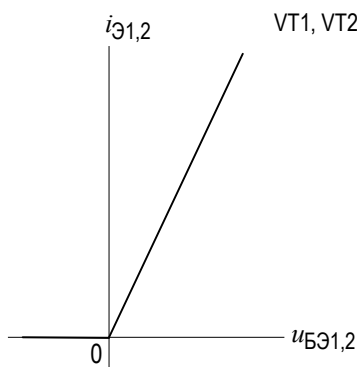
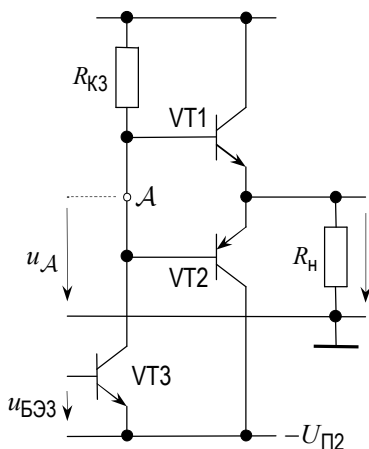


## 4. Усилитель мощности

При усилении сигналов практически всегда мощность сигнала в нагрузке оказывается большей, чем мощность, потребляемая входной цепью усилителя от источника, то есть имеет место усиление мощности. Однако по установившейся традиции усилителями мощности называют только такие схемы, у которых амплитуды напряжений и токов на выходе сравнимы по величине с напряжениями и токами источников питания.

Свойства усилителей мощности принято характеризовать максимальной мощностью сигнала в нагрузке; мощностью, потребляемой от источников питания, и коэффициентом полезного действия при максимальном сигнале на выходе; мощностью, рассеиваемой на коллекторах транзисторов. Сигнал в усилителях мощности не является малым в том смысле, в каком бывает возможным linearизовать вольт-амперную характеристику полупроводникового прибора в окрестности рабочей точки.

На практике большое распространение получил так называемый двухтактный усилитель мощности на двух транзисторах VT1 и VT2 *противоположной полярности* (рис. 4.1), позволяющий развивать большую мощность сигнала в нагрузке  $R_H$  с относительно небольшим сопротивлением.



#### 4.1. Принцип действия и основные характеристики (гипотетический случай)

Точка  $\mathcal{A}$  на рис. 4.1 является одновременно коллектором транзистора VT3 и базой транзистора VT1 и транзистора VT2. Начальный ток транзистора VT3 и сопротивление  $R_{кз}$  выбирают такими, чтобы потенциал коллектора этого транзистора относительно земли был равен нулю. Тогда оба транзистора VT1 и VT2 в исходном состоянии находятся на границе запираания: их эмиттерные токи равны нулю, никакой ток не течет по резистору  $R_{н}$ , следовательно, потенциал эмиттеров транзисторов VT1 и VT2 относительно земли также равен нулю и равны нулю напряжения между базами и эмиттерами этих транзисторов.

Дальнейшее рассмотрение в пределах этого раздела основывается на умозрительно допускаемом предположении, что воображаемые зависимости эмиттерных (и коллекторных) токов транзисторов VT1 и VT2 от напряжений база–эмиттер имеют вид ломаных, состоящих из двух прямых с точкой излома в нуле (рис. 4.2).

##### *Принцип действия*

Во время действия отрицательной полуволны переменного сигнала на входе транзистора VT3 потенциал коллектора этого транзистора относительно земли – вследствие уменьшения его коллекторного тока – возрастает и приобретает положительное значение (рис. 4.3а); в результате этого транзистор  $n - p - n$ -типа VT1 отпирается и по резистору  $R_{н}$  течет его эмиттерный ток, тогда как транзистор  $p - n - p$ -типа VT2 продолжает оставаться закрытым, поскольку потенциал его базы в это время положительнее потенциала эмиттера на величину  $u_{БЭ1}$ . Таким образом, при подаче на базу транзистора VT3 отрицательного сигнала на выходе возникает положительное напряжение; при этом транзистор VT1 и нагрузка  $R_{н}$  образуют эмиттерный повторитель, обеспечивающий передачу изменения потенциала  $u_{\mathcal{A}} \equiv u_{кз} \equiv u_{Б1}$  на выход с коэффициентом, близким к 1, когда сопротивление  $R_{н}$  не слишком мало.

Точно так же при положительном значении переменного сигнала на базе транзистора VT3 транзистор VT1 оказывается закрытым (рис. 4.3б) и отрицательное приращение потенциала  $u_{\mathcal{A}} \equiv u_{кз} \equiv u_{Б2}$  через эмиттерный повторитель на транзисторе VT2 с резистором  $R_{н}$  в цепи его эмиттера проходит на выход. Свойства транзисторов предполагаются идентичными, так что имеет место полная симметрия части схемы от коллектора транзистора VT3 до нагрузки по отношению к сигналам различной полярности. Следовательно, при

чередовании отрицательных и положительных полуволн входного сигнала  $u_{63}(t)$  транзисторы VT1 и VT2 поочередно отпираются и запираются (двухтактный режим работы), в результате чего ток, текущий через нагрузку  $R_H$ , меняет свое направление и на выходе возникает переменное напряжение  $u_{ВЫХ}(t)$ .

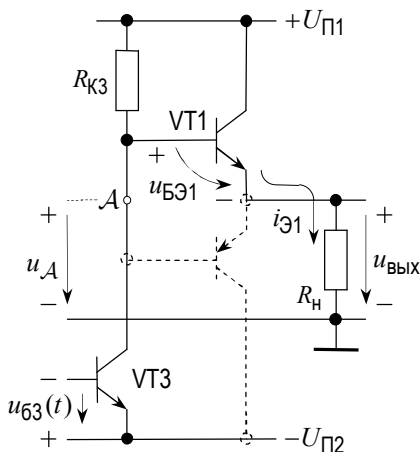


Рис. 4.3а

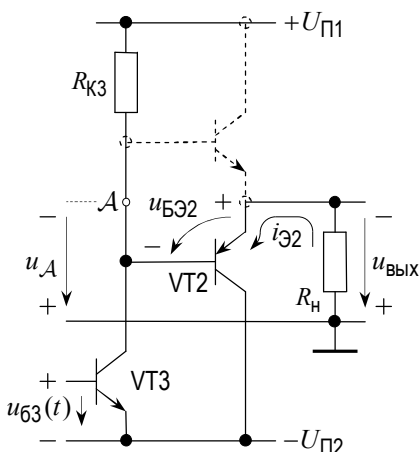


Рис. 4.3б

В каждый из полупериодов сигнала нагрузка  $R_H$  оказывается подключенной к эмиттеру того или другого транзистора; благодаря этому выходное сопротивление схемы в целом в течение всего времени остается довольно малым, и сигнал на нагрузке почти не зависит от сопротивления  $R_H$ , если только сама эта величина не слишком мала [см. (1.1)].

#### Максимальная мощность сигнала в нагрузке

На рис. 4.4 представлены коллекторные характеристики транзисторов VT1 и VT2, совмещенные таким образом, чтобы линия нагрузки на них являлась продолжением одна другой. При построении линий нагрузки различием по величине между эмиттерными и коллекторными токами пренебрегают:  $i_{K1} \approx i_{Э1}$ ,  $i_{K2} \approx i_{Э2}$ ,  $\tan \varphi = 1/R_H$ . Смысл такого построения состоит в наглядном изображении мгновенных состояний транзисторов VT1 и VT2, выражаемых парой значений  $u_{КЭ1}$ ,  $i_{K1}$  и  $u_{КЭ2}$ ,  $i_{K2}$  соответственно: в исходном режиме состояние транзисторов выражается точкой  $O$ , при этом напряжение между

коллектором и эмиттером каждого транзистора равно  $U_{П1} = U_{П2} = U_{П}$ , а их коллекторные и эмиттерные токи равны нулю; в момент времени  $t_P$ , когда состояние транзистора VT1 выражается точкой  $P$ , а транзистор VT2 при этом заперт, выходное напряжение  $u_{ВЫХ}$  и ток  $i_{R_H}$ , текущий по нагрузке, имеют значения, отмеченные пунктирными линиями на временных диаграммах; ток  $i_{R_H}$  формально равен разности эмиттерных токов транзисторов.

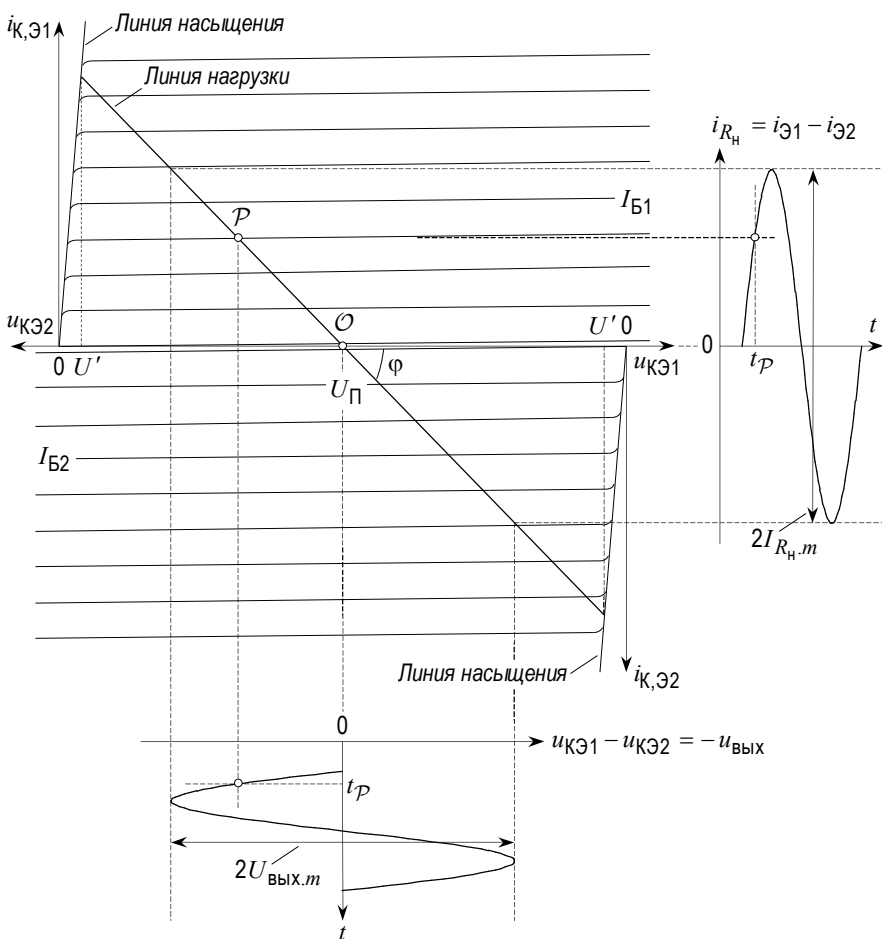


Рис. 4.4

Когда в результате воздействия входного сигнала точка, изображающая состояние транзисторов, перемещается по состыкованной нагрузочной прямой, соответствующие этим точкам значения на оси абсцисс определяют величину выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$ , а ординаты этих точек задают величину тока в нагрузке  $i_{R_{\text{H}}}$ .

Размах сигнала на выходе становится максимальным, когда предельные состояния транзисторов VT1 и VT2 изображаются точками, в которых нагрузочная прямая пересекает линии насыщения при  $u_{\text{КЭ1}} = U'$  и  $u_{\text{КЭ2}} = U'$ . Таким образом, максимальная амплитуда выходного сигнала равна

$$\max U_{\text{вых.m}} = U_{\Pi} - U',$$

$\max U_{\text{вых.m}} \approx U_{\Pi}$  при  $U' \ll U_{\Pi}$ . Максимальная амплитуда выходного сигнала практически не зависит от величины нагрузки  $R_{\text{H}}$ ; сопротивлением  $R_{\text{H}}$  определяется амплитуда тока в нагрузке, в частности,  $\max I_{R_{\text{H}.m}} = \max U_{\text{вых.m}} / R_{\text{H}}$ .

При наличии на нагрузке  $R_{\text{H}}$  синусоидального напряжения с амплитудой  $U_{\text{вых.m}}$  мощность, рассеиваемая сигналом в нагрузке, равна  $P_{\text{H}} = (U_{\text{вых.m}} / \sqrt{2})^2 / R_{\text{H}}$ . Следовательно, максимальная мощность сигнала в нагрузке выражается равенством

$$\max P_{\text{H}} = \left( \frac{\max U_{\text{вых.m}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{H}}}.$$

*Мощность, потребляемая от источников питания*

Если напряжение на нагрузке  $R_{\text{H}}$  является синусоидальным и его амплитуда равна  $U_{\text{вых.m}}$ , то коллекторный ток каждого из транзисторов как функция времени в пределах одного полупериода является отрезком синусоиды, а в пределах другого полупериода равна нулю (рис. 4.5). Амплитуда  $I_{\text{к.m}}$  синусоидальных импульсов приблизительно равна  $U_{\text{вых.m}} / R_{\text{H}}$ , а среднее значение тока каждого транзистора при усреднении по периоду имеет величину  $I_{\text{К}} = I_{\text{к.m}} / \pi$ . Поэтому мощность,  $P_0$ , потребляемая транзисторами VT1 и VT2 от источников питания, равна

$$P_0 = 2 \cdot I_{\text{К}} \cdot U_{\Pi} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{\text{к.m}} \cdot U_{\Pi} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{вых.m}} \cdot U_{\Pi}}{R_{\text{H}}}.$$

Мощность  $P_0$  принимает максимальное значение при

$$U_{\text{вых.m}} = \max U_{\text{вых.m}} \approx U_{\Pi} : \max P_0 \approx 2U_{\Pi}^2 / (\pi R_{\text{H}}).$$

Часто мощность, потребляемая другими цепями в схеме усилителя, в том числе цепью  $VT3 - R_{к3}$  на рис. 4.1, оказывается много меньше, чем найденное здесь значение  $P_0$ , поэтому о величине  $P_0$  говорят как о приближенном значении мощности, потребляемой от источников питания всем усилителем.

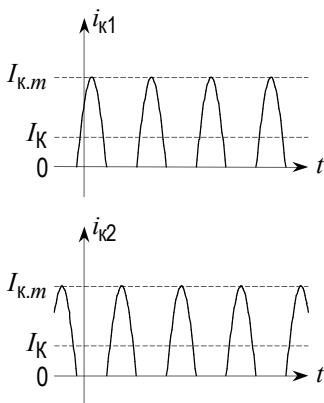


Рис. 4.5

### Коэффициент полезного действия

Отношение мощности сигнала в нагрузке  $P_H$  к мощности  $P_0$ , потребляемой от источников питания, по определению есть коэффициент полезного действия (КПД) схемы:  $\eta = P_H / P_0$ . Величина КПД не может превосходить своего предельного значения  $\max \eta$ , соответствующего максимальному выходному сигналу:

$$\eta \leq \max \eta = \max \frac{U_{\text{Вых.м}}^2 / (2R_H)}{2U_{\text{Вых.м}}U_{\Pi} / (\pi R_H)} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\max U_{\text{Вых.м}}}{U_{\Pi}} \approx \frac{\pi}{4}.$$

### Мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов

Разность между мощностью  $P_0$ , потребляемой усилителем от источников питания, и мощностью  $P_H$  сигнала в нагрузке — это энергия  $P_{\text{расс}}$ , рассеиваемая за единицу времени на коллекторах транзисторов. Мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов, уходит на нагревание транзисторов, и нужно позаботиться о том, чтобы эта величина в расчете на один транзистор не превосходила предельного значения  $P_{\text{макс}}$ . Важно отметить, что величина

$$P_{\text{расс}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{Вых.м}} \cdot U_{\Pi}}{R_{\text{н}}} - \frac{U_{\text{Вых.м}}^2}{2R_{\text{н}}}$$

достигает максимума не при наибольшем выходном сигнале, а при значении  $U_{\text{Вых.м}}$ , равном  $2U_{\Pi}/\pi$ ; само максимальное значение  $P_{\text{расс}}$  равно

$$\max P_{\text{расс}} = P_{\text{расс}} \Big|_{U_{\text{Вых.м}}=2U_{\Pi}/\pi} = \frac{2U_{\Pi}^2}{\pi^2 R_{\text{н}}}.$$

Неравенством

$$\frac{\max P_{\text{расс}}}{2} \leq P_{\text{макс}},$$

выполнение которого должно быть обеспечено, определяется минимально допустимое сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$ .

## 4.2. Нелинейные искажения

Каждому из выходных транзисторов в двухтактном усилителе мощности приходится поочередно переходить из запертого состояния в режим сравнительно больших токов. При этом неизбежно наступают такие моменты, когда мгновенные значения сигналов  $u_{\text{Б1}}(t)$  и  $u_{\text{Б2}}(t)$  на базах транзисторов относительно земли невелики и принадлежат той части зависимости  $i_{\text{Э1,2}}(u_{\text{Б1,2}})$ , в которой особенно сказывается ее нелинейность. В результате сигнал на выходе двухтактного усилителя мощности, собранного по схеме на рис. 4.1, имеет характерные искажения типа «ступеньки», показанные сплошной линией на рис. 4.6.

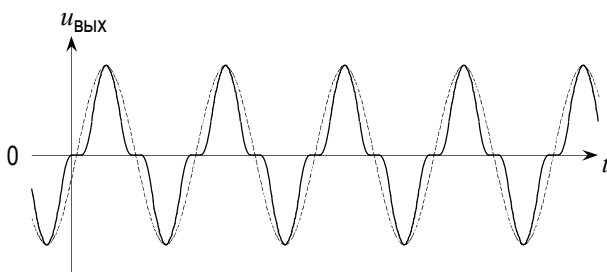


Рис. 4.6

Правда, наличие нагрузки в цепи эмиттера обеспечивает меньшее отклонение по форме выходного сигнала от входного по сравнению с тем, какое имело бы место при непосредственной подаче входного сигнала между базой и эмиттером транзистора.

Чтобы пояснить сказанное, построим зависимость  $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$  для отдельно взятого эмиттерного повторителя на основе вольт-амперной характеристики  $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{бэ}})$  эмиттерного перехода транзистора (рис. 4.7). На этом графике ось абсцисс используется одновременно для откладывания значений  $u_{\text{бэ}}$  и  $u_{\text{вх}}$  в одном масштабе. Пусть  $u'_{\text{бэ}}$  – какое-то конкретное значение напряжения между базой и эмиттером, а  $i'_{\mathcal{E}}$  – соответствующее ему значение эмиттерного тока. В результате протекания тока  $i'_{\mathcal{E}}$  по резистору нагрузки  $R_{\text{н}}$  напряжение между эмиттером и землей равно  $i'_{\mathcal{E}}R_{\text{н}}$ . Откладывая эту величину вправо от точки  $u'_{\text{бэ}}$  на оси абсцисс, находим значение напряжения на базе относительно земли  $u'_{\text{вх}} = u'_{\text{бэ}} + i'_{\mathcal{E}}R_{\text{н}}$ , соответствующее выбранному  $u'_{\text{бэ}}$ . Следовательно, точка с координатами  $(u'_{\text{вх}}, i'_{\mathcal{E}})$  должна принадлежать искомой зависимости  $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$ . Повторяя это рассуждение для других значений  $u_{\text{бэ}}$ , построим всю кривую  $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$ . С увеличением  $u_{\text{вх}}$  – по мере того, как напряжение  $u_{\text{бэ}}$  становится малым по сравнению с  $u_{\text{вых}} = i_{\mathcal{E}}R_{\text{н}}$ , – зависимость  $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$  приближается к линейной.

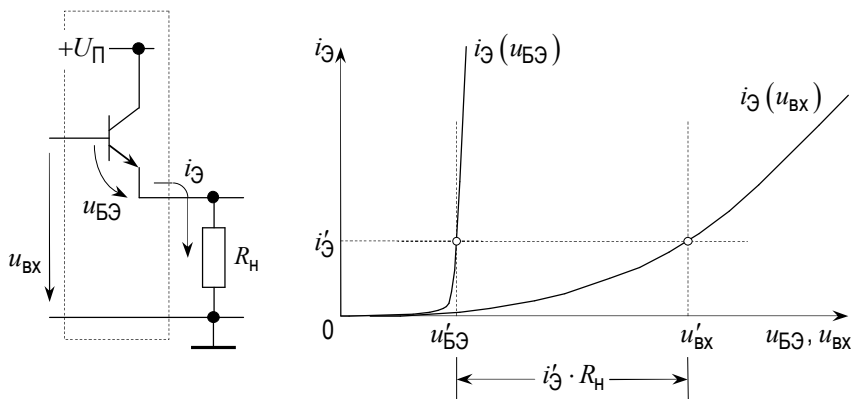


Рис. 4.7

Для наглядности совместим зависимости  $i_{\mathcal{E}1}(u_{\mathcal{A}})$  и  $i_{\mathcal{E}2}(u_{\mathcal{A}})$  для транзисторов VT1 и VT2 в двухтактном эмиттерном повторителе (рис. 4.8а) таким образом, чтобы можно было графически определять мгновенные значения разностного тока  $i_{\mathcal{E}1} - i_{\mathcal{E}2}$ , текущего по нагрузке  $R_{\text{н}}$ , при положительных и отрицательных значениях общего для обоих транзисторов входного сигнала  $u_{\mathcal{A}}$  (рис. 4.8б).



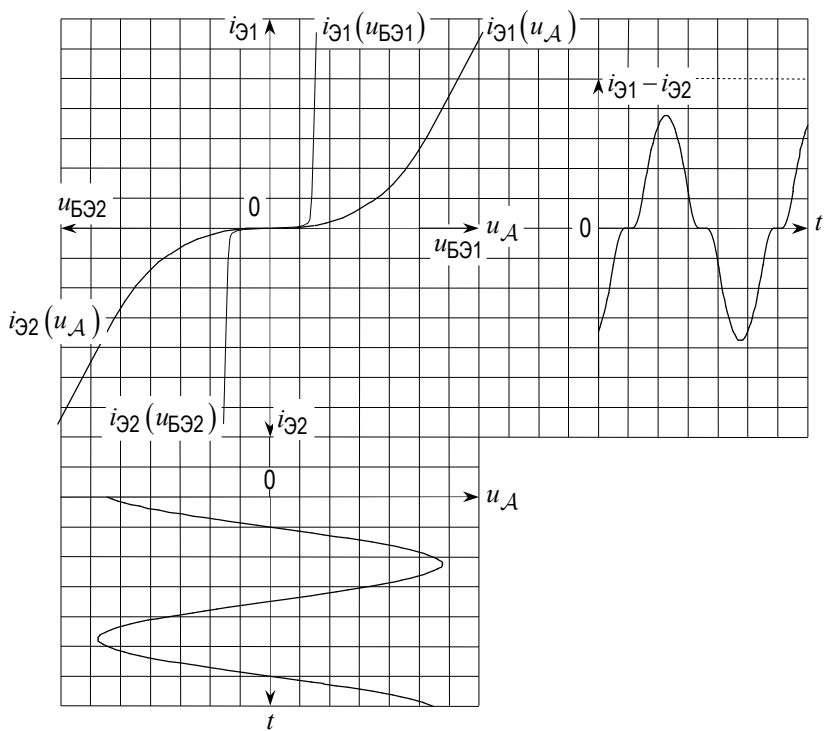
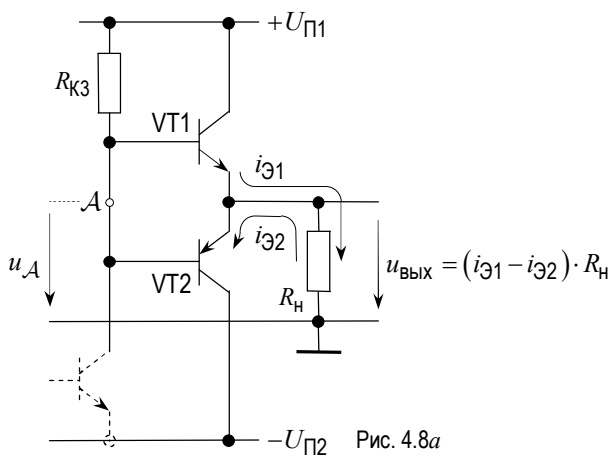


Рис. 4.8б

Чтобы найти форму выходного сигнала  $u_{\text{вых}} = (i_{\text{Э1}} - i_{\text{Э2}}) \cdot R_{\text{H}}$  как функцию времени по заданному входному сигналу  $u_{\text{А}}(t)$ , нужно воспользоваться известной экспоненциальной зависимостью  $i_{\text{Э1,2}}(u_{\text{БЭ1,2}})$  у каждого из транзисторов VT1 и VT2 и для каждого мгновенного значения  $u_{\text{А}}$  решать уравнение

$$u_{\text{А}} = u_{\text{БЭ1}} + I_0 \left( e^{u_{\text{БЭ1}}/U_T} - 1 \right) \cdot R_{\text{H}}$$

относительно  $u_{\text{БЭ1}}$  при  $u_{\text{А}} > 0$  и аналогичное уравнение — относительно  $u_{\text{БЭ2}}$  — при  $u_{\text{А}} < 0$ .

О другом источнике нелинейных искажений см. в п.4.4.

### 4.3. Режим АВ

Уменьшение нелинейных искажений является важной проблемой. Ради подавления искажений типа «ступеньки» переходят к другому режиму работы транзисторов VT1 и VT2.

До сих пор предполагалось, что в начальном состоянии транзисторы VT1 и VT2 в двухтактном усилителе мощности находятся на границе запираения и при подаче периодического двуполярного сигнала строго поочередно отпираются и запираются (режим В). Теперь будет рассмотрен случай, когда оба транзистора VT1 и VT2 в исходном состоянии приоткрыты, так что при малых значениях входного сигнала в обоих транзисторах еще текут токи, а в запертом состоянии каждый из них находится лишь в пределах меньшей, чем половина, части периода (режим АВ).

Для обеспечения начального смещения транзисторов VT1 и VT2 в коллекторную цепь транзистора VT3 включают диоды VD1 и VD2, как показано на рис. 4.9.

По аналогии с предыдущей схемой (рис. 4.1), начальное значение потенциала точки А относительно земли устанавливается равным нулю ( $U_{\text{А}} = 0$ ). Вольт-амперные характеристики диодов предполагаются одинаковыми, они практически совпадают с характеристиками  $i_{\text{Э}}(u_{\text{БЭ}})$  транзисторов. В результате протекания постоянного тока  $I_{\text{КЗ}}$  на каждом из диодов VD1 и VD2 возникает постоянное напряжение, равное  $U^0$ , которое служит начальным напряжением  $U_{\text{БЭ1}}^0 = U^0$  и  $U_{\text{БЭ2}}^0 = -U^0$  на базах транзисторов VT1 и VT2 относительно земли. Коль скоро свойства эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2 также являются идентичными, их эмиттерные токи равны между собой, то есть один и тот же ток  $I_{\text{Э}}^0$  является эмиттерным током транзистора VT1 и эмиттерным током транзистора VT2, так что никакой ток не ответвляется в нагрузку  $R_{\text{H}}$ .

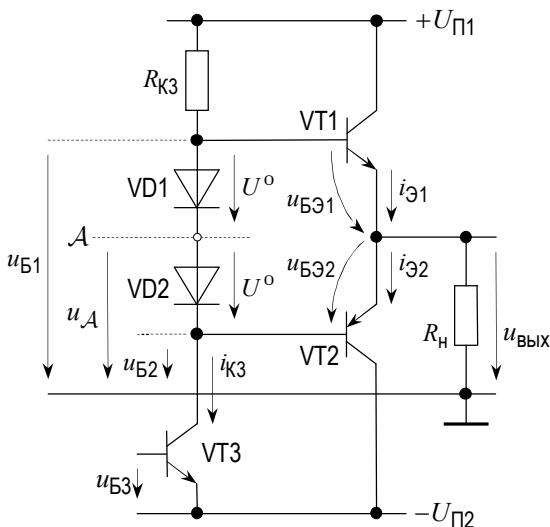


Рис. 4.9

При подаче на вход транзистора VT3 переменного сигнала в цепи его коллектора возникает переменный ток, по отношению к которому сопротивление открытых диодов VD1 и VD2 очень мало по сравнению с сопротивлением  $R_{КЗ}$  (порядка  $r_{ЭЗ} \approx U_T / I_{КЗ}$ ); из этого следует, что переменные напряжения  $u_{Б1}$  и  $u_{Б2}$  на базах транзисторов VT1 и VT2 относительно земли приблизительно равны между собой и совпадают с переменным напряжением  $u_{Д}$  в точке А. Таким образом, можно считать, что с точки зрения переменного сигнала базы транзисторов VT1 и VT2 соединены вместе и подача сигнала на выходные транзисторы осуществляется точно так же, как это делается в схеме без начального смещения; это означает также, что напряжения на диодах при протекании через них переменного тока в первом приближении остаются неизменными и равными  $U^0$ .

При наличии начального смещения поведение транзисторов VT1 и VT2 в двухтактном эмиттерном повторителе заметно отличается от случая, когда они открываются и запираются строго поочередно (рис. 4.10 и 4.11).

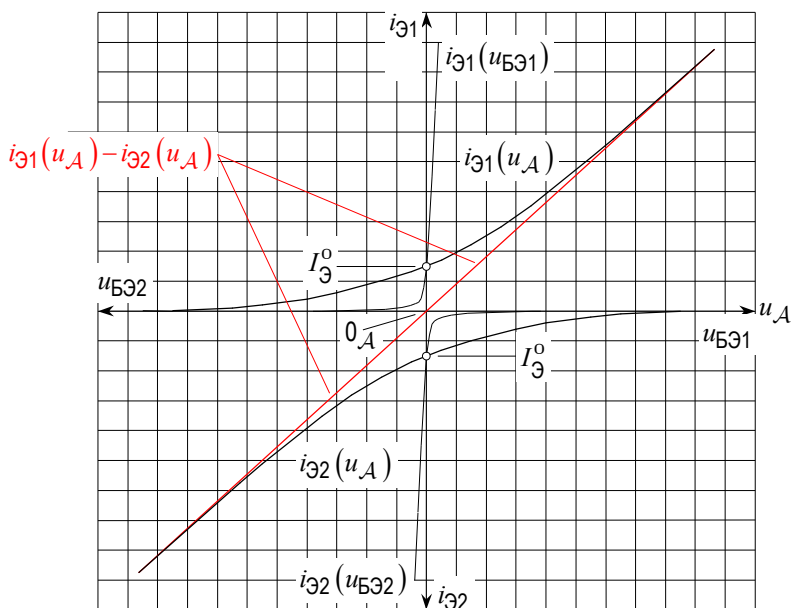


Рис. 4.10

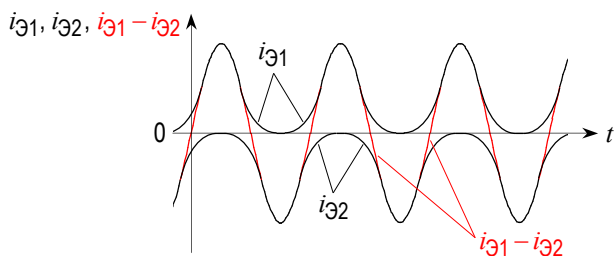


Рис. 4.11

Чтобы построить зависимости  $i_{31}(u_A)$  и  $i_{32}(u_A)$ , удобно ввести в качестве новых переменных приращения напряжений база-эмиттер  $\Delta u_{БЭ1}$  и  $\Delta u_{БЭ2}$ :  $u_{БЭ1} = U^0 + \Delta u_{БЭ1}$ ,  $u_{БЭ2} = U^0 + \Delta u_{БЭ2}$ . В любой момент времени

$$u_{Б1} = u_{БЭ1} + u_{Вых} \text{ и } u_{БЭ2} + u_{Б2} = u_{Вых},$$

откуда

$$(u_{Б1} - u_{Б2}) - u_{БЭ2} = u_{БЭ1} \text{ или } 2U^0 - (U^0 + \Delta u_{БЭ2}) = U^0 + \Delta u_{БЭ1};$$

следовательно,  $\Delta u_{БЭ2} = -\Delta u_{БЭ1}$ . Вольт-амперная характеристика  $i_{Э1}(u_A)$  строится по правилу

$$u_A = \Delta u_{БЭ1} + I_{Э}^0 \cdot \left( e^{\Delta u_{БЭ1}/U_T} - e^{-\Delta u_{БЭ1}/U_T} \right) \cdot R_H$$

путем вычисления  $u_A$  для каждого из возможных значений  $\Delta u_{БЭ1}$ . Аналогично строится характеристика  $i_{Э2}(u_A)$ . Из рис. 4.10 видно, что при достаточно больших  $U^0$  разность токов  $i_{Э1} - i_{Э2}$  практически линейно зависит от  $u_A$  и в  $u_{Вых}$  искажений типа «ступеньки» не происходит.

Временные диаграммы на рис. 4.11 показывают, что при синусоидальном напряжении в точке А оба транзистора VT1 и VT2 остаются открытыми в течение значительной части периода.

В этих условиях геометрическое место точек  $(u_{КЭ1,2}, i_{К1,2})$ , отображающих состояние транзистора на его коллекторных характеристиках, уже не является прямой линией («линией нагрузки»), а представляет собой кривую, проходящую через точку начального состояния  $(U_{П}, I_{Э}^0)$  и простирающуюся до значения  $u_{КЭ}$ , примерно вдвое превышающего напряжение питания (рис. 4.12; здесь величины коллекторного и эмиттерного тока транзистора VT1 считаются одинаковыми и то же самое для транзистора VT2). Умозрительный переход от мгновенных значений напряжений  $u_{КЭ1}$  и  $u_{КЭ2}$  к значениям выходного сигнала  $u_{Вых}$ , равного  $(i_{К1} - i_{К2}) \cdot R_H$ , осуществляется согласно равенствам  $u_{Вых} = +U_{П1} - u_{КЭ1}$  и  $u_{Вых} = -U_{П2} + u_{КЭ2}$ , где, как и ранее,  $U_{П1} = U_{П2} = U_{П}$ .

Платой за устранение искажений типа «ступенька» является большая мощность, потребляемая от источников питания при том же значении выходного сигнала, и, как следствие, меньший КПД.

#### 4.4. Числовой пример и другие необходимые замечания

I. Искажения типа «ступеньки» в отсутствие первоначального смещения на базах транзисторов VT1 и VT2 — или при недостаточно большой величине  $U^0$  — не являются единственным проявлением нелинейности схемы. Другой причиной искажений является экспоненциальная зависимость коллекторного тока транзистора VT3 от напряжения между его базой и эмиттером. Существуют два способа уменьшения искажений такого типа.

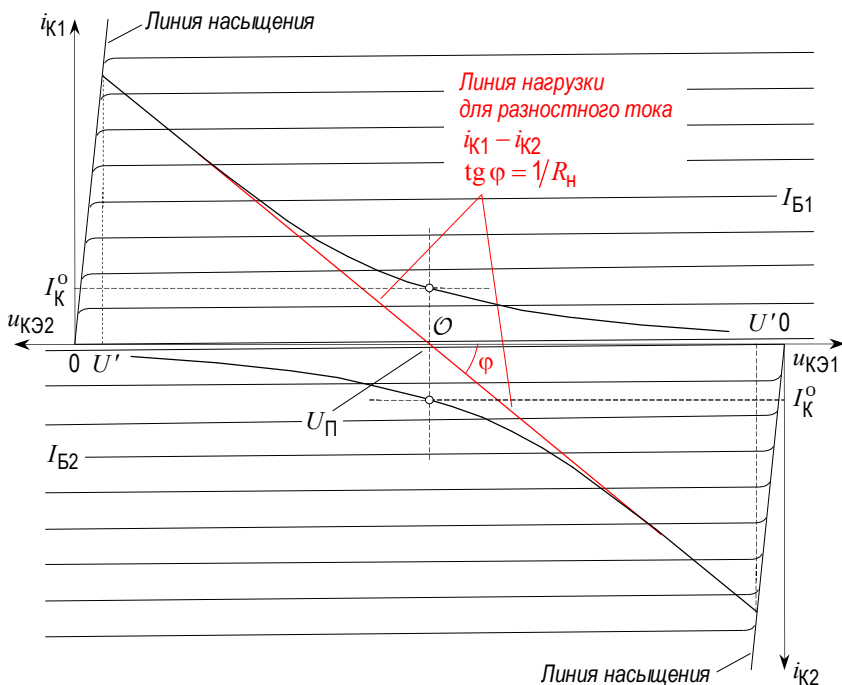


Рис. 4.12

Первый из них заключается в том, чтобы источником сигнала на входе транзистора VT3 был не источник напряжения, а источник тока. Другими словами, желательно, чтобы выходное сопротивление  $R'$  части схемы, предшествующей выходному каскаду усилителя, было много больше входного сопротивления  $h_{113}^{(3)}$  транзистора VT3 (рис. 4.13;  $h_{113}^{(3)} = (h_{213}^{(3)} + 1)r_3^{(3)}$ ,  $r_3^{(3)} \approx U_T/I_{K3}$ ). Когда условие  $R' \gg h_{113}^{(3)}$  выполнено, почти вся ЭДС  $e'(t)$  приложена к резистору  $R'$ , поэтому ток  $i_{R'}(t)$ , протекающий по этому резистору, и практически равная ему переменная составляющая базового тока транзистора VT3  $i_{Б3}(t)$  повторяют форму сигнала  $e'(t)$ . В той мере, в какой коллекторный ток транзистора VT3 пропорционален его базовому току, нелинейность характеристики  $i_{K3}(u_{БЭ3})$  мало сказывается на выходном сигнале  $u_{\text{Вых}}$ . (От сопротивления резистора  $R'$  в цепи базы транзистора VT3 зависит

поведение коллекторного тока этого транзистора в области верхних частот: чем больше  $R'$ , тем меньше верхняя граничная частота усилителя в целом.)

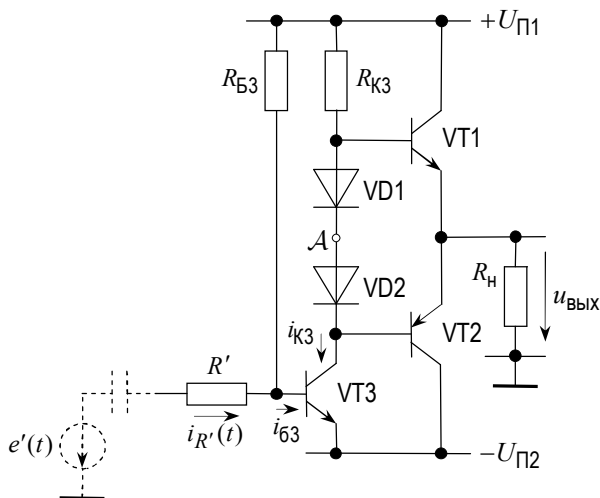


Рис. 4.13

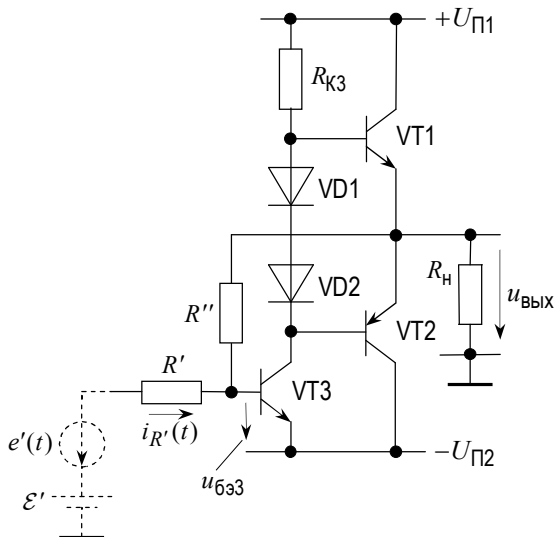


Рис. 4.14

Дальнейшее уменьшение искажений достигается с помощью так называемой отрицательной обратной связи, которая охватывает всю конструкцию из транзисторов VT1, VT2 и VT3 в результате соединения резистором  $R''$  выхода двухтактного эмиттерного повторителя с базой транзистора VT3 (рис. 4.14). Сигналы на коллекторе транзистора VT3 и на его базе находятся в противофазе, поэтому действие обратной связи заключается в таком искажении сигнала  $u_{\text{бзз}}(t)$ , которое компенсирует нелинейность преобразования при переходе от напряжения база–эмиттер транзистора VT3 к его коллекторному току. (В схеме на рис. 4.14 предполагается наличие в источнике сигнала такого смещения по постоянному току  $\mathcal{E}'$ , которое обеспечивает нулевое напряжение на выходе усилителя при  $e'(t) = 0$ .)

**II.** Электронная промышленность выпускает много *мощных* транзисторов, предназначенных для использования в выходных каскадах усилителей мощности и в источниках питания и допускающих протекание токов величины несколько десятков ампер и рассеяние мощности на их коллекторах несколько десятков ватт.

В процессе работы такие транзисторы сильно нагреваются, поэтому при проектировании схем на таких транзисторах особое внимание обращают на отвод тепла. С этой целью предусматривается крепление каждого из них на соответствующем радиаторе, обеспечивая хороший механический и тепловой контакт между коллектором транзистора и радиатором.

### III. Числовой пример.

Рассматриваемая здесь схема на *маломощных* транзисторах (рис. 4.15) не является примером реального усилителя мощности, а представляет собой учебную модель такого усилителя, с которой можно проводить эксперименты в лабораторных условиях и тем самым приобрести основные навыки работы с усилителями мощности.

У транзисторов КТ315 и КТ361 предельно допустимые значения коллекторного тока  $I_{\text{К.макс}}$  и мощности  $P_{\text{макс}}$ , рассеиваемой на коллекторе, равны соответственно 100 мА и 150 мВт. Напряжение  $U^0$  на кремниевых диодах Д220 равняется 0.62...0.67 В при токе от 1 до 10 мА.

Значением сопротивления  $R_{\text{кз}}$  определяется коллекторный ток  $I_{\text{кз}}$  транзистора VT3 в исходном состоянии. Если обеспечено нулевое значение напряжения в точке А и  $U^0 = 0.65$  В, то  $I_{\text{кз}} = (U_{\text{п1}} - U^0) / R_{\text{кз}} \approx 4.7$  мА. Поскольку начальное значение напряжений база–эмиттер транзисторов VT1 и VT2 тоже равно 0.65 В и вольт-амперные характеристики диодов и эмиттерных переходов транзисторов очень близки, значение токов  $I_{\text{Э,к}}^0$  также порядка 5 мА.



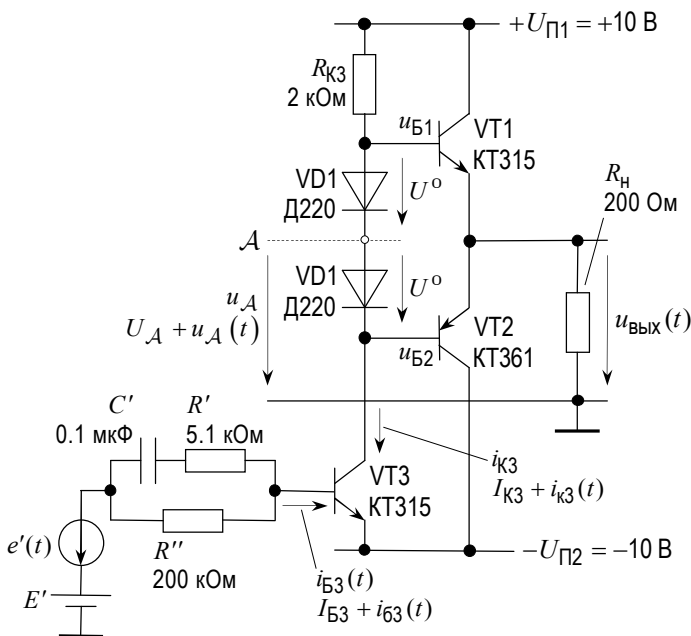


Рис. 4.15

Сопротивление нагрузки  $R_H$  необходимо выбрать таким, чтобы удовлетворялись следующие ограничения снизу, если имеется в виду достичь максимальной амплитуды сигнала на выходе, равной  $\max U_{Вых.м}$ :

а) ток в нагрузке  $\max U_{Вых.м}/R_H$  не должен превосходить  $I_{К.макс}$ ;

б) мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого из транзисторов VT1 и VT2, должна быть меньше  $P_{макс}$ ; при этом необходимо принять во внимание, что в режиме АВ в исходном состоянии на каждом из коллекторов рассеивается мощность  $U_{П} \cdot I_K^0$ , а при наличии только переменного (синусоидального) сигнала на выходе в наихудшем случае (при  $U'_{Вых.м} = 2U_{П}/\pi$  в гипотетических, идеализированных условиях) КПД составляет всего 50%; считая приближенно, что рассеиваемая на нагрузке мощность  $\max U_{Вых.м}^2/(2R_H)$  не должна превосходить

$$2 \cdot (P_{макс} - U_{П} \cdot I_K^0),$$

получаем второе условие для  $R_H$  :

в) сама нагрузка (резистор  $R_H$ ) может иметь ограничение по допустимой рассеиваемой мощности.

Если в данном примере имеется в виду достичь максимальной амплитуды сигнала на выходе, равной 9 В, то согласно условию а)  $R_H$  должно быть больше или равно 90 Ом, а согласно условию б) — не меньше, чем  $(81 \text{ В}^2)/(2 \cdot 0.2 \text{ Вт}) \approx 200 \text{ Ом}$ ; по условию в) в данном примере допустимая мощность, рассеиваемая на нагрузке  $R_H$ , не должна быть меньше 0.2 Вт. [У самых маленьких по размеру распространенных резисторов, не предназначенных для размещения на печатной плате, максимально допустимая мощность рассеяния 0.125 Вт; при таком ограничении сопротивление нагрузки в условиях разбираемого примера должно быть не меньше 300 Ом.]

В разбираемом числовом примере предполагается, что у транзистора VT3  $h_{213}^{(3)} = h_{213}^{(3)} = 100$  и заданием небольшого смещения по постоянному току  $E'$  у источника сигнала достигается нулевое значение напряжения  $U_A$  в точке А относительно земли; при  $E'$  и  $U_{БЗ} = 0.65 \text{ В}$  постоянная составляющая тока базы  $I_{БЗ}$  транзистора VT3 равна  $(E' + U_{П2} - U_{БЗ})/R'' \approx 47 \text{ мкА}$ , что и обеспечивает указанный выше коллекторный ток  $I_{КЗ}$  этого транзистора, равный 4.7 мА.

Если частота синусоидального переменного сигнала  $e'(t)$  равна 10 кГц, то сопротивление переменному току конденсатора  $C'$  пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением  $R'$ . Кроме того,  $R'$  много больше входного сопротивления транзистора VT3, равного

$$h_{113}^{(3)} = (h_{213}^{(3)} + 1) \cdot r_{э3} \approx h_{213}^{(3)} U_T / I_{КЗ} \approx 500 \text{ Ом}.$$

Поэтому справедливо считать, что почти все переменное напряжение  $e'(t)$  падает на  $R'$ , и переменные составляющие базового и коллекторного токов транзистора VT3 являются синусоидальными. Для достижения амплитудой выходного сигнала  $U_{Вых.m}$  значения 9 В нужно, чтобы примерно такой же была амплитуда переменного сигнала в точке А. Пренебрегая сопротивлением открытых диодов VD1 и VD2 по переменному току, находим, что для этого необходимо, чтобы амплитуда переменной составляющей коллекторного тока транзистора VT3  $I_{КЗ.m}$  равнялась  $U_{Вых.m} / R_{КЗ} = 4.5 \text{ мА}$ , а амплитуда переменной составляющей базового тока  $I_{БЗ.m}$  равнялась 45 мкА. С учетом сказанного требуемая амплитуда сигнала  $e'(t)$ , подаваемого на вход усилителя, равна  $I_{БЗ.m} \cdot R'$ , то есть приблизительно 0.2 В.

Осталось уточнить, в какой степени полная нагрузка в коллекторной цепи транзистора VT3 отличается от сопротивления резистора  $R_{K3}$  из-за того, что параллельно с этим резистором включен вход двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах VT1 и VT2.

Пусть  $h_{213}^{(1,2)} = h_{213}^{(1,2)} = 100$  и  $I_{Э,К}^0 \approx I_{K3} \approx 5 \text{ мА}$ . Тогда с точки зрения постоянных токов в исходном режиме ток базы транзистора VT1 величиной 50 мкА является одной десятой частью тока, текущего по резистору  $R_{K3}$ , а равный ему ток базы транзистора VT2 – это 10% тока  $I_{K3}$ , втекающего со стороны коллектора в транзистор VT3. Постоянный ток, текущий через диоды VD1 и VD2, на 10% меньше тока  $I_{K3}$  и равного ему тока, текущего по резистору  $R_{K3}$ .

Что же касается переменных составляющих базовых токов транзисторов VT1 и VT2, то проще всего учесть их, обратившись к совмещенным коллекторным характеристикам этих транзисторов (рис. 4.12). Из того, что линия нагрузки для разностного тока  $i_{Э,К1} - i_{Э,К2}$  является прямой, следует, что входное сопротивление двухтактного эмиттерного повторителя для разности базовых токов транзисторов VT1 и VT2 можно считать равным входному сопротивлению простого эмиттерного повторителя с нагрузкой  $R_H$  в цепи его эмиттера. Другими словами, в условиях данного числового примера параллельно с  $R_{K3} = 2 \text{ кОм}$  включено сопротивление, примерно равное  $h_{213}^{(1,2)} \cdot R_H = 20 \text{ кОм}$ . Погрешность ошибки, совершаемой без учета этого шунтирующего действия со стороны входа двухтактного эмиттерного повторителя, – те же 10%.

**IV.** Режимом А называют такую работу однокаскадного усилителя, когда транзистор под действием входного сигнала не запирается ни на какую часть периода. В режиме А работают усилители малых сигналов. Этот режим невыгодно использовать в усилителях мощности, так как КПД схемы в этом случае много меньше, чем при работе в режиме В, когда транзисторы в двухтактном выходном каскаде поочередно открываются и запираются, или в режиме АВ.

**V.** Выходные каскады операционных усилителей имеют вид усилителей мощности рассмотренного вида, работающие в режиме АВ.

### Задание 4

1. В этом задании речь идет о схеме, приведенной на рис. 4.16, со значениями параметров согласно одному из вариантов, перечисленных в табл. 1.

Схема с малосигнальными транзисторами в качестве VT1 и VT2 (рис. 4.16) с сопротивлением нагрузки  $R_H$ , равным нескольким сотням Ом, – это всего лишь иллюстрация принципа действия усилителя мощности, предназначенная для учебного лабораторного эксперимента.

Предполагается, что напряжения питания  $U_{П1}$  и  $U_{П2}$  будут такими, как указано на рисунке ( $U_{П1} = U_{П2} = U_{П}$ ), амплитуда максимального сигнала на выходе  $\max U_{\text{Вых.т}}$  будет порядка 10 В, а измерения по переменному току будут проводиться на частоте  $f$ , равной 10 кГц.

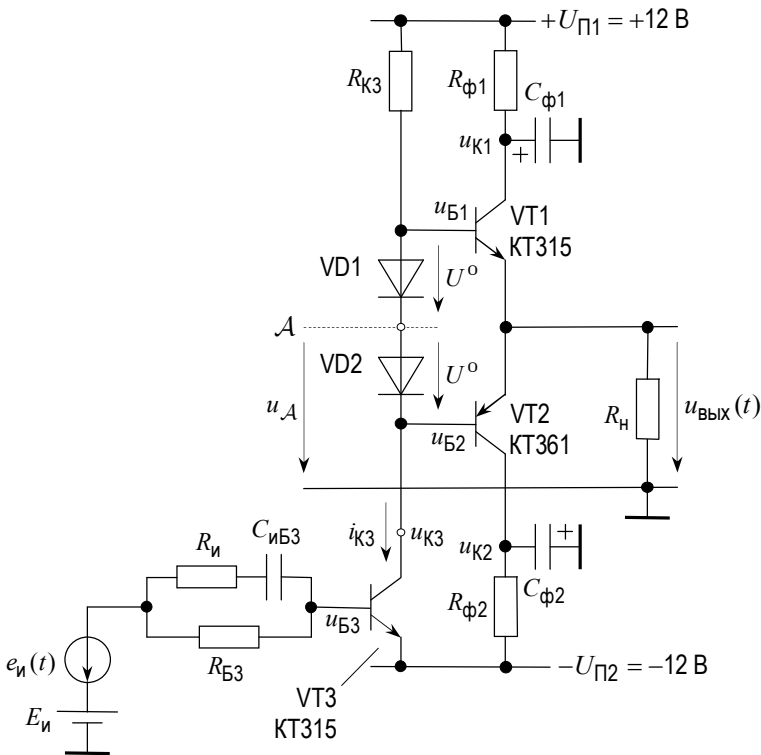


Рис. 4.16

Таблица 1

№№	$R_H$	$\max P_{R_H}$	$\max I_{R_H}$	$R_{K3}$	$I_{\Theta, K}^0$	$R_{Б3}$	$h_{113}^{(3)}$	$R_H$
	Ом	Вт	мА	кОм	мА	кОм	Ом	кОм
1	270	0.185	37	2.7	4.2	270	600	6.2
2	300	0,167	33	3.0	3.8	300	660	6.8
3	330	0.151	30	3.3	3.4	330	735	7.5
4	360	0.139	28	3.6	3.15	360	800	8.2
5	390	0.128	26	3.9	2.9	390	860	9.1
6	430	0.116	23	4.3	2.6	430	960	10
7	470	0.106	21	4.7	2.4	470	1040	11
8	510	0.098	20	5.1	2.2	510	1140	12
9	560	0.089	18	5.6	2.0	560	1250	13

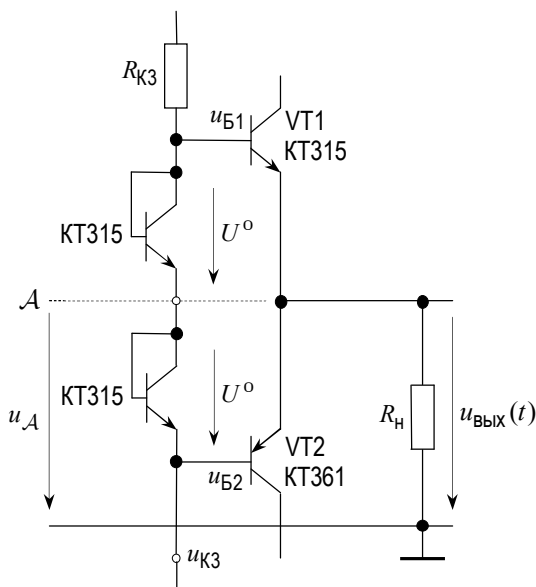
$\max P_H = \left( \max U_{\text{вых.м}} / \sqrt{2} \right)^2 / R_H$  в табл. 1 – это максимальная мощность сигнала в нагрузке (при максимальной амплитуде сигнала на выходе), а  $I_{\Theta, K}^0$  – эмиттерные (коллекторные) токи покоя транзисторов VT1 и VT2 в исходном состоянии в режиме АВ; здесь этот ток выбран равным  $0.1 \cdot \max I_{R_H}$ .

В отсутствие сигнала коллекторный ток  $I_{K3}$  транзистора VT3 будет приблизительно равен току  $I_{\Theta, K}^0$ , поэтому  $R_{K3} = (U_{\Pi} - U^0) / I_{K3}$ , где  $U^0$  – напряжение на открытом диоде; здесь, на стадии оценки ожидаемых значений токов и напряжений, можно положить  $U^0$  равным 0.65 В. Сопротивление резистора  $R_{Б3}$  должно быть примерно в 100...200 раз больше  $R_{K3}$  (о том, как подобрать величину  $R_{Б3}$ , см. ниже в п. 2).

Указанные в табл. 1 значения  $R_{Б3}$  и  $h_{113}^{(3)} = \left( h_{213}^{(3)} + 1 \right) \cdot r_{э3}$ ,  $r_{э3} = U_T / I_{K3}$ , найдены в предположении, что  $h_{213}^{(3)} = h_{213}^{(3)} = 100$ . Для наблюдений и измерений, о которых пойдет речь в п. 3 этого задания, нужно взять ‘сопротивление источника’  $R_H$  в 10 раз больше входного сопротивления  $h_{113}^{(3)}$  транзисто-

ра VT3 ( $R_{и} \approx 10 \cdot h_{113}^{(3)}$ ). Емкость конденсатора  $C_{иБ3}$  между источником сигнала и базой транзистора VT3 должна быть такой (из интервала 0.1 ... 1.0 мкФ), чтобы его сопротивление переменному току на частоте  $f$  было много меньше  $R_{и} + h_{113}^{(3)}$ .

Пары  $R_{ф1}, C_{ф1}$  и  $R_{ф2}, C_{ф2}$  представляют собой фильтры, предназначенные для того, чтобы по постоянным напряжениям на  $R_{ф1}$  и  $R_{ф2}$  находить средние значения коллекторных токов  $I_{к1}$  и  $I_{к2}$  транзисторов VT1 и VT2 по правилу:  $I_{к1,2} = (U_{п1,2} - |U_{к1,2}|) / R_{ф1,2}$ . Сопротивления резисторов  $R_{ф1}$  и  $R_{ф2}$  следует выбрать одинаковыми из интервала 110...180 Ом; емкости электролитических конденсаторов  $C_{ф1}$  и  $C_{ф2}$  – 100 мкФ или 220 мкФ (при собирании схемы необходимо соблюдать указанную на рис. 4.16 полярность включения).



Наконец, в данном случае целесообразно использовать в качестве диодов VD1 и VD2 транзисторы KT315 с замкнутыми накоротко базами и коллекторами (рис. 4.17). При этом вольтамперные характеристики таких «диодов» практически совпадают с зависимостями  $i_{к,э}(u_{БЭ})$  транзисторов VT1 и VT2.

Рис. 4.17

**Внимание!** Если вам предстоит выполнение задания 5, то вам нужно будет воспользоваться схемой, которую вы соберёте, выполняя задание 4. В этом случае данную схему (рис. 4.16, 4.17) следует собирать компактно в левой части макетной платы и не разбирать её по окончании выполнения задания 4.

2. Соберите схему, представленную на рис. 4.16, 4.17. Включите питание и осуществите отладку схемы по постоянному току, выполнив следующие действия:

а) Убедитесь в том, что напряжения  $U_{П1}$  и  $U_{П2}$  равны  $\pm 12$  В соответственно.

б) Подключите источник сигнала к входу схемы [к точке слева (на рисунке) от резисторов  $R_{и}$  и  $R_{Б3}$ ], а вход цифрового вольтметра постоянного напряжения к точке  $A$ .

в) При  $\mathcal{E}_{и.m} = 0$ , где  $\mathcal{E}_{и.m}$  – амплитуда синусоидального сигнала, вырабатываемого компьютерным генератором, изменяя *Уровень* (напряжение смещения)  $E_{и}$ , добейтесь того, чтобы напряжение  $U_A$  в точке  $A$  относительно земли отличалось от нуля не более чем на  $\pm 0.25$  В. Если при выбранном ранее значении сопротивления  $R_{Б3}$  не удастся добиться требуемого напряжения в точке  $A$ , то необходимо изменить сопротивление резистора  $R_{Б3}$  и выбрать его таким, чтобы требуемое смещение  $E_{и}$  не превосходило  $\pm 1$  В.

г) Измерьте постоянные напряжения  $U_{К1}$  и  $U_{К2}$  на коллекторах транзисторов VT1 и VT2. Если значения этих напряжений будут отличаться от напряжений питания  $U_{П1}$  и  $U_{П2}$  более, чем на 2...3 В, то необходимо увеличить сопротивления резисторов  $R_{К3}$  и  $R_{Б3}$  и вновь выполнить действия, указанные выше в п. в).

д) Если постоянное напряжение  $U_{Вых}$  выходит за пределы  $\pm 0.25$  В при  $|U_A| \leq 0.25$  В, то желательно подобрать пару транзисторов VT1 и VT2, обеспечивающих меньшую разность напряжений в точке  $A$  и на выходе.

е) Результаты отладки схемы по постоянному току – напряжения на коллекторах и базах всех транзисторов, а также значения  $E_{и}$ ,  $U_A$ ,  $U^0$  и  $U_{Вых}$  – следует зафиксировать в рабочей тетради. Полезно также определить путем расчета постоянные коллекторные токи  $I_{К1}$ ,  $I_{К2}$  и  $I_{К3}$  и мощность  $P_{расс}$ , рассеиваемую на коллекторах транзисторов VT1 и VT2 в отсутствие сигнала.

3. Подайте от компьютерного генератора синусоидальный сигнал с амплитудой  $\mathcal{E}_{и.m}$  в несколько десятков милливольт или порядка 100 мВ и с помощью осциллографа убедитесь в возникновении на выходе неискаженного по форме синусоидального сигнала с амплитудой  $U_{Вых.m}$ , равной нескольким вольтам. Определите коэффициент усиления  $K_e(def) = U_{Вых.m} / \mathcal{E}_{и.m}$  и сравните его с ожидаемым значением  $h_{213}^{(3)} R_{К3} / (R_{и} + h_{113}^{(3)})$ .

Установите амплитуду входного сигнала  $\mathcal{E}_{и.м}$  такой, чтобы амплитуда выходного сигнала  $U_{вых.м}$  была равна 3 В. Измерьте постоянные напряжения  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  на коллекторах транзисторов VT1 и VT2, произведите необходимые вычисления и заполните 1-ю строку в следующей таблице:

Таблица 2

$U_{вых.м}$	$P_H$	$I_{K1}$	$P_0^{(1)}$	$P_{расс}^{(1)}$	$I_{K2}$	$P_0^{(2)}$	$P_{расс}^{(2)}$	$\eta$
В	мВт	мА	мВт	мВт	мА	мВт	мВт	–
3								
6								
9								

Здесь, в табл. 2:

$P_H = (U_{вых.м} / \sqrt{2})^2 / R_H$  – мощность, рассеиваемая на нагрузке;

$I_{K1} = (U_{П1} - U_{K1}) / R_{\Phi1}$  – постоянный ток, текущий по резистору  $R_{\Phi1}$ ;

$P_0^{(1)} = I_{K1} \cdot U_{П1}$  – мощность, потребляемая от источника питания  $U_{П1}$ ;

$P_{расс}^{(1)} = P_0^{(1)} - P_H / 2 - I_{K1}^2 \cdot R_{\Phi1}$  – мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора VT1;

$I_{K2} = (U_{П2} - U_{K2}) / R_{\Phi2}$  – постоянный ток, текущий по резистору  $R_{\Phi2}$ ;

$P_0^{(2)} = I_{K2} \cdot U_{П2}$  – мощность, потребляемая от источника питания  $U_{П2}$ ;

$P_{расс}^{(2)} = P_0^{(2)} - P_H / 2 - I_{K2}^2 \cdot R_{\Phi2}$  – мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора VT2;

$\eta = P_H / (P_H + P_{расс}^{(1)} + P_{расс}^{(2)})$  – коэффициент полезного действия (КПД).

Повторите измерение напряжений  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  при  $U_{вых.м} = 6$  В и при  $U_{вых.м} = 9$  В и заполните 2-ю и 3-ю строки таблицы.

4. Осуществите с помощью осциллографа наблюдение искажений в выходном сигнале или их отсутствие, выполнив следующие действия.

Подайте на вход синусоидальный сигнал такой величины  $\mathcal{E}_{и.м}$ , чтобы в случае, когда схема остается такой, как она представлена на рис. 4.16, 4.17, амплитуда сигнала на выходе  $U_{вых.м}$  была равна 1...3 В. Убедитесь в том, что искажения отсутствуют или мало заметны. Теперь замкните накоротко диоды VD1 и VD2, соединив между собой базы транзисторов VT1 и VT2, и при том же значении амплитуды входного сигнала  $\mathcal{E}_{и.м}$  рассмотрите искажения типа «ступеньки», наступающие в  $u_{вых}(t)$  вблизи нуля. Обратите внимание на то,



что во втором случае размах сигнала  $u_{\text{вых}}$  меньше, чем в отсутствие искажений. Зарисуйте осциллограммы в обоих случаях, «наложив» изображения одно на другое в одном масштабе по оси ординат.

(Замечание: Если при переходе к случаю, когда диоды замкнуты накоротко, нарушается требование нуля на выходе в отсутствие сигнала, то перед тем, как осуществить вторую часть этого опыта, необходимо скорректировать смещение  $E_{\text{и}}$  и только после этого перейти к наблюдению сигнала на выходе при той же самой величине сигнала  $\mathcal{E}_{\text{и.т}}$ .)

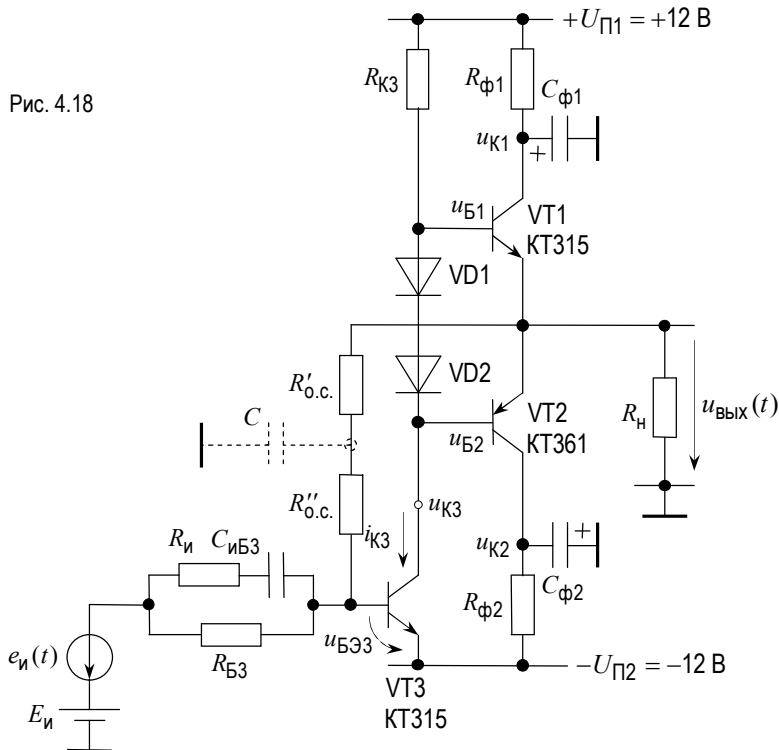
5. (Факультативно.) Разомкните осуществленное ранее (в п. 4) соединение баз транзисторов VT1 и VT2 между собой.

Подайте на вход синусоидальный сигнал такой величины, чтобы в случае, когда схема остается такой, как она представлена на рис. 4.16, 4.17, амплитуда сигнала на выходе  $U_{\text{вых.т}}$  была равна 6...8 В. Убедитесь в том, что искажения отсутствуют или мало заметны. Теперь замкните накоротко резистор  $R_{\text{и}}$  во входной цепи, соединив проводником точки, к которым подключены выводы этого резистора, и *уменьшите сигнал*, подаваемый от компьютерного генератора, настолько, чтобы при замкнутом накоротко резисторе  $R_{\text{и}}$  полный размах сигнала на выходе был таким же, как перед этим (равным  $2U_{\text{вых.т}}$ ). Рассмотрите возникающие при этом искажения  $u_{\text{вых}}(t)$ , заключающиеся в том, что верхняя полуволна в пределах периода оказывается затупленной, а нижняя — заостренной, что является проявлением экспоненциального характера зависимости  $i_{\text{кз}}(u_{\text{бэз}})$ . Зарисуйте осциллограммы в обоих случаях, «наложив» изображения одно на другое в одном масштабе по оси ординат.

6. (Факультативно.) Сохранив неизменной собранную ранее схему, замените резистор  $R_{\text{и}}$  на новый с сопротивлением, равным  $2...3 h_{13}^{(3)}$ , и соедините выход усилителя с базой транзистора VT3 двумя последовательно включенными резисторами  $R'_{\text{о.с.}}$  и  $R''_{\text{о.с.}}$ , образующими цепь *обратной связи* (о.с.), как показано на рис. 4.18. Сопротивление каждого из резисторов  $R'_{\text{о.с.}}$  и  $R''_{\text{о.с.}}$  можно выбрать примерно равным  $R_{\text{Бз}}/2$ . Пусть первоначально между точкой соединения резисторов  $R'_{\text{о.с.}}$ ,  $R''_{\text{о.с.}}$  и землей *включен* изображенный на рис. 4.18 пунктиром конденсатор  $C$  сравнительно большой емкости (0.1...1.5 мкФ).

Необходимо заново при  $e_{\text{и}}(t) = 0$  подобрать у источника сигнала такое смещение  $E_{\text{и}}$ , чтобы постоянное напряжение на выходе (в точке соединения эмиттеров VT1 и VT2) было равно нулю.

Рис. 4.18



Включите на входе синусоидальный сигнал с такой амплитудой  $\mathcal{E}_{и.т}$ , при которой полный размах выходного сигнала  $\max u_{\text{ВЫХ}} - \min u_{\text{ВЫХ}}$  (удвоенная амплитуда) был бы равен 12...16 В. Рассмотрите форму колебания на выходе, в которой должен проявиться экспоненциальный характер зависимости  $i_{к3}(u_{БЗ3})$ , и зарисуйте осциллограмму в рабочей тетради.

Теперь извлеките конденсатор  $C$  и увеличьте входной сигнал настолько, чтобы полный размах сигнала на выходе  $u_{\text{ВЫХ}}(t)$  был таким же, как и ранее. Обратите внимание на то, что в данном случае искажения вследствие экспоненциального характера зависимости  $i_{к3}(u_{БЗ3})$  заметны меньше. Зарисуйте новую осциллограмму на том же самом рисунке, что был сделан ранее, и сравните форму колебания на выходе, когда действует обратная связь (в отсутствие конденсатора  $C$ ), со случаем, когда действие обратной связи исключено (при наличии в схеме конденсатора  $C$ ).