 = E_{см}}$$

— крутизна транзистора. Другими словами, приращение тока коллектора пропорционально приращению напряжения на базе, что и позволяет определить такой режим работы транзистора как линейный. При этом транзисторный каскад выполняет функцию усилителя напряжения с коэффициентом усиления

$$K = -SZ_{экр}; \quad (1)$$

$Z_{экр}$ — эквивалентный импеданс коллекторной нагрузки транзистора, который зависит как от параметров транзистора, так и от его нагрузки (на рис. 1 представлена сопротивлением R_K).

Апериодический усилитель

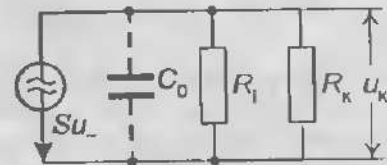


Рис. 3

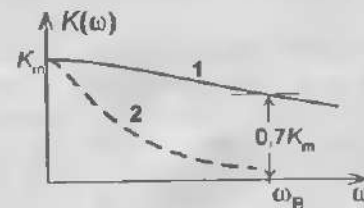


Рис. 4

При активной нагрузке R_K в коллекторной цепи транзисторный каскад является широкополосным апериодическим усилителем (подробности см. в Приложении). Его коэффициент усиления удобно рассчитывать с использованием эквивалентной схемы по переменному току (рис. 3). Транзистор на этой схеме представлен источником тока $i_K = Su_-$ с внутренним сопротивлением R_1 и емкостью C_0 , которые характеризуют выходное сопротивление и выходную емкость транзистора. Подключенная к источнику тока нагрузка R_K по переменному току оказывается включенной параллельно сопротивлению R_1 и емкости C_0 . Вместе R_1 , R_K и C_0 образуют эквивалентную нагрузку в цепи коллектора с импедансом¹

$$Z_{экр} = (R_1 \parallel R_K \parallel C_0). \quad (2)$$

Обычно $R_1 \gg R_K$ и результирующей нагрузкой является импеданс $Z_{экр} = (R_K \parallel C_0)$, составленный из параллельно включенных емкости C_0 и сопротивления R_K . В этом случае коэффициент передачи усилителя равен

$$K(j\omega) = -S(R_K \parallel C_0) = -\frac{K_m}{1 + j\omega\tau}, \quad (3)$$

¹ В общем случае эквивалентная нагрузка транзистора по переменному току зависит также от подключаемой к каскаду внешней нагрузки, что можно учесть соответствующими изменениями в активной и реактивной составляющих $Z_{экр}$.

где $K_m = SR_k$ – максимальное значение коэффициента передачи, а $\tau = R_k C_0$ – постоянная времени коллекторной нагрузки. Модуль $|K(j\omega)| = K(\omega)$ (амплитудно-частотная характеристика – АЧХ) монотонно спадает с увеличением частоты ω (рис. 4). Полоса пропускания усилителя определяется по граничной частоте ω_B , которая зависит от постоянной времени τ . Для $R_k = 1$ кОм и $C_0 = 100$ пФ АЧХ усилителя имеет вид, представленный кривой 1 на рис. 4. Соответствующая этому случаю $\omega_B \approx 2,1$ МГц. При увеличении C_0 до 1000 пФ ω_B уменьшается до ~ 200 кГц (кривая 2 на рис. 4).

Ограниченность полосы пропускания усилителя вызывает частотные искажения усиливаемого им сигнала, что особенно существенно, если сигнал на входе усилителя имеет спектр с шириной $\Delta\omega > \omega_B$. Проиллюстрируем это на примере прохождения через апериодический усилитель импульсного сигнала. Пусть таким сигналом будет прямоугольный импульс $u(t)$ с длительностью δ (рис. 5).

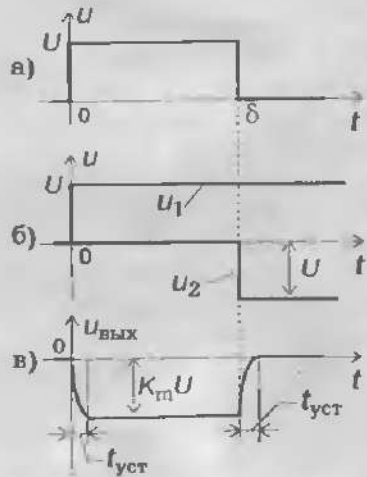


Рис. 5

входного сигнала $u_{вх}(t) = u_1(t) = u(t)$, а $K(j\omega)$ – частотная характеристика усилителя.

Заменим в (5) и (6) действительную переменную ω на комплексную переменную $p = \sigma + j\omega$ ($\sigma > 0$). После такой замены вместо прямого преобразования Фурье (6) получим преобразование Лапласа. Вычисление обратного преобразования (5) для физически реализуемых цепей сводится к интегрированию по

Реакцию усилителя на сигнал со сложным спектральным составом, каковым является импульсный сигнал, можно найти по обратному преобразованию Фурье от спектра выходного сигнала

$$G_{вых}(j\omega) = G_{вх}(j\omega)K(j\omega); \quad (4)$$

$$u_{вых}(t) = u_{к-}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{вх}(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (5)$$

В (4) и (5)

$$G_{вх}(j\omega) = G_u(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt \quad (6)$$

– спектральная характеристика

замкнутому контуру на плоскости комплексной переменной p . При этом интеграл (5) равен сумме вычетов в полюсах подинтегральной функции, то есть

$$u_{вых}(t) = \frac{1}{2\pi j} \oint G_{вх}(p)K(p)e^{pt} dp = \sum_i \text{res}_i, \quad (7)$$

где

$$G_{вх}(p) = \int_0^{\infty} u(t)e^{-pt} dt, \quad (8)$$

Представим прямоугольный импульс $u(t)$ в виде суммы $u(t) = u_1 + u_2$ двух скачков напряжения u_1 и u_2 (рис. 5б). Для работающего в линейном режиме усилителя, то есть при незначительной величине скачка U , выполняется принцип суперпозиции, в соответствии с которым отклик линейной системы на сумму сигналов равен сумме откликов на каждую из ее составляющих.

Преобразование Лапласа для скачка напряжения u_1

$$G_{вх}(p) = \frac{U}{p}. \quad (9)$$

В соответствии с (5) реакция на u_1 усилителя с коэффициентом передачи (3) равна

$$u_{вых1}(t) = -\frac{K_m U}{2\pi j} \oint \frac{1}{p(1+p\tau)} e^{pt} dp = -K_m U(\text{res}_1 + \text{res}_2), \quad (10)$$

где $\text{res}_{1,2}$ – вычеты в полюсах $p_1 = 0$ и $p_2 = -1/\tau$:

$$\text{res}_1 = 1, \text{res}_2 = -e^{-t/\tau}.$$

Из (10) и (11) получаем, что

$$u_{вых1}(t) = -K_m U(1 - e^{-t/\tau}). \quad (11)$$

Таким образом, откликом усилителя на первый скачок u_1 входного сигнала является экспоненциально спадающее до уровня $-K_m U$ напряжение (рис. 5в). Время установления $t_{уст}$ этого уровня оцениваем по увеличению экспоненциального слагаемого в (11) в e раз, то есть $t_{уст} = \tau$.

Реакция $u_{вых2}(t)$ на второй скачок u_2 находится точно также, как и на первый.

$$u_{\text{ВЫХ}2}(t) = \begin{cases} 0, & t \leq \delta; \\ -u_{\text{ВЫХ}1}(t - \delta), & t > \delta. \end{cases}$$

Результирующее напряжение на выходе

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_{\text{ВЫХ}1}(t) + u_{\text{ВЫХ}2}(t).$$

Если длительность δ входного импульса значительно превышает время установления $t_{\text{уст}}$, то реакция усилителя на задний фронт импульса не будет зависеть от реакции на фронт передний. Выходное напряжение при этом имеет вид импульса отрицательной полярности со сглаженными передним и задним фронтами (рис. 5в). Длительность фронтов выходного импульса определяется временем установления переходного процесса $t_{\text{уст}}$. Чем шире полоса пропускания усилителя (чем больше ω_p), тем меньше время установления и тем меньше искажения в форме выходного сигнала. Другими словами, чем шире полоса пропускания усилителя, тем выше его быстродействие.

Резонансный усилитель

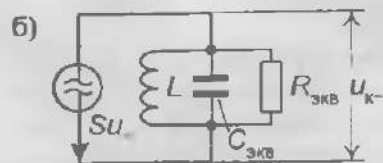
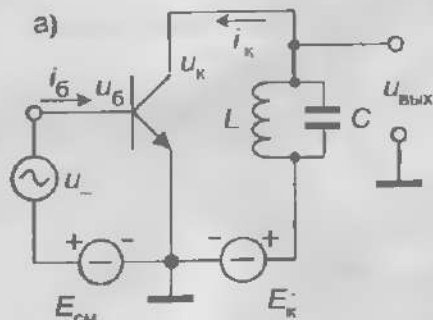


Рис. 6

Радносигнал — это высокочастотное (несущее) колебание, наделенное признаками передаваемого сообщения посредством амплитудной, частотной или фазовой модуляции. Спектр радиосигнала локализован в узкой спектральной области $\Delta\omega$ вблизи несущей частоты ω_c ($\Delta\omega \ll \omega_c$), чем и обу-

словлена специфика применения резонансного усилителя. Совместно с задачей усиления обычно решается также задача частотного разделения (частотной селекции) радиосигналов с различными несущими частотами.

Эквивалентная схема резонансного усилителя по переменному току представлена на рис. 6б. Колебательный контур в ней образован индуктивностью L и емкостью $C_{\text{ЭКВ}}$. Последняя² равна суммарной емкости контура C и выходной емкости транзистора C_0

$$C_{\text{ЭКВ}} = C + C_0.$$

Сопротивление $R_{\text{ЭКВ}}$, включенное параллельно L и $C_{\text{ЭКВ}}$, является эквивалентным резонансным сопротивлением контура³ и зависит от его добротности Q :

$$R_{\text{ЭКВ}} = (R_1 \parallel R_2) = \rho Q;$$

$\rho = \sqrt{L/C_{\text{ЭКВ}}} = \omega_p L = 1/\omega_p C_{\text{ЭКВ}}$ — характеристическое сопротивление, $\omega_p = 1/\sqrt{LC_{\text{ЭКВ}}}$ — резонансная частота. Добротность Q зависит от собственных потерь в контуре, а также от потерь, вносимых в контур со стороны транзистора и внешней нагрузки. Получившаяся в результате эквивалентная нагрузка транзистора имеет импеданс

$$Z_{\text{ЭКВ}} = \frac{j\omega \cdot (2\alpha R_{\text{ЭКВ}})}{(j\omega)^2 + 2\alpha \cdot (j\omega) + \omega_p^2}. \quad (12)$$

В (12) $\alpha = 1/\tau = \omega_p/2Q$ — коэффициент затухания (τ — постоянная времени) колебательного контура.

Коэффициент передачи резонансного усилителя находится путем подстановки (12) в (1). Полученная таким образом АЧХ резонансного усилителя приведена на рис. 7а. При $Q \gg 1$ — это симметричная «колоколообразная» кривая с максимальным значением на резонансной частоте ω_p , равным

$$K_p = SR_{\text{ЭКВ}}.$$

Полоса пропускания

$$P = \alpha = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2} \frac{\omega_p}{Q} \ll \omega_p. \quad (13)$$

² В емкость $C_{\text{ЭКВ}}$ может быть включена также емкость внешней нагрузки, если она имеется.

³ Сюда при необходимости включается и активное сопротивление внешней нагрузки.

Соотношение (13) между полосой Π резонансного усилителя и его резонансной частотой ω_p отражается на характере переходных процессов в нем. В отличие от апериодического усилителя они носят колебательный характер. Проиллюстрируем это на примере того же, что и в случае с апериодическим усилителем, тестового сигнала — прямоугольного импульса напряжения (рис. 5). Найдем реакцию резонансного усилителя на его передний фронт, то есть будем считать, что входной сигнал

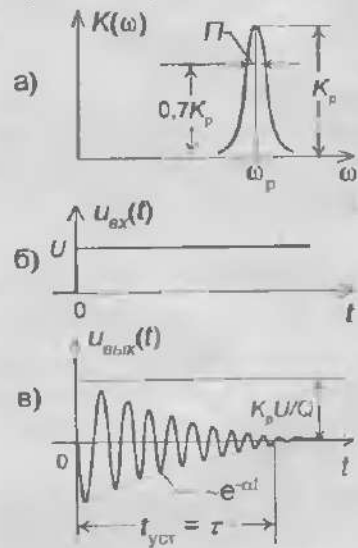


Рис. 7

Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}}(t) = -2\alpha K_p U \left(\frac{e^{j\omega_p t}}{2j\omega} + \frac{e^{-j\omega_p t}}{2(-j\omega)} \right) e^{-\alpha t} = -\frac{K_p U}{Q} e^{-\alpha t} \sin \omega_p t. \quad (15)$$

Его осциллограмма — затухающая по экспоненциальному закону синусоида — представлена на рис. 7в. Резкое изменение входного сигнала в момент прихода фронта импульса возбуждает в колебательном контуре собственные колебания на резонансной частоте. С течением времени из-за потерь эти колебания затухают и на выходе усилителя устанавливается постоянное напряжение ($u_{\text{вх}} = 0$). Время затухания (время установления) $t_{\text{уст}} = \tau$.

имеет вид положительного скачка напряжения, представленного на рис. 7б.

Выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ находим после подстановки в (7) изображения входного сигнала (9) и коэффициента передачи (1) с импедансом $Z_{\text{экв}}$ (12)

$$u_{\text{вых}}(t) = -\frac{K_p U}{2\pi j} \int \frac{2\alpha}{p^2 + 2\alpha p + \omega_p^2} e^{pt} dp = -K_p U (\text{res}_1 + \text{res}_2). \quad (14)$$

Вычеты в (14) берутся в полюсах

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_p^2} \approx \alpha \pm j\omega_p$$

и имеют значения

$$\text{res}_{1,2} = 2\alpha \frac{e^{(-\alpha \pm j\omega_p)t}}{2(-\alpha \pm j\omega_p) + 2\alpha}.$$

Отклик на задний фронт импульсного сигнала, как и в случае с апериодическим усилителем, имеет противоположный знак и сдвинут во времени на δ . При $t_{\text{уст}} \ll \delta$ эти отклики независимы, поэтому на рис. 7 приведен только отклик на передний фронт входного импульса.

Некоторые особенности подключения внешней нагрузки

Для того, чтобы постоянное напряжение от источника питания E_k (см. пояснения в Приложении) не поступало на вход внешней цепи, следующей за усилителем, а также чтобы внешняя нагрузка не влияла на режим работы транзистора, в схему транзисторного каскада включается разделительная емкость C_p (рис. 8). В случае с апериодическим усилителем разделительная емкость уменьшает коэффициент передачи на низких частотах, что является причиной дополнительных частотных искажений. Использование разделительной емкости в резонансном усилителе практически не влияет на выходной сигнал, так как величина импеданса разделительной емкости $1/\omega C_p$ обычно значительно меньше величины импеданса внешней нагрузки.

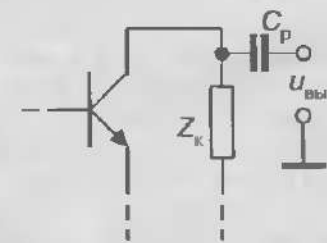


Рис. 8

В лабораторной работе разделительная емкость применяется в тех случаях, когда нагрузка транзистора является резонансной. Это связано с тем, что при резонансной нагрузке во время отрицательных полуволн сигнала на базе напряжение на коллекторе превышает уровень напряжения источника питания $E_k = +5$ В. Динамический же диапазон используемого измерительного устройства, каковым является ана-

лого-цифровой преобразователь (АЦП), лежит в пределах ± 5 В. В этом случае приходится измерять только переменную составляющую напряжения на коллекторе, не пропуская на выход усилителя постоянную составляющую. Функцию отделения переменной составляющей выполняет разделительная емкость.

4. Нелинейный режим транзисторного каскада при гармоническом воздействии

Как уже отмечалось, режим работы транзистора зависит как от положения начальной рабочей точки, так и от уровня подаваемого на него сигнала. По мере увеличения амплитуды сигнала все значительнее проявляются нелинейные свойства транзистора. Это ограничивает возможности анализа транзисторного каскада аналитическими методами. Поэтому при количественных расчетах приходится прибегать к различного рода приближениям. Прежде всего это связано с используемой моделью транзистора.

В описанном выше линейном режиме работы, который применим в малосигнальных усилителях, транзистор представлялся источником тока с выбранными соответствующим образом начальной рабочей точкой, выходным сопротивлением и выходной емкостью. При больших уровнях сигнала такое представление теряет силу и необходимо уточнение модели транзистора. Два фактора по-прежнему важны в этом плане: 1) положение начальной рабочей точки и 2) величина входного сигнала. От них зависит, каким образом и в каком качестве будет работать транзисторный каскад.

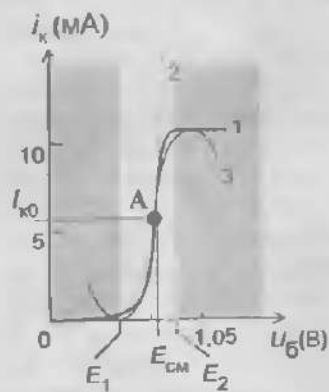


Рис. 9

Как и выше, соответствующие начальной рабочей точке тока и напряжения определяем по проходной характеристике транзистора (рис. 9, кривая 1). Сначала рассмотрим случай, когда начальная рабочая точка расположена на участке с максимальной крутизной (именно этот случай представлен на рис. 9), а нелинейность транзистора возникает из-за увеличения напряжения сигнала. Диапазон изменений величины сигнала возьмем таким, чтобы мгновенные значения полного напряжения на базе $u_6(t) = E_{см} + u(t)$ не выходили за пределы границ, фиксируемых напряжениями E_1 и E_2 . Первое из этих напряжений является напряжением отсечки. Второе — определяет границу перехода транзистора в режим насыщения. Другими словами, будем полагать, что транзистор при наименьших значениях $u_6(t)$ лишь приближается к режиму отсечки коллекторного тока, а при наибольших — к режиму насыщения. В этом

случае проходную характеристику можно аппроксимировать полиномом

$$i_k(t) = i_0 + a_1(u_6 - E_{см}) + a_2(u_6 - E_{см})^2 + a_3(u_6 - E_{см})^3 + \dots + a_n(u_6 - E_{см})^n. \quad (16)$$

степень которого зависит от величины сигнала. Так, например, если $u_6(t)$ достигает границы с режимом отсечки E_1 , но всегда меньше E_2 — границы с режимом насыщения, то можно ограничиться квадратичным приближением, то есть принять $n = 2$ (рис. 9, пунктирная кривая 2). В тех случаях, когда $u_6(t)$ достигает и E_2 , более точной аппроксимацией проходной характеристики будет полином третьей степени ($n = 3$, кривая 3). Пусть сигнал на базе имеет синусоидальный характер:

$$u(t) = u_0 \cos \omega t. \quad (17)$$

Подстановка (17) в (16) дает

$$\begin{aligned} i_k(t) = & (i_0 + \frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{3}{8} a_4 U^4 + \dots) + \\ & (a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 + \frac{3}{8} a_5 U^5 + \dots) \cos \omega t + \\ & (\frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{1}{8} a_4 U^4 + \dots) \cos 2\omega t + \\ & (+ \frac{1}{4} a_3 U^3 + \frac{3}{16} a_5 U^5 + \dots) \cos 3\omega t + \dots = \\ & = \sum_{k=0}^n I_k \cos k\omega t. \end{aligned} \quad (18)$$

Отсюда следует, что ток коллектора в общем случае имеет сложный спектральный состав и в нем помимо постоянной составляющей и составляющей на частоте сигнала ω имеются гармоники с частотами $k\omega$ ($k = 2, 3, \dots, n$).

При значительном увеличении амплитуды сигнала детали зависимости $i_k = i_k(u_6)$ вблизи напряжений E_1 и E_2 несущественны и более предпочтительной становится кусочно-линейная аппроксимация проходной характеристики транзистора. На рис. 10 представлен случай, когда начальная рабочая точка находится в области отсечки коллекторного тока ($E_{см} < E_1$). Ток коллектора отличен от нуля только тогда, когда $u_6 > E_1$. Интервалы времени, где $i_k \neq 0$, определяются углом отсечки θ коллекторного тока, который находится из соотношения

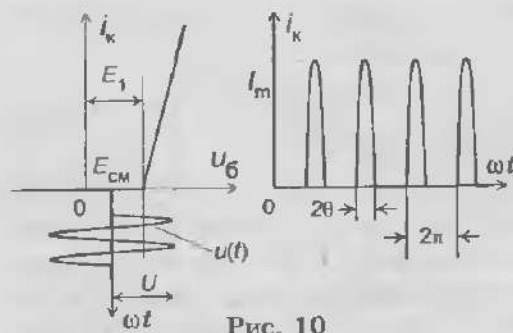


Рис. 10

случая, вычислив коэффициенты ряда Фурье для тока i_k , осциллограмма которого представлена на рис. 10.

Постоянная составляющая

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_k d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) \quad (20)$$

$$= \frac{I}{\pi} (\sin \theta - \cos \theta) = I \gamma_0(\theta).$$

Амплитуда первой гармоники

$$I_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_k \cos \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d(\omega t) \quad (21)$$

$$= \frac{I}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta) = I \gamma_1(\theta).$$

Аналогично вычисляются амплитуды I_k гармонических составляющих при $k = 2, 3, \dots$

$$I_k = \frac{2I \sin k \theta \cos \theta - k \cos k \theta \sin \theta}{\pi (k^2 - 1)} = I \gamma_k(\theta). \quad (22)$$

Коэффициенты, дающие распределение гармонических составляющих тока i_k , называют коэффициентами Берга. Зависимость некоторых коэффициентов Берга от угла отсечки приведена на рис. 11.

Трансформация спектра входного сигнала в нелинейных цепях является чрезвычайно важным явлением. С одной стороны, на нем основана работа целого ряда радиотехнических устройств (модуляторов, детекторов и т. д.), которые будут рас-

$$\cos \theta = \frac{E_1 - E_{см}}{U} = \frac{I_m}{I} \quad (19)$$

где $I = SU$ (S - крутизна транзистора), а I_m - максимальное значение тока коллектора. Найдем спектральные компоненты $i_k(t)$ для этого

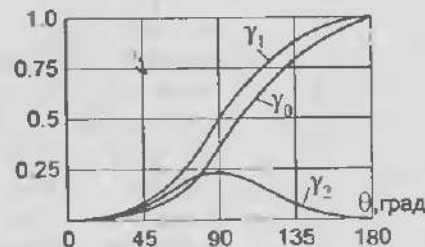


Рис. 11

присутствовать высшие гармонические составляющие I_k ($k > 1$), что является следствием нелинейных искажений. Для количественной оценки степени искажений сигнала на выходе усилителя вводят величину $k_{нл}$, называемую коэффициентом нелинейных искажений и равную отношению среднеквадратического уровня всех высших гармоник тока к амплитуде тока полезного сигнала:

$$k_{нл} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1}$$

Нелинейное резонансное усиление

В технике радиопередающих устройств широко применяются резонансные усилители мощности. Их отличительная черта - работа при больших амплитудах входных напряжений, что делает обязательным учет нелинейности активных элементов.

Схема нелинейного резонансного усилителя принципиально ничем не отличается от схемы малосигнального, работающего в линейном режиме транзисторного каскада с резонансной нагрузкой. Поэтому при рассмотрении его работы будем опираться на схему резонансного усилителя, приведенную на рис. 6. Отличительной особенностью нелинейного резонансного усилителя является положение его начальной рабочей и уровень подаваемого на вход сигнала.

При большой амплитуде входного сигнала приемлемой является аппроксимация характеристики $i_k(u_6)$ отрезками прямых (рис. 10). В этом случае ток в цепи коллектора имеет форму косинусоидальных импульсов с отсечкой. Эти импульсы обладают сложным спектральным составом, однако ведущую роль в работе устройства играет первая гармоника, частота которой совпадает с резонансной частотой контура (рис. 12а).

смотрены ниже. С другой - из-за нелинейности возникают некоторые нежелательные эффекты, которые необходимо оценивать и учитывать.

Например, в коллекторном токе транзисторного аperiodического усилителя помимо постоянной составляющей I_0 и гармоники на частоте сигнала I_1 будут

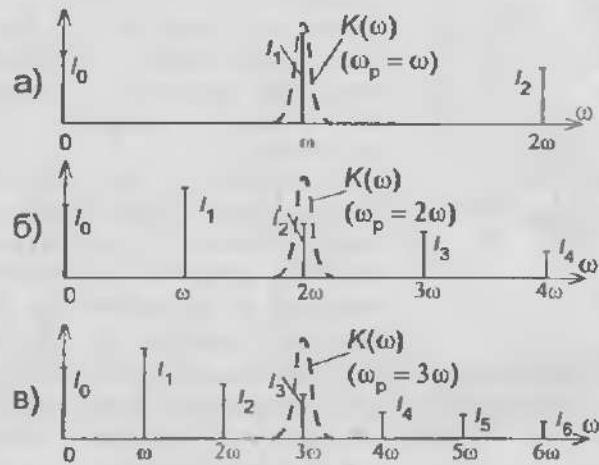


Рис. 12

Импеданс колебательной системы на частотах 2ω , 3ω и т. д. столь мал, что высшие гармоники практически не дают вклада в выходной сигнал. Первая гармоника коллекторного тока создает на выходе полезное напряжение с амплитудой

$$U_{\text{вых}} = I_1 R_{\text{экв}} = S R_{\text{экв}} U \gamma_1(\theta). \quad (23)$$

Аналогично, используя формулу (18), можно записать выражение амплитуды гармонического сигнала на выходе резонансного усилителя при степенной аппроксимации проходной характеристики транзистора:

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{экв}} \left(a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 + \frac{5}{8} a_5 U^5 + \dots \right). \quad (24)$$

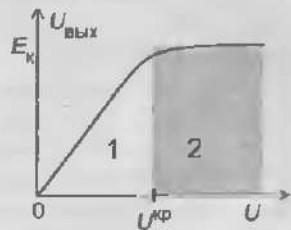


Рис. 13

Вытекающую из (23) и (24) зависимость $U_{\text{вых}} = f(U)$ (см. рис. 13) принято называть *колебательной характеристикой*. Естественное требование к колебательной характеристике — ее линейность, что особенно важно при усилении сигналов с амплитудной модуляцией. Угол отсечки θ , а значит и коэффициент Берга $\gamma_1(\theta)$ зависят от амплитуды возбуждающего напряжения U . Исключение составляет случай, когда положение начальной рабочей точки совпадает с началом характеристики. При этом $\theta = 90^\circ$ независимо от U .

Работа усилителя с углом отсечки 90° выгодна еще и потому, что при отсутствии сигнала на входе постоянная состав-

ляющая коллекторного тока обращается в нуль. Данное обстоятельство благоприятно сказывается на КПД усилителя.

Важным параметром колебательной характеристики является протяженность ее линейного участка, который определяет динамический диапазон усиливаемых сигналов. Естественная причина, ограничивающая рост колебательной характеристики, состоит в следующем: при некотором критическом значении амплитуды $U^{кр}$ колебательное напряжение на контуре становится близким по значению к напряжению источника питания E_k . Дальнейший рост амплитуды напряжения на контуре становится невозможным, поскольку при этом в некоторые моменты времени мгновенное значение напряжения на коллекторе транзистора становится малым. Как следствие, нормально закрытый коллекторный переход открывается и колебательный контур усилителя резко шунтируется цепью коллектор-база-источник сигнала-источник питания.

Если $U > U^{кр}$, то говорят, что транзистор работает в перенапряженном режиме. Этот режим, не пригодный для усиления сигналов с амплитудной модуляцией, используется в ограничителях амплитуды, применяемых с целью подавления амплитудной модуляции в тех случаях, когда она является паразитной (например в сигналах с частотной и фазовой модуляцией).

Чтобы вычислить КПД, необходимо знать мощность, потребляемую от источника питания: $P_{\text{питр}} = E_k I_0$ и полезную активную мощность, передаваемую колебательному контуру: $P_{\text{с}} = U_{\text{вых}} I_1 / 2$. В мощных усилителях стремятся максимально полно использовать источник питания, приближаясь к границе перенапряженного режима, т.е. $U_{\text{вых}} = E_k$. Тогда

$$\text{КПД} = P_{\text{с}} / P_{\text{питр}} = \frac{1}{2} \gamma_1(\theta) / \gamma_0(\theta).$$

Резонансное умножение частоты

Если в схеме резонансного усилителя, работающего с большой амплитудой входного сигнала, колебательная система будет настроена на частоту $n\omega$ — частоту одной из высших гармоник входного сигнала, то данное устройство может использоваться в качестве умножителя частоты. На рисунках поясняется настройка резонансного контура для удвоителя (рис. 12б) и утроителя (рис. 12в) частоты.

Потребность в умножителях возникает, например, при создании источников гармонических колебаний с высокой стабильностью частоты, если непосредственное генерирование таких колебаний в заданном частотном диапазоне невозможно,

однако в распоряжении имеется стабильный низкочастотный генератор.

Расчеты умножителей частоты и нелинейных резонансных усилителей в принципе не отличаются. Аналогично с (23) амплитуда выходного сигнала умножителя при кусочно-линейной аппроксимации

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{п}} R_{\text{экв}} = S R_{\text{экв}} U_{\gamma_{\text{п}}}(\theta)$$

Трудность создания резонансных умножителей частоты заключается в низких значениях $\gamma_{\text{п}}(\theta)$ при большой кратности умножения. Поэтому следует выбирать углы отсечки, максимизирующие соответствующие коэффициенты Берга. Чем выше скважность последовательности импульсов, тем богаче их спектральный состав. Отсюда следует, что желая создать умножитель с высокой кратностью, следует выбирать малые углы отсечки.

5. Нелинейный режим транзисторного каскада при бигармоническом воздействии

Свойство нелинейной цепи обогащать спектр, создавая на выходе спектральные составляющие, первоначально отсутствующие на входе, ярче всего проявляется, если входной сигнал представляет собой сумму некоторого числа гармонических колебаний с различными частотами. Эффект возникновения большого числа новых спектральных составляющих лежит в основе важных для радиотехники нелинейных преобразований сигналов. Немалое их число реализуется на нелинейности второго порядка, в том числе и на транзисторе, режим работы которого подобран соответствующим образом.

Пусть проходная характеристика транзистора представлена многочленом второй степени:

$$i_{\text{к}} = i_0 + a_1(u_{\text{б}} - E_{\text{см}}) + a_2(u_{\text{б}} - E_{\text{см}})^2. \quad (25)$$

Приложенное к базе напряжение помимо постоянной составляющей содержит два гармонических колебания u_1 и u_2 с различными частотами ω_1 и ω_2 :

$$u_{\text{б}} = u_1 + u_2 = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t. \quad (26)$$

Подставим сигнал (26) в формулу (25):

$$i_{\text{к}} = i_0 + a_1 U_1 \cos \omega_1 t + a_1 U_2 \cos \omega_2 t + a_2 U_1^2 \cos^2 \omega_1 t + \\ + 2a_2 U_1 U_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + a_2 U_2^2 \cos^2 \omega_2 t.$$

Выполнив элементарные тригонометрические преобразования и сгруппировав члены, приходим к следующему спектральному представлению тока коллектора:

$$i_{\text{к}} = i_0 + \frac{1}{2} a_2 (U_1^2 + U_2^2) + a_1 U_1 \cos \omega_1 t + a_1 U_2 \cos \omega_2 t + \\ + \frac{1}{2} a_2 U_1^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 U_2^2 \cos 2\omega_2 t + \\ + a_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \quad (27)$$

Видно, что в составе тока присутствуют слагаемые, встречавшиеся ранее: постоянная составляющая, а также первые и вторые гармоники обоих источников входного сигнала. Принципиально новым является появление двух гармонических составляющих с комбинационными частотами $\omega_1 \pm \omega_2$. Амплитуды этих колебаний, равные $a_2 U_1 U_2$, в одинаковой мере зависят от амплитуд входных сигналов и обращаются в нуль, если один из

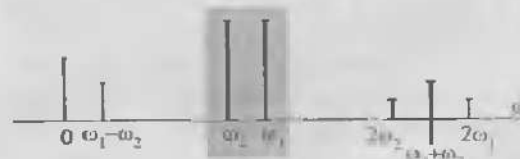


Рис. 14

источников на входе отсутствует. Это свидетельствует о том, что из-за нелинейности происходит взаимодействие колебаний, соответствующих отдельным гармоническим составляющим входного сигнала.

На рис. 14 изображена спектральная диаграмма коллекторного тока применительно к такому выбору входных сигналов.

В общем случае, когда на нелинейный транзисторный каскад воздействуют несколько гармонических сигналов, ток коллектора будет содержать гармоники и комбинационные составляющие с частотами

$$\omega_{\text{ком}} = |n_1 \omega_1 + n_2 \omega_2 + \dots + n_M \omega_M|, \quad (28)$$

где n_1, n_2, \dots, n_M — любые целые числа, положительные и отрицательные, включая нуль, такие, что $n_1 + n_2 + \dots + n_M \leq n$ (n — степень аппроксимирующего проходную характеристику полинома).

В большинстве приложений ограничиваются двумя входными сигналами и комбинационными составляющими с частото-

тами $\omega_{\text{ком}} = |\omega_1 \pm \omega_2|$. Для образования последних достаточно иметь квадратичную нелинейность, полезный эффект от которой получается благодаря наличию в полиноме (25) слагаемого $a_2 u_1 u_2$, дающего и разностную, и суммарную частоты. Но эффект перемножения двух сигналов можно получить, воздействуя ими не только на нелинейность. Для этой цели можно использовать элемент с переменным параметром, изменяющимся пропорционально одному из воздействующих на него колебаний. Если в качестве такого элемента использовать транзистор, то переменной может быть его крутизна S .

Пусть начальная рабочая точка транзистора соответствует активному режиму, а переменное напряжение на базе не выводит транзистор в режим насыщения или отсечки. Тогда проходная характеристика транзистора примерно квадратична. Допустим, что одно из воздействующих на базу напряжений (например, u_2) значительно больше другого ($u_1 \ll u_2$). Для малого сигнала (для u_1) транзистор линеен, но с особенностью, которая заключена в зависимости крутизны от мгновенного значения $u_2(t)$. Другими словами, по отношению к малому сигналу u_1 транзистор является линейной системой с переменным параметром S . Такая трактовка процесса образования комбинационных составляющих $|\omega_1 \pm \omega_2|$ приемлема, если не рассматривать сопутствующие нелинейному преобразованию эффекты. К ним нужно отнести, прежде всего, образование в токе коллектора гармоник сигналов u_1 и u_2 с частотами $2\omega_1$ и $2\omega_2$, а также влияние входных сигналов на постоянную составляющую тока коллектора I_0 (см. (27)). Сказанное выше поясняет, почему в устройствах, использующих комбинационные составляющие $|\omega_1 \pm \omega_2|$, предпочтительна нелинейность второго порядка: при ней не возникает нелинейных эффектов в продукте преобразования сигналов u_1 и u_2 .

Амплитудный модулятор

Модулированные по амплитуде колебания можно получить в резонансном усилителе, если его коэффициент передачи изменять по закону модулирующего сигнала — одного из двух поданных на вход сигналов. Пусть u_2 — это модулирующий сигнал с частотой $\omega_2 = \Omega$ ($u_2 = U_2 \cos \Omega t$), а u_1 — сигнал, соответствующий несущему колебанию с частотой ω_0 ($u_1 = U_1 \cos \omega_0 t$, $\Omega \ll \omega_0$). Спектральная диаграмма этих сигналов показана на рис. 15а.

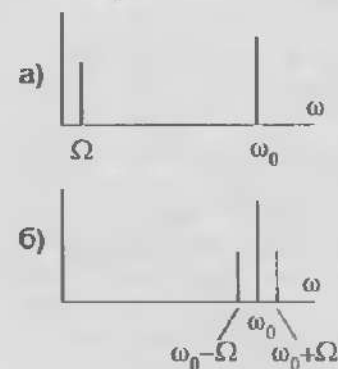


Рис. 15

Управлять коэффициентом передачи резонансного усилителя $K = -SZ_{\text{экв}}$ можно, изменяя крутизну S под воздействием низкочастотного напряжения u_2 . Начальная рабочая точка и диапазон изменения u_2 выбираются так, чтобы проходную характеристику можно было аппроксимировать квадратичным полиномом. В этом случае крутизна

$$S = S_0 + 2a_2 u_2; \quad (29)$$

$S_0 = a_1$ — крутизна в начальной рабочей точке, $a_{1,2}$ — коэффициенты полинома (25). Если несущая частота ω_0 совпадает с резонансной частотой контура ω_p , то коэффициент передачи

$$K(t) = K_0 + \Delta K(t).$$

Первое слагаемое равно резонансному коэффициенту передачи $K_0 = S_0 R_{\text{экв}}$, а второе представляет его изменяющуюся часть $\Delta K(t) = (2a_2 Z_{\text{экв}}) u_2$. В результате на выходе резонансного каскада будет амплитудно-модулированное колебание

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (30)$$

в котором $U_{\text{вых}} = K_0 U_1$ — это амплитуда несущего колебания, а

$$m = \frac{2a_2 U_2}{S_0}$$

— коэффициент модуляции, задающий ее глубину. Заметим, что приведенное выражение для глубины модуляции справедливо лишь тогда, когда полоса пропускания усилителя $\Pi \gg \Omega$ — частоты модуляции. В противном случае необходимо учитывать частотную зависимость импеданса контура $Z_{\text{экв}}(j\omega)$, а не заменять его значение на комбинационных частотах $\omega_0 \pm \Omega$ резонансным сопротивлением $R_{\text{экв}}$. Спектр выходного колебания (30) представлен диаграммой на рис. 15б.

Описанный способ модуляции не позволяет получать требуемые для практических приложений значения коэффициента m . В этом смысле более пригодна модуляция изменяющимся напряжением смещения, при которой полезный эффект дости-

гается за счет изменение угла отсечки и высоты импульса тока коллектора (рис. 16).

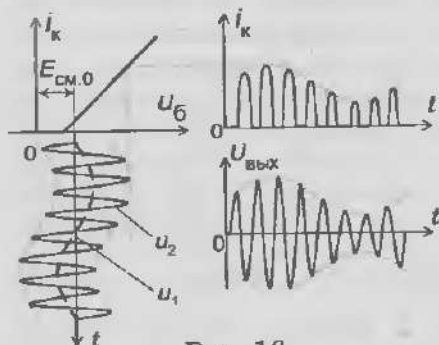


Рис. 16

В режиме тональной модуляции напряжение смещения

$$E_{см}(t) = E_{см.0} + U_2 \cos \Omega t$$

и первая гармоника тока коллектора

$$I_1 = I_1(t) = S U_1 \gamma_1(\theta) \tag{31}$$

изменяется в соответствии с изменением угла отсечки θ . В соотношении (31) не видна в явной форме связь между I_1 и $E_{см}(t)$. Однако γ_1 зависит от $-\cos \theta$ (рис. 17), который, в свою очередь, зависит от $E_{см}(t)$. Связь γ_1 и $-\cos \theta$ в общем случае нелинейная:

$$\gamma_1 = 0,5 - (2/\pi)\cos \theta + (1/3\pi)\cos^2 \theta + (1/20\pi)\cos^5 \theta + \dots$$

Но функция γ_1 имеет значительный линейный участок (в интервале $\theta = 60 \dots 120^\circ$): $\gamma_1 \approx 0,5[1 - (4/\pi)\cos \theta]$. Учитывая, что $\cos \theta = (E_1 - E_{см})/U$ (E_1 - напряжение отсечки), можно (31) переписать в виде

$$I_1 = 0,5S[U_1 + (4/\pi)(E_1 - E_{см})].$$

Если частота модуляции $\Omega < \Pi$ - полосы пропускания резонансной системы модулятора, то амплитуда выходного напряжения

$$U_{вых} \approx I_1 R_{экв}$$

и повторяет закон изменения амплитуды первой гармоники тока коллектора.

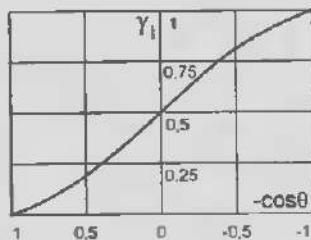


Рис. 17

Преобразователь частоты

Амплитудная модуляция в резонансном транзисторном каскаде получалась фактически за счет эффекта перемножения двух подаваемых на вход колебаний - одного высокочастотного, другого низкочастотного. Эффект перемножения есть следствие нелинейности транзистора и присутствует как при работе каскада без отсечки коллекторного тока (проходная характеристика аппроксимируется полиномом второй степени), так и в режиме с отсечкой (используется кусочно-линейная аппроксимация). С точки зрения амплитудной модуляции более выгодным оказывается режим с отсечкой. Однако есть устройства, для которых предпочтителен режим без отсечки. К таким устройствам относится преобразователь частоты.

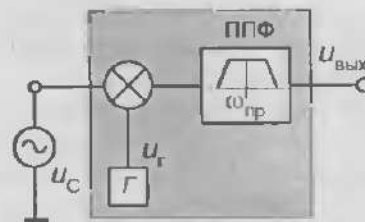


Рис. 18

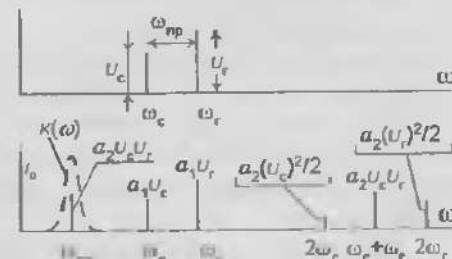


Рис. 19

Обобщенная структурная схема преобразователя представлена на рис. 18. Она включает смеситель - устройство, реализующее функцию перемножения, и полосно-пропускающий фильтр (ППФ). Смеситель может быть как нелинейным, так и параметрическим. И тот и другой можно выполнить на транзисторе, обеспечив соответствующий режим его работы.

На смеситель воздействуют двумя напряжениями: одно

$$u_1 = u_c = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi_c(t))$$

от источника сигнала, другое

$$u_2 = u_r = U_r \cos \omega_r t$$

от входящего в состав преобразователя локального гетеродина Г. Обычно $U_r \gg U_c$. В общем случае u_c является модулированным колебанием с изменяющимися амплитудой $U_c(t)$ и фазой $\varphi_c(t)$.

В том случае, когда сигнал не модулирован, т. е.

$$u_c = U_c \cos \omega_c t,$$

в смесителе образуются колебания с комбинационными частотами $|\omega_c \pm \omega_r|$. Одна из них, которую называют промежуточной, определяет частоту выходного сигнала и на нее настраивается ППФ. Промежуточная частота $\omega_{пр}$ может быть как ниже (преобразование вниз), так и выше (преобразование вверх) частоты сигнала ω_c .

В нашем случае преобразователем частоты является транзисторный каскад с резонансной нагрузкой (рис. 6а), и с точки зрения схемного решения преобразователь ничем не отличается от резонансного усилителя. Отличие заключается в том, что на транзистор теперь поступают не один, а два сигнала, один из которых (сигнал от гетеродина u_r) по амплитуде значительно превышает другой ($U_r \gg U_c$). Смесителем является транзистор, а роль ППФ выполняет колебательный контур с АЧХ $K(\omega)$. Резонансная частота контура $\omega_p = \omega_{пр}$. Поэтому из спектра коллекторного тока выделяется только выбранная комбинационная составляющая, которая и образует выходное напряжение.

Если на преобразователь частоты подается модулированный сигнал, то законы модуляции $U_c(t)$ и $\varphi_c(t)$ должны сохраняться в процессе преобразования. Это требует выполнения двух условий.

Первое относится к смесителю и накладывает ограничения на его нелинейность — смеситель должен обладать квадратичной нелинейностью, представленной выражением (25). Именно такая нелинейность дает нужные комбинационные составляющие

$$i_{\omega_c \pm \omega_r}(t) = a_2 U_c U_r \cos(\omega_c \pm \omega_r)t \quad (32)$$

и обеспечивает линейность преобразователя по отношению к сигналу u_c (см. спектральные диаграммы на рис. 19). Как уже отмечалось, отличием нелинейного смесителя от параметрического, который непосредственно реализует функцию перемножения⁴, является наличие в его токе гармоник сигнала и гетеродина. Если не учитывать связанные с этими гармониками побочные эффекты, то к транзисторному смесителю с квадратичной нелинейностью в равной степени применимы термины «нелинейный» и «параметрический».

Второе условие накладывает ограничения на частотную характеристику полосно-пропускающего фильтра: полоса пропускания ППФ должна быть рассчитана на ширину спектра $\Delta\omega$

преобразуемого сигнала ($\Delta\omega \leq \Pi$). Однако чрезмерное расширение полосы пропускания фильтра может привести к недостаточному подавлению побочных продуктов преобразования.

При преобразовании вниз фильтр настраивается на разностную частоту $\omega_r - \omega_c = \omega_{пр}$ так, как это показано на рис. 19. В случае преобразования вверх фильтр должен быть настроен на $\omega_{пр} = \omega_r + \omega_c$.

Основным параметром, характеризующим работу преобразователя частоты, является коэффициент преобразования $K_{пр}$, который находится как отношение амплитуд выходного и входного сигналов. Для преобразователя на транзисторном каскаде с резонансной нагрузкой (рис. 6а)

$$K_{пр} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = a_2 U_r R_{\text{экв}}. \quad (33)$$

Отсюда следует, что коэффициент преобразования пропорционален амплитуде напряжения гетеродина, и в этом состоит одно из объяснений того, почему амплитуда напряжения гетеродина всегда значительно превышает амплитуду сигнала ($U_r \gg U_c$).

На $K_{пр}$ влияет и положение начальной рабочей точки. Это влияние заключается в том, что коэффициенты полинома (25) (и, в частности, коэффициент a_2) зависят от $E_{см}$.

Заметим, что усилительные свойства транзистора при его использовании в качестве смесителя не исчезают. Действительно, если режим работы транзистора подобран так, что проходную характеристику можно представить полиномом (25), то его линейный член с коэффициентом a_1 по смыслу является крутизной:

$$S_0 = a_1 = \left. \frac{\partial i_k}{\partial t} \right|_{u_0 = E_{см}}$$

Поэтому для напряжений сигнала и гетеродина транзистор по-прежнему остается усилительным элементом. Однако усилительные свойства транзистора в преобразователе не проявляются по той причине, что колебательная система в коллекторной цепи настроена не на сигнал (или гетеродин), а на одну из комбинационных составляющих $|\omega_c \pm \omega_r|$.

⁴ В случае с транзистором переменным параметром является крутизна S .

Синхронный детектор (СД)

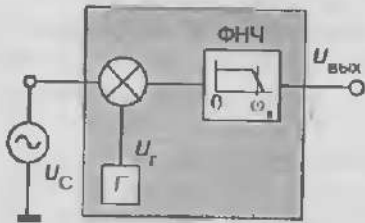


Рис. 20

Синхронный детектор (рис. 20) отличается от преобразователя частоты тем, что в нем $\omega_c = \omega_r$ и поэтому одна из комбинационных составляющих в токе смесителя имеет частоту $|\omega_c - \omega_r| = 0$, а другая — частоту $\omega_c + \omega_r = 2\omega_c$. Полезный эффект получается на разностной частоте и для его выделения используется фильтр нижних частот (ФНЧ).

Транзисторный каскад способен выполнять функцию синхронного детектора, если в его коллекторную цепь включить емкость, которая в совокупности с нагрузочным сопротивлением образует простейший ФНЧ. Схема такого синхронного детектора представлена на рис. 21. В ней фильтром нижних частот являются резистор R_Φ и емкость C_Φ . Постоянная времени $\tau = R_\Phi C_\Phi$ берется достаточно большой, чтобы обеспечить приемлемое качество фильтрации.

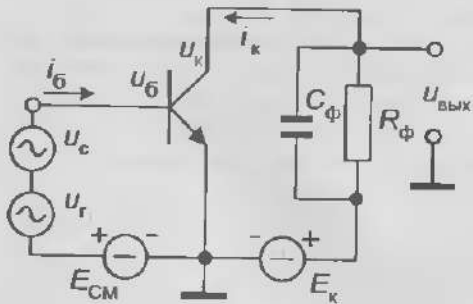


Рис. 21

дачи СД.

Составляющие тока коллектора на комбинационных частотах подобно (32) равны

$$i_{|\omega_c \pm \omega_r|}(t) = a_2 U_c U_r \cos[(\omega_c \pm \omega_r)t + \varphi_c].$$

Здесь по-прежнему $U_r \gg U_c$. Поскольку частота сигнала равна частоте гетеродина, то составляющая тока i_k на разностной частоте

Входным сигналом для СД является амплитудно-модулированное колебание

$$u_c = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

с постоянной фазой φ_c , а выходным — напряжение, повторяющее изменения амплитуды $U_c(t)$:

$$u_{\text{вых}} = K_{\text{сд}} U_c(t);$$

$K_{\text{сд}}$ — коэффициент пере-

$$I_{\omega_c - \omega_r = 0} = a_2 U_c U_r \cos \varphi_c. \quad (34)$$

При достаточно медленных изменениях амплитуды входного сигнала выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = (a_2 U_r \cos \varphi_c R_\Phi) U_c(t) \quad (35)$$

и пропорционально $U_c(t)$. Отсюда следует, что коэффициент передачи $K_{\text{сд}}$ максимален, если фаза напряжения гетеродина совпадает с фазой сигнала ($\varphi_c = 0$). В этом и заключен смысл синхронного детектирования.

Коэффициент передачи СД вычисляется так же, как и коэффициент преобразования (33), с учетом того, что нагрузкой смесителя (транзистора) является цепь, составленная из сопротивления R_Φ и емкости C_Φ .

При отсутствии модуляции (когда амплитуда сигнала $U_c = \text{const}$) из (35) получаем

$$K_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = a_2 U_r R_\Phi.$$

Если амплитуда U_c переменна, то из-за неравномерности АЧХ ФНЧ возникают частотные искажения, и закон изменения выходного напряжения не будет в полной мере соответствовать закону модуляции $U_c(t)$. Это является следствием уменьшения импеданса нагрузки $Z_{\text{экв}}(j\omega) = (R_\Phi \parallel C_\Phi)$ на высоких частотах. Если сигнал u_c имеет тональную модуляцию, то коэффициент преобразования можно определить как отношение разностей между максимальными и средними значениями выходного и входного сигналов:

$$K_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{вых}}^m - \bar{U}_{\text{вых}}}{U_c^m - \bar{U}_c} = a_2 U_r \left\| (R_\Phi \parallel C_\Phi) \right\|.$$

Видно, что из-за шунтирующего действия емкости коэффициент передачи падает по мере роста частоты модуляции. Верхняя граничная частота (полоса Π) фильтра ω_n должна быть рассчитана на ширину спектра $\Delta\omega$ сигнала $u_c(t)$: $\Delta\omega \leq \Pi = \omega_n$.

Фазовый детектор (ФД)

По своей структуре и схемным решениям фазовый детектор подобен синхронному. Но для того, чтобы устройство со структурой, приведенной на рис. 20, было способно выполнять

функцию ФД, колебания сигнала u_c и гетеродина u_r должна быть в квадратуре. Остановимся на этом подробнее.

Пусть

$$u_c = U_c \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] \quad (U_c = \text{const}),$$

а

$$u_r = U_r \sin \omega_r t.$$

Как и в случае с синхронным детектором, $\omega_c = \omega_r$. Для комбинационной составляющей на разностной частоте вместо (34) имеем

$$I_{\omega_c - \omega_r = 0} = a_2 U_c U_r \sin \varphi_c.$$

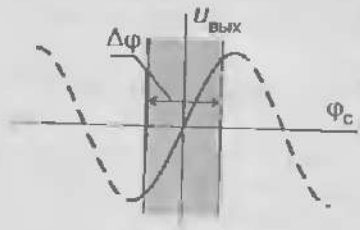


Рис. 22

При медленных изменениях фазы $\varphi_c(t)$ влияние емкости C_ϕ незначительно и

$$u_{\text{вых}} = (a_2 U_r U_c R_\phi) \sin \varphi_c(t),$$

то есть выходное напряжение ФД пропорционально $\sin \varphi_c(t)$. При $\varphi_c \ll 1$ ($\varphi_c < \Delta\phi/2$, как это показано на рис. 22) связь между $u_{\text{вых}}$

и φ_c становится линейной:

$$u_{\text{вых}} \approx K_{\text{фд}} \varphi_c(t); \quad K_{\text{фд}} \approx a_2 U_r U_c R_\phi.$$

При быстрых изменениях фазы $\varphi_c(t)$ возникают частотные искажения, причина которых, как и в синхронном детекторе, состоит в том, что АЧХ составленного из R_ϕ и C_ϕ фильтра отличается сильной неравномерностью.

Помимо своего прямого предназначения фазовый детектор используется в качестве дискриминатора фазовой ошибки в системах фазовой автоподстройки (ФАП). В приемной аппаратуре системы ФАП применяются для обеспечения синхронизма с несущим колебанием или для его восстановления, если при передаче информации используются радиосигналы с подавленной несущей. Заметим, что синхронное детектирование всегда предполагает применение системы ФАП, обеспечивающей синхронизм локального гетеродина с несущей принимаемого сигнала.

6. Нелинейный транзисторный каскад при полигармоническом воздействии

Как уже отмечалось, при поступлении на транзисторный каскад нескольких гармонических составляющих в коллекторном токе возникают компоненты с комбинационными частотами, определяемыми соотношением (28). Рассмотрим это подробнее на конкретном примере.

Квадратичный амплитудный детектор

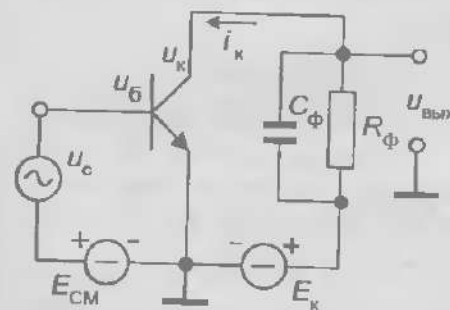


Рис. 23

Пусть на вход транзисторного каскада с нагрузкой в виде ФНЧ, образованного резистором R_ϕ и емкостью C_ϕ (рис. 23), подается АМ-сигнал с тональной модуляцией:

$$u(t) = U(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t;$$

m — глубина модуляции ($m < 1$). Спектр такого сигнала содержит три спектральные компоненты на

частотах ω_0 и $\omega_0 \pm \Omega$ (рис. 24а).

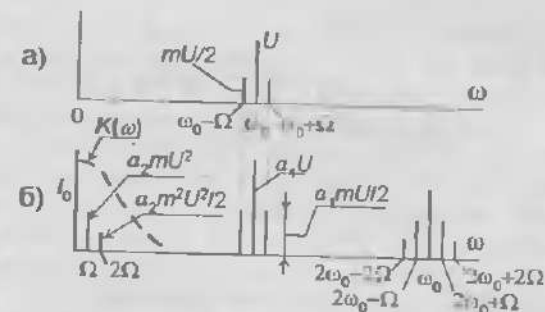


Рис. 24

Если транзистор обладает квадратичной нелинейностью, то после подстановки $u(t)$ в (25) получим две низкочастотные комбинационные составляющие (рис. 24б):

$$i_\Omega(t) = a_2 m U^2 \cos \Omega t$$

и

$$i_{2\Omega}(t) = a_2(m^2U^2/2)\cos 2\Omega t.$$

Высокочастотные компоненты спектра тока i_k имеют частоты

$$\omega_0 \text{ и } \omega_0 \pm \Omega$$

спектральных компонент входного сигнала, а также частоты их гармоник и комбинационных составляющих

$$2\omega_0, 2\omega_0 \pm \Omega \text{ и } 2\omega_0 \pm 2\Omega.$$

Однако все они из-за фильтрующего действия ФНЧ существенного вклада в выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ не дают. Если полоса пропускания ФНЧ больше 2Ω , то

$$u_{\text{вых}} \cong a_2 m R_{\Phi} U^2 (\cos \Omega t + m/2 \cos 2\Omega t)$$

и помимо составляющей с частотой модуляции содержит ее вторую гармонику. При малой глубине модуляции ($m \ll 1$) вклад второй гармоники незначителен. Однако по мере увеличения m ее влияние может стать неприемлемым для целей демодуляции.

Квадратичный детектор чаще используется в приборах, предназначенных для измерения мощности, поскольку образует выходное напряжение, пропорциональное квадрату амплитуды, а значит и мощности входного сигнала.

Линейный амплитудный детектор

Термин «линейный» в данном случае не означает, что детектирование сигнала будет выполняться каким-то линейным способом. Линейный параметрический способ детектирования нами уже обсуждался в разделе, посвященном синхронному детектированию, где было отмечено, что транзистор с квадратичной нелинейностью при определенных условиях можно рассматривать как элемент с переменной крутизной. Здесь речь пойдет об амплитудном детекторе, в котором отсутствуют искажения закона модуляции детектируемого колебания. Для его нормальной работы необходим входной сигнал с достаточно большой амплитудой, при котором более приемлемой является кусочно-линейная аппроксимация проходной характеристики.

Рассмотрим работу изображенного на рис. 23 каскада в качестве линейного амплитудного детектора. Начальную рабочую точку зададим так, чтобы транзистор работал в режиме с отсечкой коллекторного тока: напряжение смещения должно обеспечивать угол отсечки 90° (рис. 25).

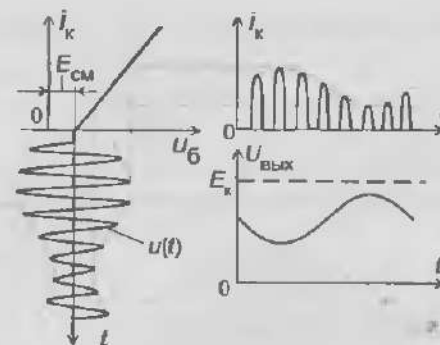


Рис: 25

Пусть по-прежнему входной сигнал

$$u(t) = U(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t.$$

Последовательность импульсов коллекторного тока оказывается промодулированной по амплитуде; нулевая составляющая тока медленно (с частотой Ω) изменяется во времени, причем

$$I_0(t) = SU(1 + m \cos \Omega t) \gamma_0(90^\circ) = \\ = 0,3185SU(1 + m \cos \Omega t).$$

Выходное напряжение детектора

$$u_{\text{вых}}(t) = E_k - I_0(t)R_{\Phi} = \\ = E_k - 0,3185SR_{\Phi}U(1 + m \cos \Omega t),$$

откуда коэффициент детектирования

$$K_d = 0,3185SR_{\Phi}.$$

Амплитуды сигналов на входе и выходе связаны прямой пропорциональностью, что оправдывает название такого детектора линейным.

7. Описание лабораторной установки

Схема лабораторной установки приведена на рис. 26. Исследуемый объект — транзисторный каскад — размещен в отдельном корпусе, на лицевую панель которого выведены переключатель нагрузки ($R, LC, RC, \text{ВЫКЛ}$), а также тумблер $\sim/-$, который подключает или отключает разделительную емкость при подаче напряжения с коллектора транзистора на выходной

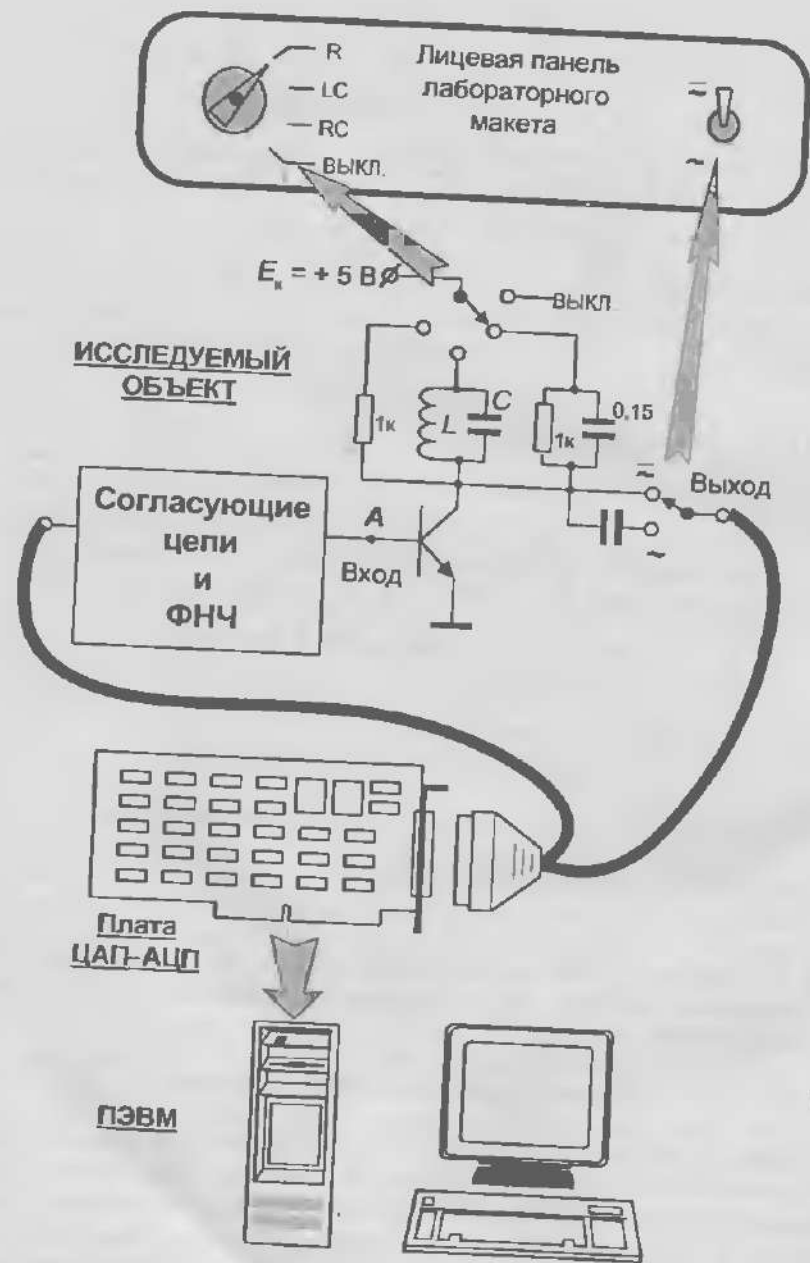


Рис. 26

контакт. В положении «ВЫКЛ» переключателя нагрузки источник питания отключен от транзисторного каскада.

Подаваемые на исследуемый объект тестовые сигналы генерируются в ЭВМ. Цифровые сигналы в аналоговые преобразуются в цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП), расположенном на специальной плате, которая вставляется в слот расширения ввода/вывода компьютера. На этой же плате имеется аналого-цифровой преобразователь (АЦП), который служит для съема измеряемых напряжений и преобразования их в цифровой код для последующего ввода в ЭВМ.

С помощью АЦП измеряются напряжения на базе транзистора (контрольная точка А) и на выходе исследуемого каскада.

Создаваемое цифро-аналоговым преобразователем напряжение имеет ступенчатую форму. Для ее сглаживания между выходом ЦАП и входом транзисторного каскада включается интерполирующий фильтр – фильтр нижних частот (ФНЧ). Непосредственное подключение фильтра к преобразователю и к нагрузке влияет на частотную характеристику ФНЧ. Поэтому перед ФНЧ и после него имеются каскады согласования – повторители напряжения.

Управление процессом измерений осуществляется с помощью ЭВМ. На рис. 27 приведено окно интерфейса пользователя. Его инструменты позволяют регулировать параметры двух тестовых сигналов и напряжение смещения на базе транзистора. Один из тестовых сигналов – гармонический и может иметь амплитудную или фазовую модуляцию. Глубина модуляции 30% ($m = 0,3$). Частота модуляции фиксирована и равна 100 Гц. Другой сигнал – гармонический или импульсный – имеет регулируемую начальную фазу (задержку).

На экране монитора отображаются:

- каждый из входных сигналов и их сумма,
- измеряемое напряжение в контрольной точке А,
- измеряемое напряжение на выходе.

В нижней части экрана находится строка состояния с координатами курсора, которые отображают величину напряжения измеряемого сигнала в точке, соответствующей расположению курсора на осциллограмме этого сигнала.

Длительность наблюдаемых осциллограмм может изменяться в пределах от 1 мс до 100 мс.

Осциллограммы сигналов обновляются автоматически после каждой смены одного из регулируемых параметров сигналов и напряжения смещения в том случае, если установлен признак «Автоматическое обновление». Если этот признак не

установлен, то перерисовка измеряемых осциллограмм будет происходить только после нажатия кнопки «Обновить».

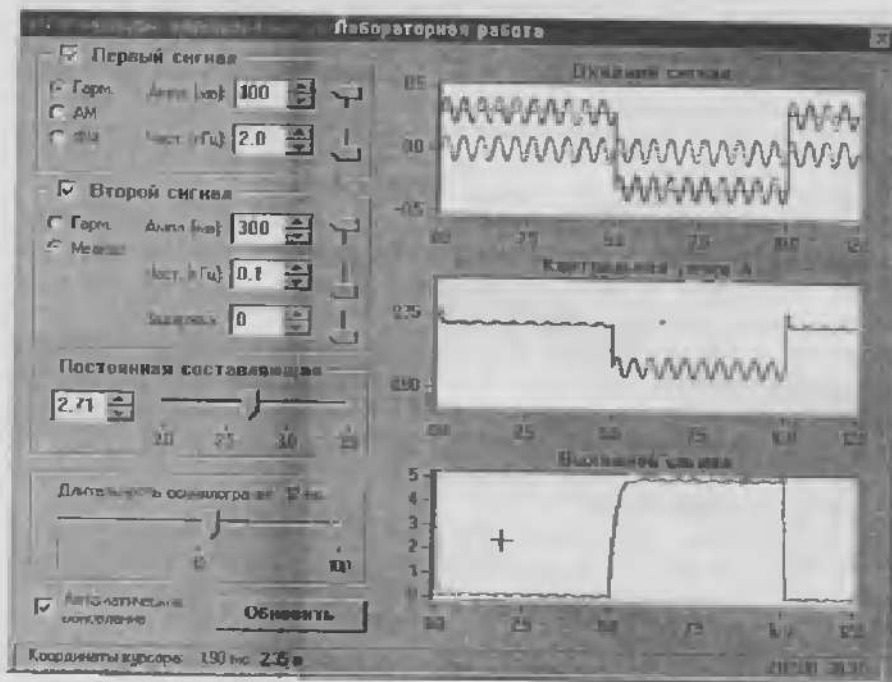


Рис. 27.

ЗАДАНИЯ К ЛАБОРАТОРНЫМ РАБОТАМ

1. ЛИНЕЙНЫЙ АПЕРИОДИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ

1.1. Исследование режима по постоянному току.

Включить макет по схеме аperiodического усилителя (нагрузка – R , открытый для постоянной составляющей выход – «≡»). Отключить оба входных сигнала. Измерить зависимость постоянного выходного напряжения и постоянного напряжения в контрольной точке A от величины постоянной составляющей напряжения на входе макета. Полученные результаты свести в таблицу.

$U_{\text{пост}}$									
U_A									
$U_{\text{вых}}$									

Построить график зависимости $U_{\text{вых}}(U_A)$. Определить значения постоянного напряжения в контрольной точке, соответствующие середине линейного участка проходной характеристики транзистора и напряжению отсечки. Определить среднее и максимальные значения амплитуд входных сигналов, соответствующие линейному участку проходной характеристики. Установить рабочую точку транзистора на середину линейного участка проходной характеристики.

1.2. Включить первый входной сигнал – гармонический, частота 1 кГц. Изменяя его амплитуду U_1 от 1 мВ до 1 В, измерить амплитудную характеристику усилителя $U_{\text{вых}}(U_1)$ с шагом программы, определить границы линейного режима работы усилителя и соответствующий ему коэффициент передачи.

Задав U_1 в пределах линейного режима так, чтобы уровень выходного сигнала значительно превышал уровень шумов усилителя, проконтролировать амплитудно-частотную характеристику усилителя в диапазоне частот от 0,1 до 10 кГц (она должна быть равномерна).

Включить первый входной сигнал – АМ с несущей частотой 1 кГц. Наблюдать осциллограмму выходного сигнала. Затем отключить режим АМ. К первому гармоническому сигналу добавить второй гармонический с амплитудой $U_2 = 0,3U_1$ и частотой $f_2 = 0,1$ кГц. Сравнить осциллограмму выходного сигнала с предыдущей.

Установить $f_2 = 1,1$ кГц и наблюдать биения двух гармонических сигналов. Ввести временную задержку второго сигнала – $T/4$ и сравнить полученный выходной сигнал с АМ-сигналом (объяснить совпадение формы этих двух сигналов с помощью

векторных диаграмм)*. Увеличить U_2 до уровня U_1 и в процессе увеличения контролировать изменения в осциллограмме выходного напряжения.

Включить только второй сигнал – меандр, не меняя установленной ранее амплитуды и установив частоту $f_2 = 10$ кГц. Наблюдать осциллограмму выходного сигнала.

1.3. Включить RC -нагрузку, измерить амплитудную характеристику усилителя на частоте 0,1 кГц. Выбрав U_1 в пределах линейного режима усилителя измерить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ).

Подать на вход усилителя только второй сигнал – меандр с амплитудой U_2 в пределах линейного режима усилителя и частотой $f_2 = 0,1$ кГц. Наблюдать на выходе усилителя его переходную характеристику. Увеличивая частоту меандра наблюдать изменения формы выходного сигнала.

Включить сумму двух входных сигналов: первого – гармонического и второго – меандра с равными (соответствующими линейному режиму) амплитудами и частотами 0,1 кГц. Увеличивая частоту f_1 , наблюдать изменение соотношения амплитуд составляющих выходного сигнала – меандра и синусоиды.

2. ЛИНЕЙНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

2.1. Выполнить задание 1.1, включить LC -нагрузку и разделительную выходную емкость (закрытый для постоянной составляющей выход «~»).

2.2. Включить первый входной сигнал – гармонический, с амплитудой, соответствующей линейному режиму работы усилителя и значительно превышающей уровень шумов усилителя. Изменяя частоту f_1 в пределах 9-12 кГц, измерить АЧХ усилителя. Определить резонансную частоту.

2.3. Задать частоту сигнала, равную резонансной. Изменяя U_1 от 1 мВ до 1 В с шагом программы измерить амплитудную характеристику усилителя – зависимость коэффициента передачи усилителя от амплитуды входного сигнала. Фиксировать изменения формы осциллограмм выходного и контрольного (в точке А) сигналов.

2.4. Установить амплитуду U_1 , соответствующую линейному режиму усилителя. Включить второй входной сигнал – идентичный первому с временной задержкой, равной нулю. Изменяя частоту одного из сигналов с шагом 0,1 кГц в обе стороны, наблюдать биения двух гармонических сигналов. Контролировать глубину биений и ее зависимость от разности частот.

2.5. Отключить первый сигнал. Второй сигнал – меандр, с установленной ранее амплитудой. Изменяя частоту f_2 по ряду значений $f_{рез}$, $f_{рез}/2$, $f_{рез}/3$, $f_{рез}/4$, $f_{рез}/5$, $f_{рез}/6$ и $f_{рез}/7$ регистрировать осциллограммы и амплитуды сигналов на выходе и в контрольной точке. Делать по три измерения через 0,1 кГц в окрестности каждой из частот.

2.6. Установить $U_2 = 100$ мВ и $f_2 = 0,1$ кГц. Наблюдать ударное возбуждение колебательного контура в нагрузке усилителя. Определить частоту свободных колебаний контура.

Добавить первый сигнал – гармонический, с $U_1 = 0,1U_2$ и $f_1 = f_{рез}$. Изменяя f_1 с шагом 0,1 кГц, наблюдать биения свободных (на резонансной частоте) и вынужденных (на частоте f_1) колебаний в контуре.

2.7. Отключить второй сигнал, первый сигнал – установить по п. 2.4. Включить сначала АМ, затем ФМ. Изменяя частоту сигнала на 0,3 кГц с шагом 0,1 кГц, наблюдать изменения формы осциллограмм выходного сигнала.

3. НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ. УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ. АМПЛИТУДНЫЙ МОДУЛЯТОР

3.1. Выполнить задание 1.1, включить LC -нагрузку, закрытый выход «~».

3.2. Выполнить задание 2.2.

3.3. Измерить колебательную характеристику усилителя, $U_{вых}(U_1)$. Включить первый сигнал – АМ и измерить зависимость коэффициента модуляции m от U_1 .

3.4. Сместить рабочую точку транзистора к напряжению отсечки и повторить задание 3.3. Подобрать напряжение смещения на базе транзистора таким, чтобы коэффициент модуляции оставался постоянным в наиболее широком диапазоне амплитуд входного сигнала.

3.5. Умножитель частоты.

Включить первый входной сигнал – гармонический, на частоте $f_1 = f_{рез}/2$, с амплитудой U_1 , соответствующей максимально возможной для линейного режима усилителя. Подобрать напряжение смещения на базе транзистора таким, чтобы на выходе присутствовал сигнал на резонансной частоте с максимальной амплитудой, контролировать при этом изменение формы осциллограмм выходных сигналов.

Повторить задание для $f_1 = f_{рез}/3$.

3.6. Модулятор.

Включить сумму двух входных гармонических сигналов: $f_1 = f_{рез}$, U_1 – соответствует линейному режиму, $f_2 = 0,1$ кГц,

U_2 — соответствует максимальной для линейного режима амплитуде. Рабочую точку выбрать на середине линейного участка.

Увеличивая U_2 , получить АМ-колебание. Измерить зависимость коэффициента модуляции от амплитуды модулирующего колебания. Контролировать при этом форму огибающей выходного сигнала. Добиться значения величины $m = 0,3$. Затем, управляя напряжением смещения, добиться максимальной глубины модуляции при сохранении формы огибающей.

Переключить второй входной сигнал в режим "меандр" и зафиксировать форму осциллограммы выходного сигнала. Повторить то же самое, отстроив f_1 от резонанса на 0,1 и 0,2 кГц.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ. СИНХРОННЫЙ ДЕТЕКТОР. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

4.1. Выполнить задание 1.1.

4.2. Выполнить задание 2.2.

4.3. Включить первый входной сигнал — гармонический, с амплитудой, соответствующей линейному режиму работы транзистора, и частотой $f_1 = 6$ кГц. Вторым входным сигналом — также гармонический, с амплитудой в 3-5 раз большей U_1 и частотой $f_2 = f_{рез} - f_1$. Зафиксировать осциллограмму выходного напряжения, оценить глубину модуляции колебаний на резонансной частоте разностной частотой $f_1 - f_2$. Измерить зависимость $U_{вых}(U_1)$ и $U_{вых}(U_2)$.

Переключить первый сигнал в режим АМ. Измерить зависимость глубины модуляции выходного напряжения на частоте 0,1 кГц от U_1 и U_2 . Определить коэффициент преобразования $K_{пр}(U_2)$.

4.4. Повторить задание 4.3 с рабочей точкой, смещенной к напряжению отсечки.

4.5. Синхронный детектор.

Включить РС-нагрузку. Выход открытый («≡»). Установить рабочую точку на середину линейного участка проходной характеристики транзистора. Включить первый входной сигнал — гармонический, с максимальной амплитудой, соответствующей линейному режиму транзистора, и частотой 10 кГц. Включить второй входной сигнал — аналогичный первому, но с амплитудой в 5 раз больше. Зафиксировать осциллограмму выходного напряжения.

Сместить рабочую точку к напряжению отсечки, сравнить осциллограмму выходного напряжения с предыдущей. Измерить амплитуду продетектированного колебания (на частоте 0,1 кГц).

Измерить зависимость этой амплитуды от величины временной задержки второго сигнала, изменяя ее с шагом программы.

При временной задержке, равной нулю, переключить первый сигнал в режим ФМ. Сравнить полученный результат с синхронным детектированием АМ-колебаний.

4.6. Фазовый детектор.

Сохраняя последние условия эксперимента по предыдущему заданию, определить оптимальное время задержки второго сигнала для фазового детектирования.

5. АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР

5.1. Выполнить задание 1.1.

5.2. Установить рабочую точку транзистора на напряжение отсечки. Включить первый входной сигнал — АМ, с максимальной амплитудой, соответствующей линейному режиму работы транзистора, с частотой 10 кГц. Увеличивая амплитуду входного сигнала с шагом программы контролировать форму осциллограммы и амплитуду выходного сигнала. Оценить диапазон U_1 , соответствующий квадратичному и линейному режимам детектирования.

5.3. Повторить задание 5.2, сместив рабочую точку на середину линейного участка проходной характеристики транзистора.

Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. школа, 1988.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: «Сов. Радио», 1977.
3. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов/ Д.В. Васильев, М.Р. Витоль, Ю.Н. Горшенков и др.; Под ред. К.А. Самойло. — М.: Радио и связь, 1982.
4. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов связи/ Л.Е. Клягин, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. — М.: Связь, 1980.

Вопросы для самопроверки

1. При каких радиотехнических преобразованиях сигналов используются активный режим работы биполярного транзистора, режим с отсечкой коллекторного тока и режим двойной инжекции (режим насыщения).

2. Амплитудно-частотная характеристика транзисторного каскада: определение и способы измерения; факторы, влияющие на АЧХ.
3. Полоса пропускания и коэффициент передачи усилителя с апериодической нагрузкой.
4. При усилении каких сигналов целесообразно применение резонансного усилителя. АЧХ резонансного усилителя. Чем диктуется выбор полосы пропускания резонансного усилителя.
5. Чем отличаются переходные процессы в апериодическом и резонансном усилителях и почему.
6. Динамический диапазон линейного транзисторного каскада — определение и зависимость от режима работы транзистора и характера нагрузки.
7. Колебательная характеристика транзистора с резонансной нагрузкой и ее зависимость от напряжения смещения на базе.
8. На чем основан принцип умножения частоты с помощью биполярного транзистора.
9. Комбинационные составляющие тока коллектора: в каких случаях следует ожидать появления комбинационных составляющих; от чего зависит число и порядок комбинационных составляющих.
10. Перечислите радиотехнические преобразования, для которых существенно наличие в токе коллектора комбинационных составляющих.
11. В чем сходство и чем отличаются преобразование частоты, синхронное и фазовое детектирование.
12. Как с помощью биполярного транзистора реализовать детектирование амплитудно-модулированных радиосигналов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Некоторые особенности работы транзистора с резистивной и резонансной нагрузками

Постоянное напряжение на коллекторе, определяющее начальную рабочую точку A , зависит не только от напряжения источника питания E_k , но и от сопротивления коллекторной нагрузки Z_k постоянному току (рис. П1). В апериодическом усилителе и для переменного, и для постоянного токов коллектора нагрузкой является активное сопротивление R_k . Поэтому постоянное напряжение на коллекторе равно

$$U_{к0} = E_k - R_k I_{к0}, \quad (\text{П1})$$

где $I_{к0}$ — постоянная составляющая тока коллектора. Мгновенное значение напряжения на коллекторе u_k всегда меньше E_k .

В резонансном усилителе индуктивность колебательного контура практически не имеет сопротивления постоянному току $I_{к0}$. Поэтому постоянное напряжение на коллекторе равно напряжению источника питания ($U_{к0} = E_k$).

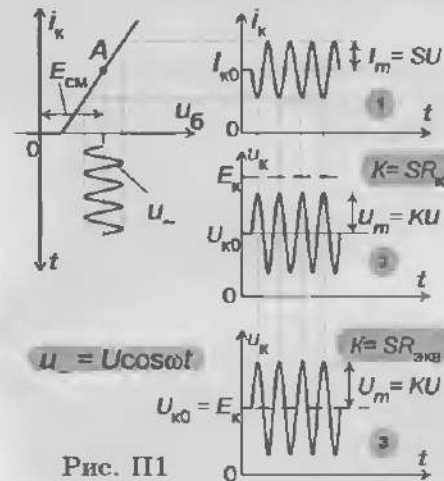


Рис. П1

Рис. П1 поясняет работу транзистора для случая, когда начальная рабочая точка A расположена на линейном участке проходной характеристики $i_k = i_k(u_б)$, а действие входного сигнала $u_б$ не выводит ее за границы этого линейного участка. Это тот случай, когда проходную характеристику транзистора можно считать кусочно-линейной, а приращение тока коллектора пропорциональным крутизне S . При воздействии на транзистор напряжением

$$u_б = U \cos \omega t$$

амплитуда переменной составляющей коллекторного тока $I_m = SU$ (осциллограмма 1). И в апериодическом, и в настроенном на частоту сигнала $u_б$ резонансном усилителях максимальному току i_k соответствует минимальное напряжение u_k и наоборот. То есть переменная составляющая коллекторного напряжения противофазна входному сигналу:

$$u_k = -U_m \cos \omega t = -KU \cos \omega t;$$

K — величина коэффициента усиления, определяемая выражением (1), в котором $Z_{экв} \cong R_k$ (R_k — сопротивление коллекторной нагрузки) для усилителя апериодического и $Z_{экв} = R_{экв}$ ($R_{экв}$ — резонансное сопротивление колебательного контура) для резонансного усилителя. И в том, и в другом случае переменная составляющая напряжения на коллекторе колеблется около постоянного напряжения $U_{к0}$. Но в апериодическом усилителе $U_{к0}$ определяется выражением (П1) и $u_k < E_k$ (осциллограмма 2), а в резонансном $U_{к0} = E_k$ и в положительные полупериоды $u_k > E_k$ (осциллограмма 3).