

Лекция 26

ОСНОВЫ АНАЛОГОВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

План

1. Введение.
2. Дифференциальные усилители.
3. Дифференциальные усилители на МОП-транзисторах.
4. Дифференциальные усилители на биполярных транзисторах.
5. Усилители мощности.
6. Выводы.

1. Введение

В настоящее время промышленностью разработано большое количество многокаскадных усилителей в форме интегральных схем (ИС). Интегральный усилитель представляет законченный функциональный блок, изготовленный в одном корпусе.

Наиболее распространенными аналоговыми интегральными схемами являются операционные усилители (ОУ). Другим важным классом аналоговых интегральных схем являются усилители мощности.

Перечислим основные особенности схемотехники современных интегральных усилителей.

1. Входным является дифференциальный усилитель, обеспечивающий высокое входное сопротивление, подавление синфазной составляющей сигнала и линейность передаточной характеристики. Наличие дифференциального входа позволяет легко включить внешнюю цепь отрицательной обратной связи.

2. Второй каскад обеспечивает основную часть коэффициента усиления напряжения. Он реализуется на основе схемы с общим эмиттером (в усилителях на биполярных транзисторах) или схемы с общим истоком (в усилителях на МОП-транзисторах).

3. Выходным каскадом является усилитель мощности на эмиттерных повторителях. Это обеспечивает малое выходное сопротивление.

Рассмотрим типовые каскады, используемые в интегральных усилителях.

2. Дифференциальные усилители

В современной радиоэлектронике широкое применение находят дифференциальные (разностные) усилители. Дифференциальный усилитель (ДУ)

представляет симметричную схему с двумя входами и двумя выходами (рис. 26.1). Вход, обозначенный символом «+», называют *неинвертирующим*. Вход, обозначенный символом «-», называют *инвертирующим*. Поскольку схема имеет два выхода, в качестве выходного можно использовать напряжения $U_{\text{ВЫХ1}}$, $U_{\text{ВЫХ2}}$ или их разность $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ2}} - U_{\text{ВЫХ1}}$. В последнем случае выход дифференциального усилителя называют *симметричным*.

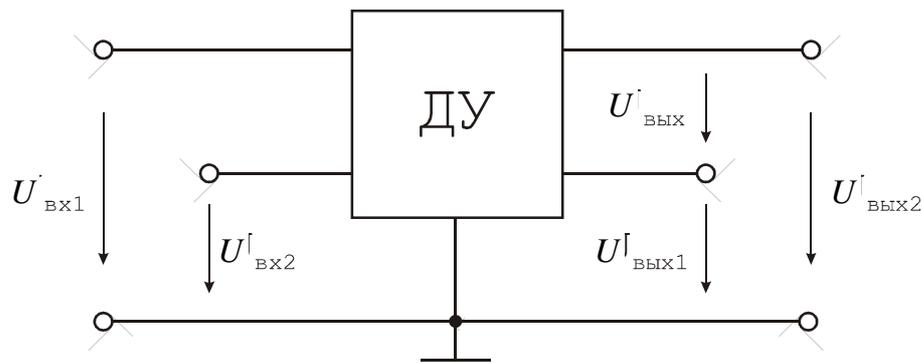


Рис. 26.1

Сигналы на входе дифференциального усилителя представляют в виде суммы *дифференциальной* и *синфазной* составляющих:

$$U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{сф}} + U_{\text{д}}/2;$$

$$U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{сф}} - U_{\text{д}}/2.$$

Из последних равенств следует, что дифференциальный сигнал равен разности входных напряжений:

$$U_{\text{д}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}, \quad (26.1)$$

а синфазный – их полусумме:

$$U_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}}{2}. \quad (26.2)$$

В соответствии с (26.1) и (26.2) источник сигнала на входе дифференциального усилителя можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 26.2.

Различают коэффициенты усиления дифференциального и синфазного сигналов:

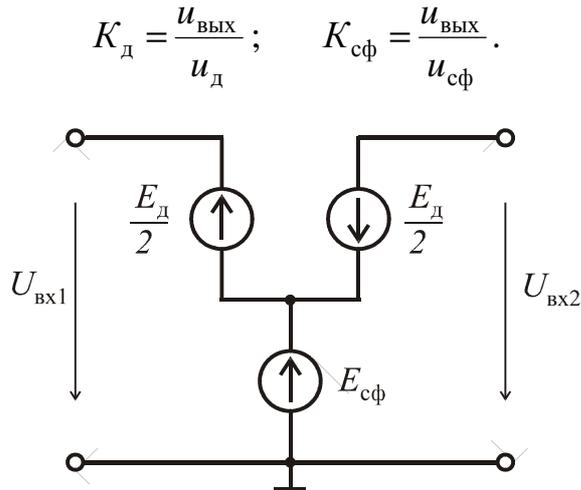


Рис. 26.2

Важное свойство дифференциального усилителя заключается в том, что он усиливает дифференциальные и ослабляет синфазные составляющие сигнала. Одним из главных параметров дифференциального усилителя является *коэффициент ослабления синфазного сигнала*, который показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального сигнала больше коэффициента усиления синфазного сигнала:

$$K_{\text{осс}} = \frac{K_d}{K_{\text{сф}}}.$$

Дифференциальные усилители находят широкое применение в аналоговых интегральных схемах: операционных усилителях, аналоговых перемножителях, компараторах и т. д. Это объясняется следующими причинами.

1. ДУ эффективно подавляет синфазные составляющие сигнала, которые как правило являются помехами.
2. ДУ не требуют включения развязывающих конденсаторов.
3. Работа дифференциальных усилителей основана на идентичности параметров элементов, входящих в его состав. Это легко обеспечивается в интегральных схемах, где элементы расположены на одном кристалле на расстоянии нескольких микрон.

В аналоговых интегральных схемах используют дифференциальные усилители на биполярных и полевых транзисторах. Рассмотрим принцип действия и основные характеристики этих устройств.

3. Дифференциальный усилитель на МОП-транзисторах

Схема дифференциального усилителя на МОП-транзисторах показана на рис. 26.3. Ее называют иногда парой с истоковой связью. Смещение рабочих точек обоих транзисторов создается источником тока J . Как правило, источник тока реализуется на основе токового зеркала.

Схема усилителя на рис. 26.3 имеет два плеча. Первое плечо образовано резистором R_{c1} и транзистором $VT1$, а второе – резистором R_{c2} и транзистором $VT2$. Будем считать, что характеристики обоих плеч идентичны: параметры обоих транзисторов одинаковы, а $R_{c1} = R_{c2} = R_c$. На практике это легко достигается в интегральных схемах, когда все элементы расположены на одном кристалле.

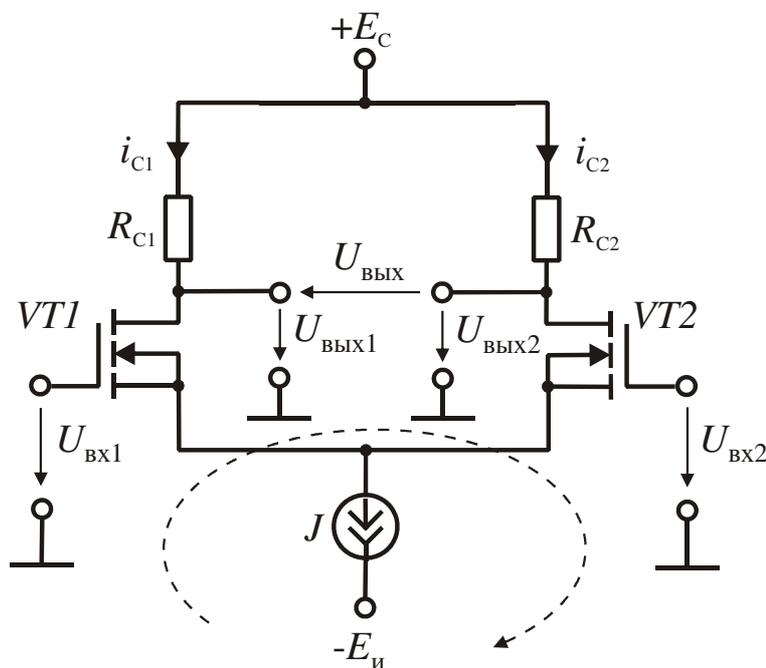


Рис. 26.3

Из уравнения по второму закону Кирхгофа для контура, включающего входы усилителя и цепи затвор – исток обоих транзисторов (на рис. 26.3 показан пунктиром), следует, что

$$U_{зи1} - U_{зи2} = U_{вх1} - U_{вх2}.$$

Таким образом, если входные напряжения равны, то равны и напряжения на затворах обоих транзисторов.

В соответствии с первым законом Кирхгофа $I_{c1} + I_{c2} = J$. Поскольку транзисторы идентичны и $U_{зи1} = U_{зи2}$, то

$$I_{c1} = I_{c2} = J/2. \quad (26.3)$$

При этом выходные напряжения одинаковы:

$$U_{\text{вых1}} = E_c - R_c I_{c1}; \quad U_{\text{вых2}} = E_c - R_c I_{c2}.$$

Предположим, что на входе действует синфазный сигнал, т. е. напряжения на обоих входах усилителя одновременно изменяются на одну и ту же величину. В соответствии с (26.3) токи обоих плеч схемы останутся неизменными. Поэтому и выходные напряжения останутся прежними.

Итак, если схема на рис. 26.3 симметрична, усиление синфазного сигнала не происходит. Говорят, что дифференциальный усилитель подавляет синфазный сигнал.

Подавление синфазного сигнала происходит в том случае, если ток источника делится поровну между транзисторами. Определим диапазон изменения синфазного напряжения, при котором транзисторы работают в режиме насыщения. Для того чтобы МОП-транзистор оставался в режиме насыщения, напряжение между стоком и истоком должно превышать напряжение насыщения $U_n = U_{cф} - U_0$. Учитывая, что

$$U_{cн} = E_c - \frac{J}{2} R_c,$$

получаем, что максимальная величина синфазного напряжения равна:

$$U_{cф} = E_c + U_0 - \frac{J}{2} R_c.$$

Здесь U_0 – пороговое напряжение МОП-транзистора.

Предположим теперь, что на входе действует дифференциальный сигнал, т. е. напряжение $U_{\text{вх1}}$ увеличилось на величину ΔU , а напряжение $U_{\text{вх2}}$ уменьшилось на такую же величину. Ток стока первого транзистора увеличится на величину ΔI . Поскольку сумма токов обоих транзисторов должна остаться неизменной, ток второго транзистора уменьшится на такую же величину:

$$I_{c1} = J/2 + \Delta I;$$

$$I_{c2} = J/2 - \Delta I.$$

Изменяются и выходные напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = E_c - R_c (J/2 + \Delta I);$$

$$U_{\text{ВЫХ2}} = E_c - R_c (J/2 - \Delta I).$$

Таким образом, дифференциальный усилитель усиливает только дифференциальные составляющие сигнала.

Определим коэффициенты усиления дифференциальной и синфазной составляющих переменного сигнала в схеме на рис. 26.3.

Коэффициент усиления дифференциального сигнала. Будем считать, что дифференциальная составляющая сигнала мала, и транзисторы можно заменить схемами замещения для режима малого сигнала. Для определения коэффициента усиления дифференциального сигнала рассмотрим расчетную схему, показанную на рис. 26.4. Источники постоянных напряжений и токов в этой схеме исключены. Резистор R_J учитывает конечное входное сопротивление источника тока в исходной схеме на рис. 26.3.

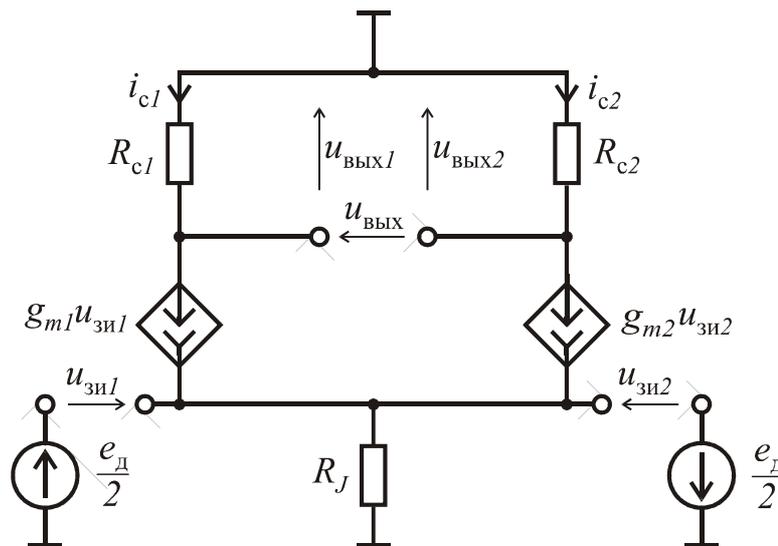


Рис. 26.4

Поскольку плечи схемы симметричны, токи i_{c1} и i_{c2} одинаковы, а ток в резисторе R_J равен нулю. Для направлений токов, выбранных на рис. 26.4, справедливо равенство

$$i_{c1} = -i_{c2} = g_m \frac{u_{\text{д}}}{2}.$$

Здесь g_m – удельная проводимость МОП-транзистора, определяемая формулой (11.14). Для удобства приведем ее еще раз:

$$g_m = \sqrt{2bI_c}.$$

Выходные напряжения

$$u_{\text{ВЫХ1}} = -R_c g_m \frac{u_d}{2}; \quad u_{\text{ВЫХ2}} = R_c g_m \frac{u_d}{2}; \quad u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВЫХ1}} - u_{\text{ВЫХ2}} = -R_c g_m u_d.$$

Итак, коэффициент усиления дифференциального сигнала

$$K_{\text{д1}} = -K_{\text{д2}} = \frac{u_{\text{ВЫХ1}}}{u_d} = -\frac{1}{2} R_c g_m.$$

Если используется симметричный выход, то коэффициент усиления окажется в два раза выше:

$$K_d = R_c g_m.$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала. Рассмотрим расчетную схему, показанную на рис. 26.5.

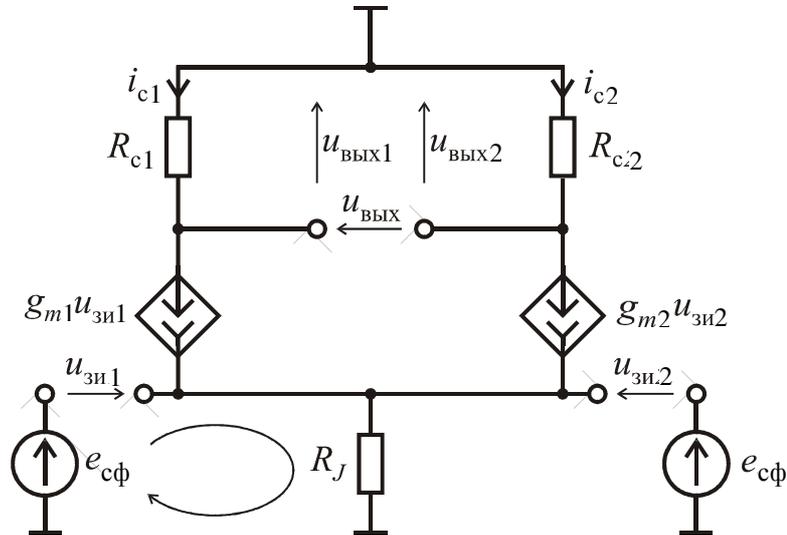


Рис. 26.5

Токи i_{c1} и i_{c2} равны и одинаково направлены, поэтому ток источника тока $i_J = i_{c1} + i_{c2} = 2g_m u_{\text{зи}}$. Для контура, показанного на рис. 26.5, справедливо равенство

$$u_{\text{зи}} = u_{\text{сф}} - 2R_J g_m u_{\text{зи}}.$$

Напряжение затвор-исток

$$u_{зи} = \frac{u_{сф}}{1 + 2R_J g_m} \approx \frac{u_{сф}}{2R_J g_m}.$$

Выходные напряжения, обусловленные синфазной составляющей сигнала,

$$u_{вых1} = u_{вых2} = -R_c g_m u_{зи} \approx \frac{R_{c1}}{2R_J} u_{сф}. \quad (26.4)$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала

$$K_{сф} = \frac{R_{c1}}{2R_J}.$$

Поскольку внутреннее сопротивление источника тока значительно больше сопротивления резистора в цепи стока, коэффициент усиления синфазного сигнала очень мал.

Определим теперь величину $K_{сф}$, если напряжение снимается с симметричного выхода. Из (26.4) следует, что

$$u_{вых} = u_{вых2} - u_{вых1} = 0.$$

Таким образом, если используется симметричный выход, коэффициент усиления синфазного сигнала $K_{сф} = 0$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{осс} = \frac{K_d}{K_{сф}} = \frac{1}{2} R_J g_m.$$

В случае симметричного выхода $K_{осс} = \infty$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала находится в прямой зависимости от сопротивления источника тока. Для увеличения $K_{осс}$ его сопротивление должно быть как можно больше.

В реальных устройствах невозможно добиться полной симметрии плеч дифференциального усилителя. Поэтому степень подавления синфазного сигнала не столь велика. Коэффициент ослабления синфазного сигнала высококачественных усилителей составляет 10^4 – 10^5 . Обычно $K_{осс}$ выражают в

децибелах. Коэффициент ослабления синфазной составляющей современных дифференциальных усилителей составляет 80–100 дБ.

3. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах

Схема дифференциального усилителя на биполярных транзисторах показана на рис. 26.6. Ее называют иногда *схемой с эмиттерной связью*. Первое плечо усилителя образовано резисторами $R_{к1}$, $R_{э1}$ и транзистором $VT1$, а второе – резисторами $R_{к2}$, $R_{э2}$ и транзистором $VT2$. Источник тока реализуют с помощью схемы с общим эмиттером либо на основе токового зеркала.

Если плечи схемы симметричны и входные напряжения одинаковы, ток источника делится поровну между транзисторами $VT1$ и $VT2$:

$$I_{к1} = I_{к2} = \alpha J/2.$$

Нетрудно показать, что при равенстве входных напряжений

$$U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = E_{к} - \frac{1}{2} \alpha R_{к} J.$$

Напряжение симметричного выхода

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}} = 0.$$

Предположим, что на входах дифференциального усилителя действует синфазный сигнал $U_{\text{сф}}$. При действии такого сигнала токи коллекторов не изменятся, поэтому выходные напряжения останутся прежними. Таким образом, в случае симметрии плеч синфазный сигнал не изменяет режим работы дифференциального усилителя.

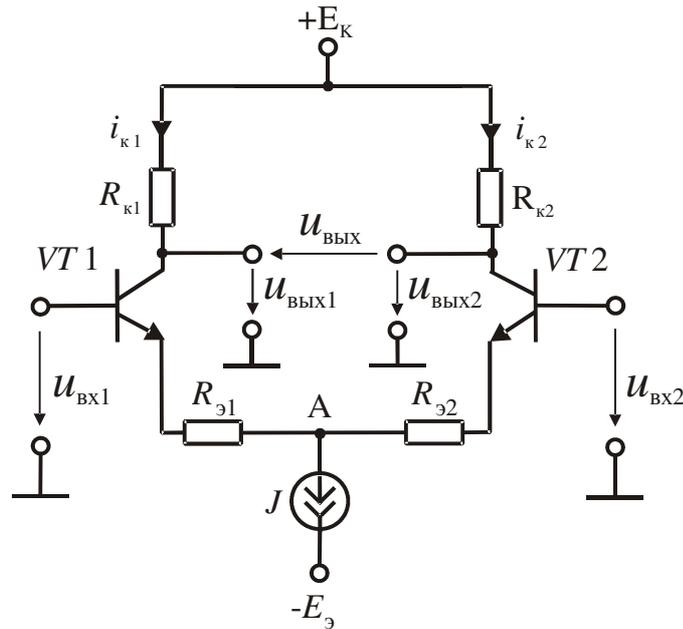


Рис. 26.6

Предположим теперь, что на входе действует дифференциальный сигнал, т. е. напряжение $U_{\text{ВХ}}$ увеличилось на величину ΔU , а напряжение $U_{\text{ВХ}2}$ уменьшилось на такую же величину. При этом ток $I_{\text{к}1}$ увеличится, а ток $I_{\text{к}2}$ уменьшится на величину ΔI . Изменятся и выходные напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}1} = E_{\text{к}} - R_{\text{к}1}(J/2 + \Delta I);$$

$$U_{\text{ВЫХ}2} = E_{\text{к}} - R_{\text{к}2}(J/2 - \Delta I).$$

Таким образом, схема на рис. 26.6 усиливает только дифференциальный сигнал. Анализ показывает, что небольшие изменения дифференциального напряжения приводят к значительным изменениям токов $I_{\text{к}1}$ и $I_{\text{к}2}$, а следовательно, и выходных напряжений. Выходные напряжения дифференциального усилителя определяются не абсолютной величиной напряжений $U_{\text{ВХ}1}$ и $U_{\text{ВХ}2}$, а их разностью, т. е. дифференциальной составляющей входного напряжения. Это справедливо до тех пор, пока транзисторы работают в активном режиме.

Определим коэффициенты усиления дифференциальной и синфазной составляющих переменного сигнала в схеме на рис. 26.6. Будем считать, что амплитуда входных сигналов мала и транзисторы работают в активном режиме.

Коэффициент усиления дифференциального сигнала. Предположим, что на входах усилителя действует дифференциальный сигнал малой амплитуды. Рассмотрим расчетную схему, показанную на рис. 26.7. Транзисторы представлены простейшей схемой замещения, содержащей управляемый ис-

точник тока. Поскольку мы рассматриваем режим малого сигнала, источники постоянных токов и напряжений исключены. Резистор R_J учитывает конечное внутреннее сопротивление источника тока.

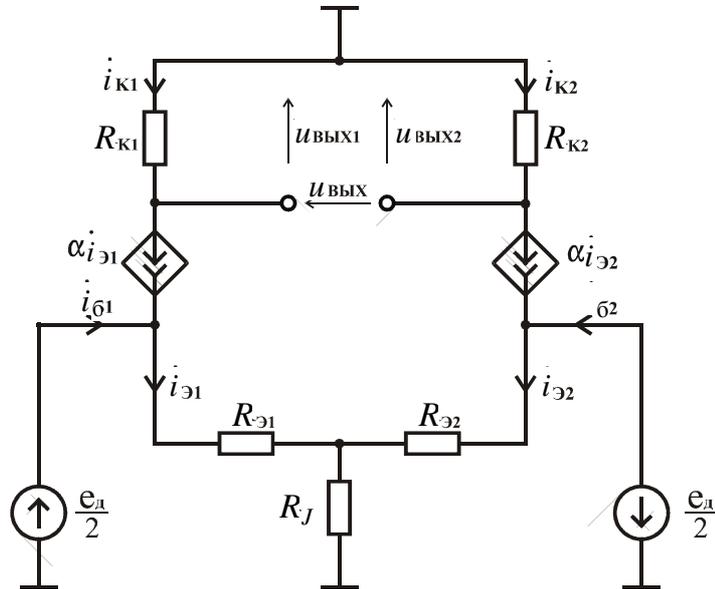


Рис. 26.7

Так как плечи схемы идентичны, токи эмиттеров равны

$$I_{Э1} = -I_{Э2} = \frac{e_d}{R_{Э1} + R_{Э2}} = \frac{e_d}{2R_Э}.$$

Выходные напряжения

$$u_{ВЫХ1} = -\alpha \frac{R_K}{2R_Э} e_d; \quad u_{ВЫХ2} = \alpha \frac{R_K}{2R_Э} e_d.$$

В случае симметричного выхода

$$u_{ВЫХ} = u_{ВЫХ1} - u_{ВЫХ2} = \alpha \frac{R_K}{R_Э} e_d.$$

Коэффициенты усиления дифференциального сигнала

$$K_{д1} = -K_{д1} = \frac{u_{\text{ВЫХ1}}}{u_{д}} = \frac{1}{2} \alpha \frac{R_{к}}{R_{э}}.$$

Для симметричного выхода

$$K_{д} = \alpha \frac{R_{к}}{R_{э}}.$$

Таким образом, коэффициент усиления дифференциального сигнала определяется отношением сопротивлений в цепях эмиттера и коллектора. Часто для увеличения $K_{д}$ резисторы $R_{э1}$ и $R_{э2}$ исключают. В этом случае сопротивление цепи эмиттера равно дифференциальному сопротивлению эмиттерного перехода (см. параграф 10.8):

$$R_{э} = \frac{Vt}{I_{э}} = \frac{Vt}{J/2}.$$

Обычно это сопротивление составляет несколько десятков Ом.

Коэффициент усиления синфазного сигнала. Рассмотрим расчетную схему, показанную на рис. 26.8.

Токи $I_{э1}$ и $I_{э2}$ равны и направлены так, как показано на рис. 26.8. В соответствии с первым законом Кирхгофа

$$I_{J} = I_{э1} + I_{э2} = 2I_{э}.$$

Из уравнения для контура, показанного на рис. 26.8, следует, что

$$I_{э} = \frac{e_{сф}}{R_{э} + 2R_{J}}.$$

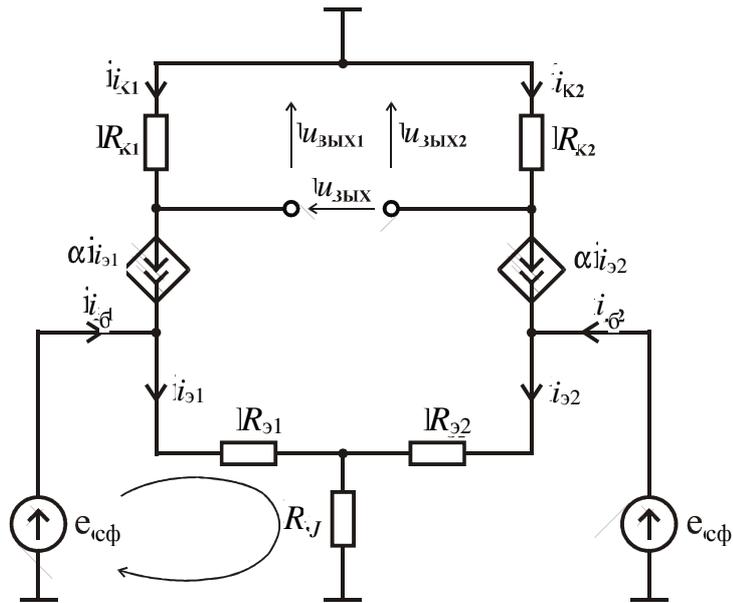


Рис. 26.8

Сопротивления резисторов в цепи эмиттеров невелики, поэтому всегда выполняется неравенство $R_э \ll R_J$. Токи $I_{э1}$ и $I_{э2}$ можно представить приближенным выражением

$$I_э \approx \frac{e_{сф}}{2R_J}.$$

Выходные напряжения

$$u_{ВЫХ1} = u_{ВЫХ2} = -\alpha \frac{R_К}{2R_J} e_{сф}.$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала

$$K_{сф1} = K_{сф2} = -\frac{\alpha R_К}{2R_J}.$$

Чем больше сопротивление источника тока, тем меньше коэффициент усиления синфазного сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{осс} = \frac{K_д}{K_{сф}} \approx \frac{R_J}{R_э}.$$

Для симметричного выхода напряжение синфазной составляющей $u_{\text{вых}} = 0$, поэтому $K_{\text{сф}} = 0$.

Как и для усилителя на МОП-транзисторах, коэффициент ослабления синфазного сигнала прямо пропорционален сопротивлению источника тока.

Принципы работы дифференциальных усилителей на биполярных и МОП-транзисторах схожи. Похожи и расчетные соотношения, определяющие коэффициенты усиления дифференциальной и синфазной составляющих обоих типов усилителей.

Входные сопротивления дифференциальных усилителей. Поскольку ток затвора полевого транзистора равен нулю, входное сопротивление дифференциального усилителя на МОП-транзисторах практически бесконечно как для дифференциальной, так и для синфазной составляющих сигнала. В случае усилителей на биполярных транзисторах картина иная. Определим входное сопротивление дифференциального усилителя на рис. 26.6 для дифференциальной и синфазной составляющих сигнала.

Входной ток, обусловленный дифференциальной составляющей сигнала,

$$I_{\text{б1}} = \frac{I_{\text{э1}}}{\beta + 1} \approx \frac{e_{\text{д}}}{2R_{\text{э}}(\beta + 1)}.$$

Входное сопротивление для дифференциальной составляющей

$$R_{\text{вх диф}} = \frac{e_{\text{д}}}{i_{\text{б1}}} = 2R_{\text{э}}(\beta + 1).$$

Входной ток, обусловленный синфазной составляющей сигнала,

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{э}}}{\beta + 1} \approx \frac{e_{\text{сф}}}{2R_{\text{э}}(\beta + 1)}.$$

Входное сопротивление для синфазной составляющей

$$R_{\text{вх сф}} = 2R_{\text{э}}(\beta + 1).$$

Полученные соотношения показывают, что входные сопротивления дифференциальных усилителей на биполярных транзисторах зависят от параметров транзисторов, внутреннего сопротивления источника тока и сопротивлений в цепях эмиттеров. Для увеличения входного сопротивления ДУ необходимо использовать биполярные транзисторы с большими значениями коэффициента β .

Дифференциальные усилители на биполярных и МОП-транзисторах находят широкое применение в электронике и измерительной технике при усилении слабых сигналов. ДУ являются важными функциональными узлами аналоговых интегральных схем. Это объясняется тем, что в интегральных схемах, где элементы расположены друг от друга на расстоянии нескольких микрон, легко обеспечить требуемую идентичность параметров.

4. Усилители мощности

Усилители мощности используют в выходных каскадах усилителей. Их основное назначение – передача заданной мощности в нагрузку. Коэффициент усиления напряжения является для усилителей мощности второстепенным параметром. Наиболее важными являются коэффициент усиления мощности, КПД, степень нелинейных искажений выходного сигнала. Как правило, коэффициент усиления напряжения выходных каскадов близок к единице. Усиление мощности достигается за счет усиления тока. Необходимость увеличения КПД обусловлена тем, что большая часть мощности источника питания потребляется выходными каскадами усилителя. Кроме того, слишком большая мощность, рассеиваемая усилителем, может привести к перегреву транзисторов.

Существует несколько режимов работы усилителей, отличающихся положением рабочей точки на передаточной характеристике. Различают три основных режима усилительных каскадов или классов усиления: *A*, *B* и *C*. Они отличаются коэффициентом полезного действия и уровнем нелинейных искажений.

Рассмотрим основные режимы работы усилителей на примере эмиттерного повторителя (рис. 26.9), который часто используют в качестве усилителя мощности. Во всех рассматриваемых случаях коллекторный переход смещен в обратном направлении. Режим усилителя зависит от того, как смещен эмиттерный переход в отсутствие входного сигнала.

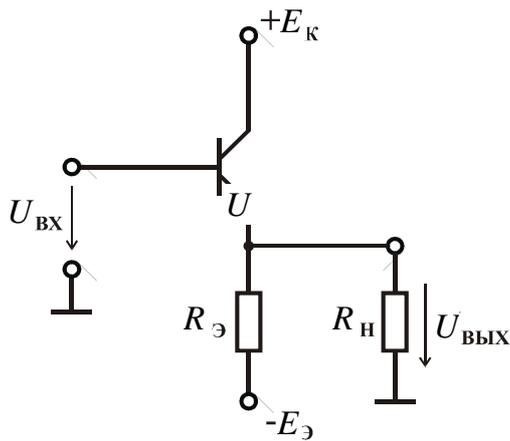


Рис. 26.9

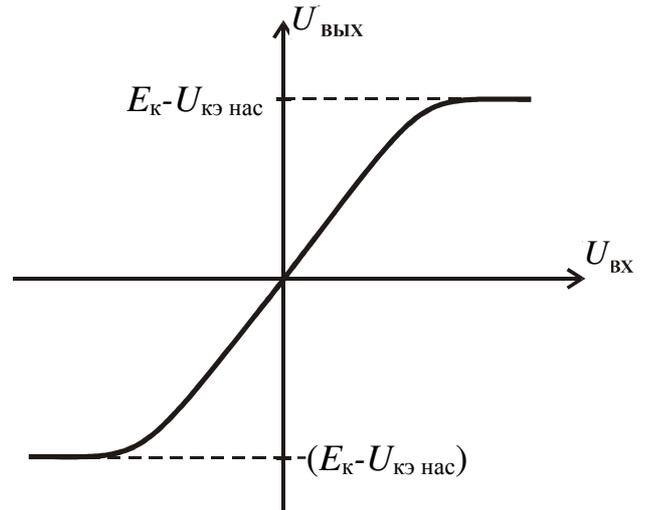


Рис. 26.10

Режим А. В этом режиме эмиттерный переход смещен так, что схема всегда функционирует на линейном участке передаточной характеристики, а транзистор никогда не переходит в режим насыщения. В схеме на рис. 26.9 напряжения $E_к$ и $E_э$ равны, и рабочая точка находится на линейном участке передаточной характеристики (рис. 26.10).

Полный размах напряжения выходного сигнала не превышает напряжения питания $E_к$. Например, если $E_к = 10$ В, то и амплитуда выходного напряжения не может превышать 10 В. Если к тому же необходимо обеспечить минимальные искажения выходного сигнала, его размах ограничивают значениями, меньшими $E_к$.

Определим Примем, что выходной сигнал имеет синусоидальную форму. Мощность нагрузки

$$P_н = \frac{(U_{\text{ВЫХ}} / \sqrt{2})^2}{R_н} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_н}.$$

Здесь $U_{\text{ВЫХ}}$ – амплитуда выходного напряжения. Мощность, отдаваемая источником питания,

$$P_{\text{ист}} = 2E_к I.$$

В последнем выражении учтено, что в схеме на рис. 26.15 используется расщепленный источник и $E_к = E_э$.

Коэффициент полезного действия равен отношению мощности, выделяемой в нагрузке, к мощности, отдаваемой источником питания:

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{ист}}} = \frac{1}{4} \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_{\text{н}} E_{\text{к}} I}.$$

Можно показать, что коэффициент полезного действия усилителя, работающего в режиме А. достигнет наибольшего значения, равного 25 %, когда амплитуда выходного напряжения максимальна, т. е. $U_{\text{вых}} = E_{\text{к}} = R_{\text{н}} I$. Для уменьшения нелинейных искажений амплитуду выходных напряжений ограничивают значениями, меньшими $E_{\text{к}}$, Если в нагрузке выделяется максимальная мощность (при равенстве выходного сопротивления повторителя и сопротивления нагрузки), а размах выходного напряжения равен половине $E_{\text{к}}$, то КПД равен всего лишь 6.25 %.

Низкий КПД в режиме А определяется тем, что постоянная составляющая тока через транзистор не зависит от входного сигнала. Поэтому мощность, потребляемая от источника в этом режиме, постоянна. Более того, мощность, рассеиваемая транзистором, максимальна при отсутствии входного сигнала.

Режим В. В этом режиме эмиттерный переход смещен так, что рабочая точка находится на границе области отсечки. Обратимся еще раз к схеме эмиттерного повторителя на рис. 26.9. Примем, что напряжение $E_{\text{э}} = 0$. Передаточная характеристика, соответствующая этому случаю, показана на рис. 26.11.

Если входной сигнал отсутствует, эмиттерный переход смещен в обратном направлении и транзистор находится в состоянии отсечки. За счет этого снижается мощность, потребляемая от источника питания.

Когда входное напряжение положительно, эмиттерный переход отпирается и транзистор переходит в активный режим. Выходное напряжение повторяет форму положительной полуволны выходного напряжения. Во время отрицательной полуволны входного напряжения эмиттерный переход смещен в обратном направлении, транзистор находится в состоянии отсечки и выходное напряжение равно нулю. Графики напряжений на входе и выходе повторителя, работающего в режиме В, показаны на рис. 26.12.

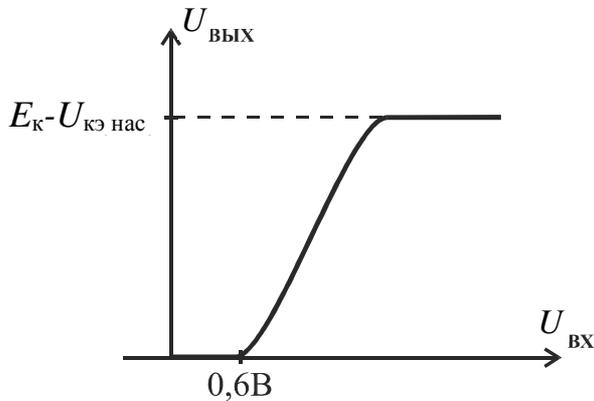


Рис. 26.11

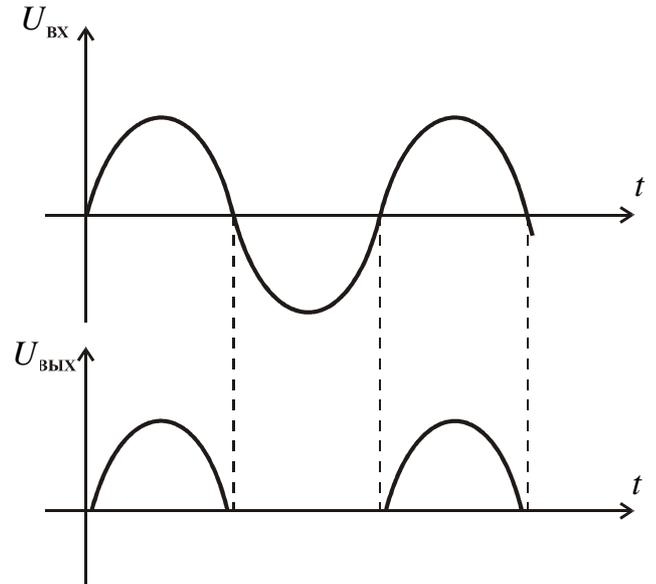


Рис. 26.12

Режим В позволяет значительно увеличить КПД усилителя, поскольку при отсутствии входного сигнала ток транзистора равен нулю. Следовательно, равна нулю и мощность, потребляемая от источника. Однако, как видно из рис. 26.12, форма выходного сигнала при этом сильно искажена.

Для того чтобы получить на выходе сигнал обеих полярностей, используют комплементарную схему, содержащую транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$ -типов (рис. 26.13). Она состоит по существу из двух эмиттерных повторителей, один из которых усиливает положительную, а другой – отрицательную полуволну входного сигнала. Эту схему часто называют *двухтактным эмиттерным повторителем*.

При отсутствии входного сигнала оба транзистора находятся в состоянии отсечки, поскольку напряжения на эмиттерных переходах равны нулю. Во время положительной полуволны входного напряжения открывается $n-p-n$ -транзистор $VT1$, а во время отрицательной – $p-n-p$ -транзистор $VT2$.

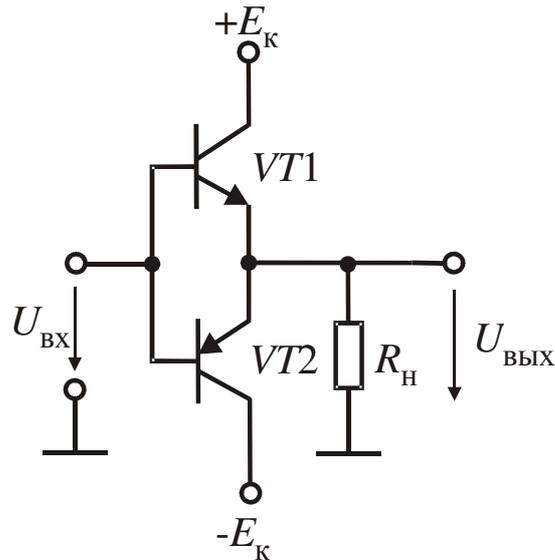


Рис. 26.13

Коэффициент полезного действия двухтактного эмиттерного повторителя

$$\eta = \left(\frac{1}{2} \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_{\text{Н}}} \right) / \left(\frac{2}{\pi} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}} E_{\text{К}} \right) = \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{К}}}. \quad (26.5)$$

КПД возрастает с увеличением амплитуды выходного напряжения и достигает своего максимального значения при $U_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{К}}$:

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 0.785.$$

Таким образом, двухтактная схема обладает значительно большим КПД, чем обычный эмиттерный повторитель.

Напряжение на выходе двухтактной схемы отличается от выходного на величину падения напряжения на эмиттерном переходе. Следовательно, $U_{\text{ВЫХ}} \approx U_{\text{ВХ}}$, т. е. схема является повторителем напряжения. Коэффициент усиления тока $K_I \approx \beta$. Усиление мощности происходит за счет усиления тока.

Двухтактной схеме на рис. 26.13 свойственны значительные нелинейные искажения, обусловленные нелинейностью начального участка передаточной характеристики эмиттерного повторителя (рис. 26.14). В диапазоне изменения входного напряжения $-0.6 < u_{\text{ВХ}} < 0.6$ В оба транзистора находятся в режиме отсечки и передаточная характеристика имеет горизонтальный излом. Поскольку такие искажения возникают при переходе напряжения через нуль, их называют *переходными*. Они проявляются тем сильнее, чем меньше размах входного напряжения.

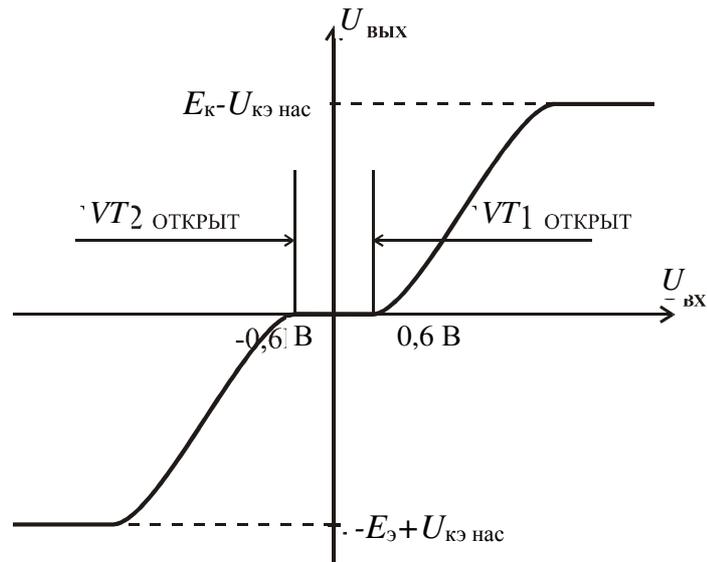


Рис. 26.14

Для уменьшения переходных искажений используют промежуточный режим АВ. В этом режиме на базы транзисторов подаются небольшие напряжения смещения. Это позволяет устранить излом начального участка передаточной характеристики и уменьшить переходные искажения.

Обычно источником смещения служат диоды, стабилитроны или транзисторы в диодном включении. Один из вариантов схемы, работающей в режиме АВ, показан на рис. 26.15.

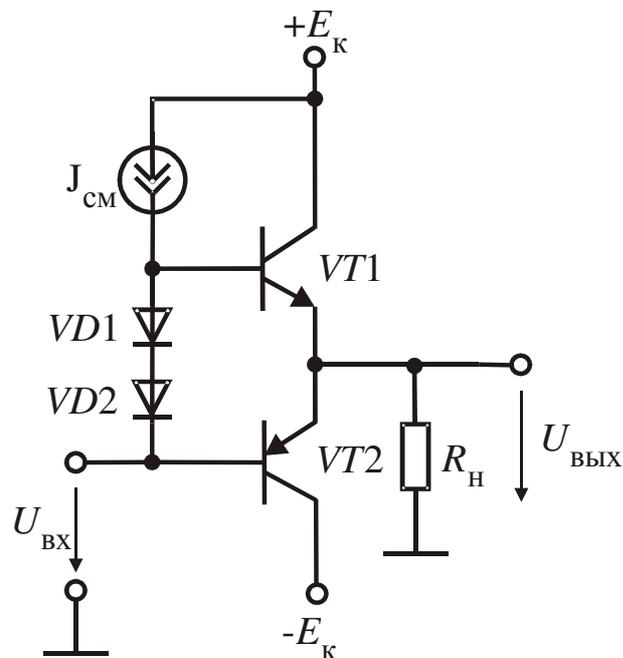


Рис. 26.15

Диоды, включенные между базами транзисторов, создают на эмиттерных переходах транзисторов дополнительное смещение. За счет этого при $u_{\text{вх}} = 0$ транзисторы работают в активном режиме. Как только входное напряжение становится положительным, транзистор $VT2$ переходит в режим отсечки. При отрицательном входном напряжении в отсечке находится $VT1$. При $u_{\text{вх}} = 0$ по крайней мере один из транзисторов находится в активном режиме. Таким образом, диоды существенно уменьшают переходные искажения и позволяют получить передаточную характеристику, близкую к линейной. Часто в качестве диодов используют транзисторы с зашунтированными коллекторными переходами.