

ДИСЦИПЛИНА	Схемотехника электронных устройств полное название дисциплины без аббревиатуры
ИНСТИТУТ	Радиотехнических и телекоммуникационных систем
КАФЕДРА	Радиоволновых процессов и технологий полное название кафедры
ГРУППА/Ы	РРБО-01, 02-18, РИБО-01, 02, 03-18, РССО-01, 02, 03-18 номер групп/ы, для которых предназначены материалы
ВИД УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА	Лекция лекция; материал к практическим занятиям; контрольно-измерительные материалы к практическим занятиям; руководство к КР/КП, практикам
ПРЕПОДАВАТЕЛЬ	Тепляков Алексей Павлович фамилия, имя, отчество
СЕМЕСТР	5 семестр указать номер семестра обучения

7. Каскады усиления постоянного тока

7.1. Основные определения и характеристики

Каскады данного типа предназначены для усиления входных сигналов до величины, достаточной для возбуждения оконечного каскада, являющегося усилителем мощности. В отличие от усилителей переменного тока, примером которых являются усилители звуковых частот (УЗЧ), усилители постоянного тока (УПТ) обладают способностью усиливать постоянную составляющую тока сигнала, т.е. у данного класса усилителей $f_{н гр} = 0$. Частотные характеристики УПТ приведены на рисунке 7.1.

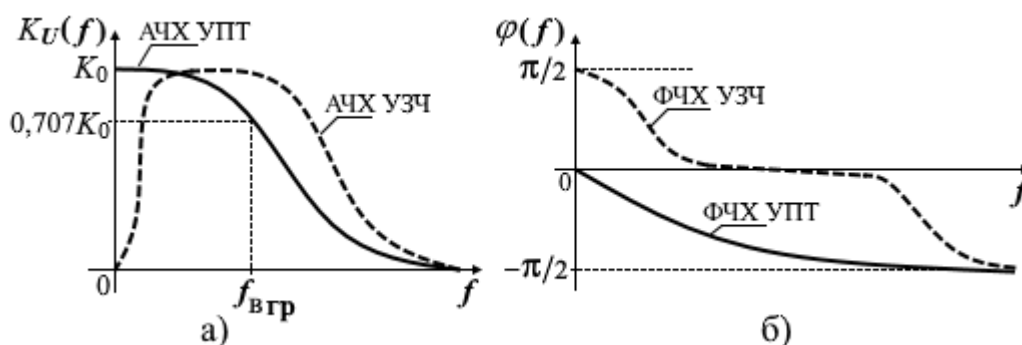


Рисунок 7.1 – Частотные характеристики УПТ и усилителя звуковых частот (УЗЧ): а) АЧХ УПТ и УЗЧ, б) ФЧХ УПТ и УЗЧ

Из графиков АЧХ на рисунке 7.1,а следует, что усиление УПТ максимально при нулевой частоте сигнала, в то время как усилитель переменного тока (усилитель звуковых частот) не способен усиливать сигналы нулевых частот из-за наличия в его схеме разделительных конденсаторов. Графики фазочастотных характеристик на рисунке 7.1,б показывают, что у УПТ отсутствует фазовый сдвиг на нулевой частоте сигнала, а у усилителя переменного тока или УЗЧ он на этой частоте максимален и имеет положительный знак.

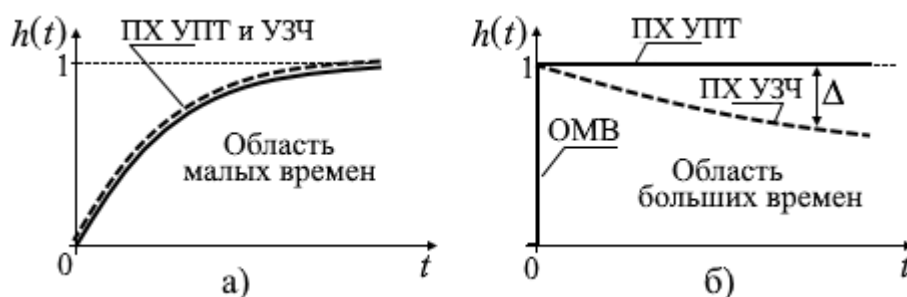


Рисунок 7.2 – Переходные характеристики УПТ и усилителя звуковых частот (УЗЧ): а) ПХ в области малых времен, б) ПХ в области больших времен

Переходная характеристика УПТ в области малых времен имеет такой же характер, как и у усилителя переменного тока (рисунок 7.2,а). Однако, в области больших времен, где область малых времен (ОМВ) сжимается в вертикальный отрезок в окрестности нулевой частоты, переходная характеристика УПТ имеет не спадающий равномерный тренд, в то время как в переходной характеристике УЗЧ появляется нарастающий спад Δ , как показано на рисунке 7.2,б.

Из-за необходимости усиления постоянной составляющей сигнала в УПТ нельзя применять частотно-зависимые элементы (разделительные конденсаторы и трансформаторы), особенно в схемах межкаскадной связи. В УПТ используется только гальваническая (непосредственная) связь между каскадами, что допускает возможность усиления помехи, близкой по характеру к полезному сигналу. Схемы простейших резисторных УПТ приведены на рисунке 7.3.

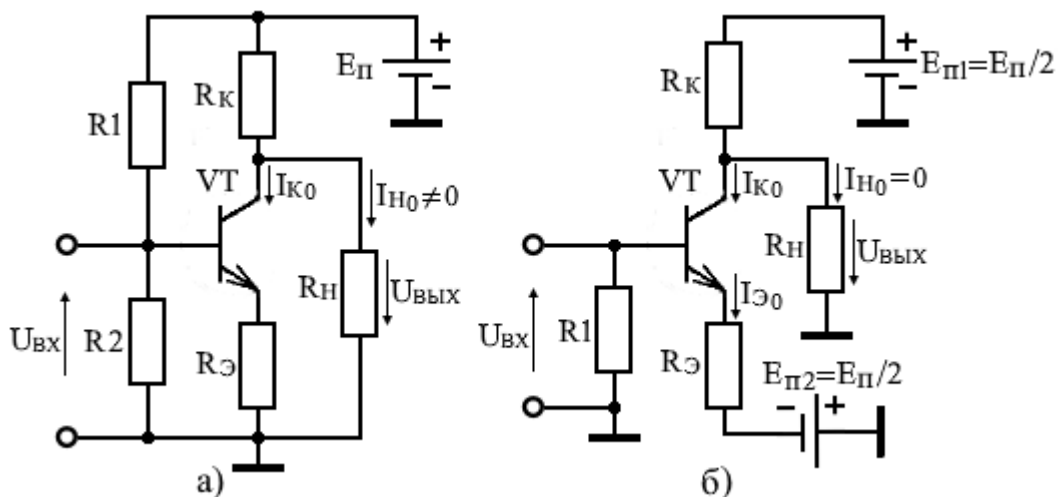


Рисунок 7.3 – Резисторные каскады УПТ: а) с несимметричным питанием; б) с симметричным питанием

Из-за несимметричного питания в схеме УПТ на рисунке 7.3,а при отсутствии входного сигнала через нагрузку R_n протекает постоянный ток $I_{H0} \neq 0$, создавая падение напряжения $U_{\text{вых}} = E_{\text{п}} - R_k(I_{K0} + I_{H0}) \neq 0$, которое может быть уменьшено до минимальной величины (но не до нуля) лишь при полностью открытом транзисторе VT (режим насыщения), когда усиление уже невозможно. Избежать такой ситуации можно, применяя в каскаде УПТ симметричное питание, как показано в схеме на рисунке 7.3,б, где $E_{\text{п1}} = E_{\text{п2}} = E_{\text{п}}/2$. Тогда при соблюдении баланса напряжений: $I_{K0}R_k = U_{KЭ0} + I_{Э0}R_э = E_{\text{п}}/2$ через нагрузку будет протекать нулевой ток $I_{H0} = 0$, и напряжение на выходе УПТ (на коллекторе) при отсутствии сигнала на входе будет равно нулю: $U_{\text{вых}} = 0$.

Отметим, что в схеме на рисунке 7.3,б, благодаря второму источнику питания $E_{\text{п2}}$, при задании начального смещения можно обойтись без делителя

напряжения R_1 и R_2 , который используется в схеме при несимметричном питании на рисунке 7.3,а, поскольку для задания смещения используется резистор R_3 : $U_{БЭ0} = E_{п}/2 - I_{э0}R_3$.

Таким образом, при проектировании схем на УПТ из нескольких каскадов при несимметричном питании возникает необходимость компенсации напряжения на коллекторе, определяющего режим транзистора. Другой особенностью простейших каскадов УПТ является наличие на их выходе **дрейфа нуля**, которым называют самопроизвольное изменение выходного напряжения при неизменном входном сигнале или закороченном входе усилителя.

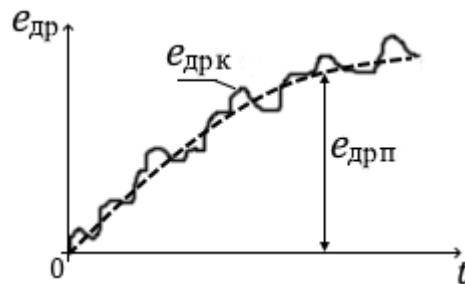


Рисунок 7.4 – Напряжение дрейфа нуля на выходе усилителя (УПТ)

В напряжении дрейфа нуля $e_{др}(t)$ на выходе усилителя на рисунке 7.4 можно выделить постоянную $e_{дрп}(t)$ и колебательную (переменную) $e_{дрк}(t)$ составляющие дрейфа. Причиной постоянной составляющей дрейфа являются:

- нестабильность напряжения источника питания;
- температурная нестабильность параметров элементов схемы;
- физическое старение элементов схемы.

Переменная составляющая дрейфа обусловлена низкочастотными помехами и шумами, в большей части из-за флуктуаций при токораспределении на переходе эмиттер-база транзистора. По величине переменная составляющая дрейфа намного меньше постоянной. Наличие дрейфа нуля препятствует достижению высокой чувствительности каскада.

Различают два вида дрейфа:

- **абсолютный дрейф** $\Delta U_{вых}$ при закороченном входе усилителя, т.е. при $U_{вх} = 0$. Он измеряется в [мкВ/час, мкВ/сутки];
- **относительный** или приведенный к входу усилителя **дрейф**, по которому оценивается качество работы УПТ: $e_{др} = \Delta U_{вых}/K_U$.

Наиболее существенным в транзисторных усилителях является температурный дрейф. Это величина приведенного дрейфа при изменении температуры на 1°C : $e_{др} = \Delta U_{вых}/(K_U \Delta T)$. Он измеряется в [мкВ/град].

Если УПТ является многокаскадным усилителем, и каждый каскад вносит свою долю напряжения дрейфа, умножаемую последующими каскадами, то напряжение дрейфа на выходе усилителя:

$$\Delta U_{\text{вых}} = e_{\text{др}1} K_1 K_2 \dots K_n + e_{\text{др}2} K_2 K_3 \dots K_n + \dots + e_{\text{др}n} K_n. \quad (7.1)$$

При этом величина приведенного ко входу дрейфа:

$$e_{\text{др}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K_U} = e_{\text{др}1} + e_{\text{др}1} \frac{1}{K_1} + \dots + e_{\text{др}n} \frac{1}{K_1 K_2 \dots K_{n-1}}. \quad (7.2)$$

Если коэффициент усиления первого каскада $K_1 \geq 10$, то можно считать, что дрейф нуля всего усилителя будет определяться дрейфом нуля первого каскада.

Все УПТ с гальванической связью можно классифицировать на два вида: небалансные и балансные. К отдельному большому классу относятся УПТ с преобразованием усиливаемого сигнала на несущую частоту и последующей демодуляцией переменного сигнала после его усиления (МДМ-усилители).

7.2. Небалансные усилители постоянного тока

Примером небалансного УПТ является двухкаскадный усилитель, схема которого представлена на рисунке 7.5.

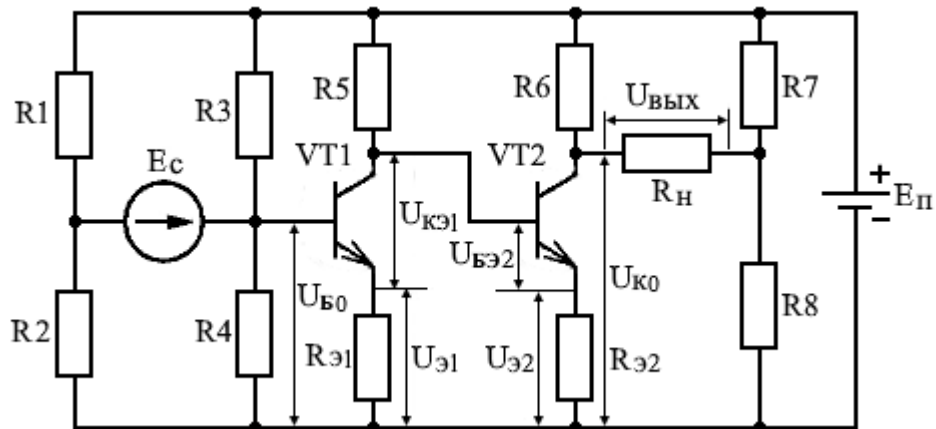


Рисунок 7.5 – Небалансный двухкаскадный усилитель постоянного тока

В усилителе использована гальваническая связь между каскадами. Напряжение смещения на базу второго каскада, задающего его рабочую точку, подается через коллекторную нагрузку (резистор R_5) первого каскада. В каскадах УПТ применена эмиттерная стабилизация коллекторных токов покоя с помощью резисторов $R_{э1}$ и $R_{э2}$. Чтобы исключить влияние напряжения источника питания $E_{\text{п}}$ на входной и выходной сигналы, источник сигнала E_c и нагрузка $R_{\text{н}}$ включены по мостовой схеме в диагонали сбалансированных мостов. Резисторы R_1 и R_2 первого моста компенсируют смещение $U_{\text{Б}0}$ на базе транзистора VT_1 , а резисторы R_7 и R_8 второго моста компенсируют положительный потенциал $U_{\text{К}0}$ на коллекторе транзистора VT_2 .

определяющий режим его работы. Если же будет изменяться напряжение сигнала E_c , то будет изменяться и напряжение, действующее между базой и эмиттером транзистора VT1. В результате, транзистор будет усиливать это изменение напряжения, которое после усиления изменит напряжение $U_{\text{вых}}$ на резисторе нагрузки R_n , включенном в диагональ моста на выходе УПТ.

Проведём качественную оценку усилительных свойств данного УПТ. Согласно обозначениям на рисунке 7.5 запишем:

$$U_{\text{БЭ2}} = (U_{\text{КЭ1}} + U_{\text{Э1}}) - U_{\text{Э2}}. \quad (7.3)$$

Из полученного соотношения следует, что

$$U_{\text{Э2}} = U_{\text{Э1}} + (U_{\text{КЭ1}} - U_{\text{БЭ2}}), \quad (7.4)$$

где выражение в скобках всегда является положительной величиной, поскольку $U_{\text{КЭ1}}$ превышает $U_{\text{БЭ2}} \approx 0,7$ В примерно на порядок. Поэтому всегда будет выполняться неравенство: $U_{\text{Э2}} > U_{\text{Э1}}$. Это приводит к двум негативным последствиям. Во-первых, при неизменных значениях напряжения питания E_n и режимах работы транзисторов VT1 и VT2 сопротивление резистора R_6 приходится выбирать меньшим, чем R_5 , что снизит коэффициент усиления по напряжению второго каскада.

Во-вторых, увеличение $U_{\text{Э2}}$ при одинаковом режиме работы транзисторов достигается путем увеличения сопротивления $R_{\text{Э2}}$, что приводит к дополнительному заметному уменьшению усиления второго каскада, поскольку сопротивления $R_{\text{Э}i}$ создают в каскадах последовательную отрицательную ОС по току. Поэтому создание УПТ подобного типа с числом каскадов, превышающим три, является не эффективным из-за значительного снижения усиления последующих каскадов.

Применение схем сдвига уровня коллекторного потенциала вместо резисторов $R_{\text{Э}i}$, создающих ООС, позволяет увеличить усиление. Однако наличие гальванических связей между каскадами сохраняет важный недостаток этих УПТ: возникновение дрейфа нуля на выходе под действием дестабилизирующих факторов.

7.3. Балансные усилители постоянного тока. Дифференциальный каскад

Использование балансных или мостовых схем в усилителях постоянного тока позволяет получить существенное уменьшение дрейфа нуля, обусловленное многими факторами: изменением напряжения питания и температуры окружающей среды, а также старением элементов усилителя. Балансные схемы УПТ имеют два входа и два выхода, что допускает четыре разновидности использования таких схем, показанные на рисунке 7.6

Наибольшее распространение среди мостовых схем получил параллельный балансный усилитель, который ещё называют

дифференциальным (разностным) усилителем (ДУ). К достоинствам ДУ относятся:

- способность подавления синфазных сигналов (помех);
- способность усиления разностного (парафазного) сигнала;
- способность выполнения математических операций, таких как перемножение сигналов и преобразование частоты сигнала.

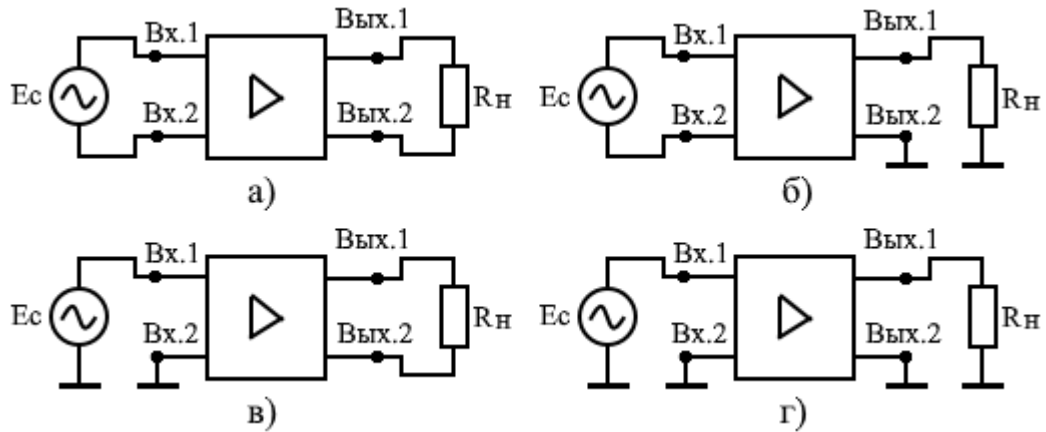


Рисунок 7.6 – Варианты схем подключения источника сигнала и нагрузки в балансных УПТ: а) симметричный вход – симметричный выход; б) симметричный вход – несимметричный выход; в) несимметричный вход – симметричный выход; г) несимметричный выход – несимметричный выход

Основным достоинством ДУ является очень малый дрейф нуля из-за дифференциального включения двух транзисторов по мостовой схеме и их идентичности по всем параметрам, поскольку ДУ в настоящее время выполняются на одном кристалле, составляющем основу интегральных микросхем (ИМС). Схемы выполнения ДУ на биполярных и полевых транзисторах являются идентичными (рисунок 7.7).

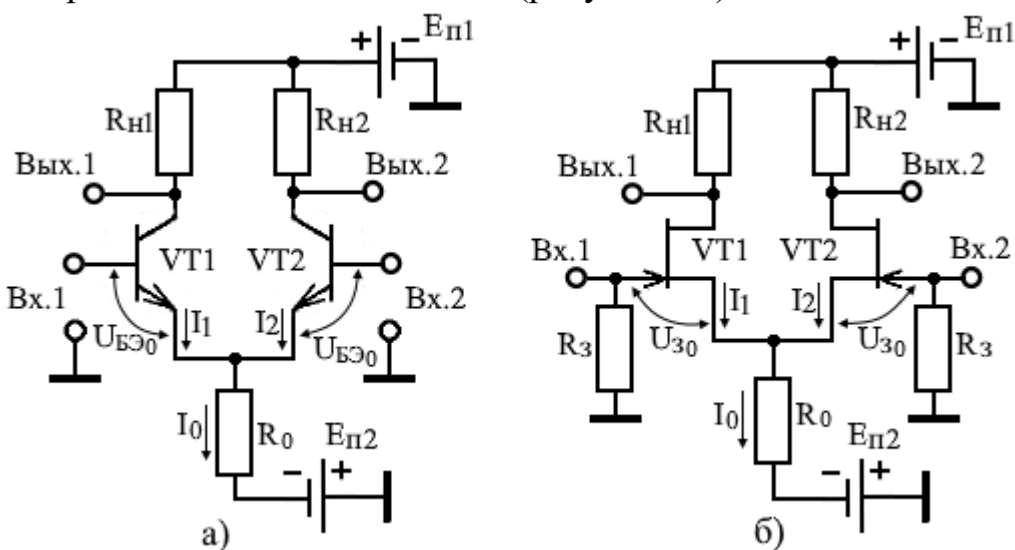


Рисунок 7.7 – Дифференциальные усилительные каскады: а) на биполярных транзисторах; б) на полевых транзисторах с управляющим р-п переходом

Представленные на этих рисунках дифференциальные усилители можно подключать к источнику входного сигнала и внешней нагрузке всеми указанными на рисунке 7.6 способами. При симметричном выходе внешняя нагрузка R_H подключается между выводами коллекторов (стоков) транзисторов, т.е. между клеммами «Вых.1» и «Вых.2». При несимметричном выходе внешняя нагрузка R_H подключается между одной из клемм «Вых.1» («Вых.2» и общим проводом («землей»)).

Для обеспечения нулевого уровня выходного напряжения на коллекторе (стоке) без применения схем сдвига уровня в ДУ использован второй источник питания $E_{п2}$, подключённый к точке соединения эмиттеров (истоков) транзисторов через резистор R_0 . Назначение данного резистора – компенсация влияния дестабилизирующих факторов при не идеальном балансе схемы путём введения последовательной отрицательной ООС по току, образующейся для синфазных сигналов благодаря резистору R_0 .

Кроме того, второй источник питания $E_{п2}$ и резистор R_0 позволяют реализовать начальное смещение $U_{БЭ0}$ без применения стандартного делителя на резисторах, использующегося в небалансных схемах:

$$U_{БЭ0} = E_{п2} - I_0 R_0. \quad (7.5)$$

Вследствие симметричности схемы ДУ при равенстве резисторов $R_{н1}$, $R_{н2}$ и подобранных транзисторах VT1 и VT2, что точно выполняется при интегральном исполнении, токи транзисторов I_i будут одинаковыми при любых одновременных и односторонних изменениях свойств транзисторов, резисторов и входных напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$. При этом разность выходных напряжений между коллекторами (стоками) транзисторов $\Delta U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2} = 0$. В такой идеальной схеме дрейф нуля будет полностью отсутствовать, а синфазные входные напряжения ($\dot{U}_{вх1} = \dot{U}_{вх2}$) даже для значений, приближающихся к $E_{п}$, не будут вызывать выходного отклика.

Данное свойство дифференциального усилителя можно объяснить путем представления его эквивалентной схемой в виде балансного моста, приведенной на рисунке 7.8. Резисторы R_{VT1} и R_{VT2} в нижней части моста представляют собой выходные сопротивления транзисторов ДУ, которые

изменяются в зависимости от уровня напряжений, подаваемых на входы ДУ.

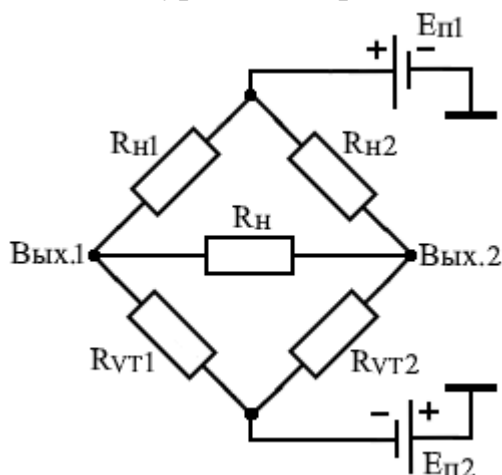


Рисунок 7.8 – Эквивалентная схема дифференциального усилителя

Резисторы R_{H1} и R_{H2} в верхней части моста подключаются к коллекторам (стокам) транзисторов в качестве внутренней нагрузки. При симметричном выходе $R_{H1} = R_{H2}$, а в диагональ моста между точками «Вых.1» и «Вых.2» может быть включено внешнее нагрузочное сопротивление R_{H1} , которое не показано на рисунке 7.7. Левое плечо моста образовано элементами R_{H1} и R_{VT1} , а правое плечо – элементами R_{H2} и R_{VT2} .

Причины, вызывающие дрейф нуля в УПТ (нестабильность напряжения питания, влияние температуры на параметры элементов и их старение) действуют на оба плеча моста одинаково. Поэтому потенциалы на концах резистора R_H в диагонали моста будут также изменяться одинаково, оставаясь равными друг другу, что обуславливает отсутствие тока через нагрузку R_H , а, следовательно, при указанных влияниях $\Delta U_{\text{вых}} = 0$. Таким образом, сам принцип работы ДУ препятствует возникновению в нём дрейфа нуля. При этом одностороннему и одинаковому изменению потенциалов на краях резистора R_H в ДУ противодействует глубокая ООС благодаря резистору R_0 .

При появлении ненулевой разности между входными напряжениями $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} \neq 0$, произойдет разбаланс моста из-за возникшей в процессе усиления разности в выходных сопротивлениях R_{VT1} и R_{VT2} транзисторов. При этом по сопротивлению R_H из-за разности потенциалов на его концах потечет ток, создавая выходное напряжение ДУ $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} \neq 0$, пропорциональное входной разности напряжений $\Delta U_{\text{вх}}$.

С ростом входной разности напряжений $\pm \Delta U_{\text{вх}}$ она будет усиливаться в ДУ с некоторым коэффициентом усиления K до уровней напряжений на коллекторах (стоках), приближающих к напряжениям источников питания $+E_{\text{П1}}, -E_{\text{П2}}$, формируя амплитудную характеристику ДУ. Амплитудная

характеристика ДУ для разности постоянных напряжений на входах имеет следующий вид:

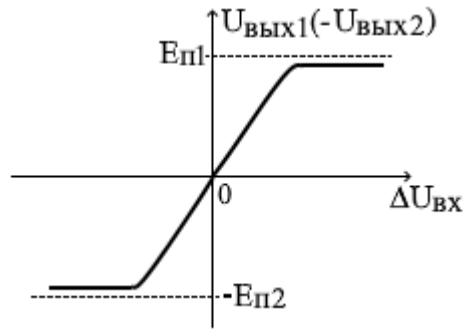


Рисунок 7.9 – Амплитудная характеристика дифференциального усилителя

На линейном участке амплитудная характеристика дифференциального усилителя может быть описана зависимостью: $U_{\text{ВЫХ}i} = \pm K(U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})$, где K – коэффициент усиления разностного сигнала.

7.3.1. Свойства ДУ при усилении синфазных сигналов

Дифференциальный усилитель имеет различную реакцию на выходе при воздействии на его входы синфазных и противофазных сигналов. Рассмотрим свойства ДУ при синфазных входных сигналах, которые являются одинаковыми по величине (амплитуде) и совпадающими по фазе.

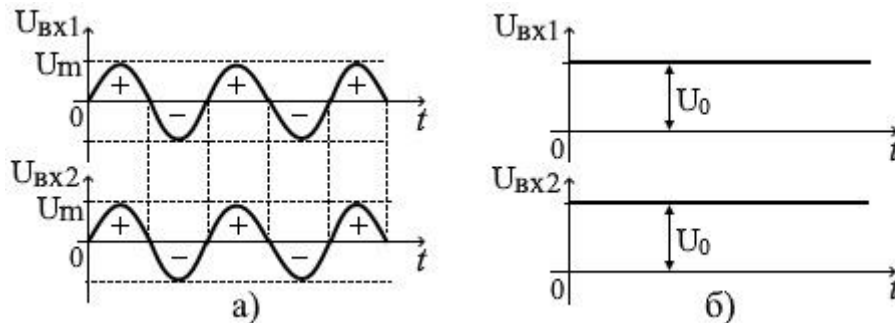


Рисунок 7.10 – Примеры синфазности: а) переменных и б) постоянных сигналов

Как правило, воздействие на входы ДУ синфазных сигналов производится из одного источника, генерирующего, например, помехи, воздействующие на входы транзисторов одновременно и с одинаковой интенсивностью. Также за синфазные сигналы принимают изменяющиеся из-за нестабильности напряжения источников питания ДУ.

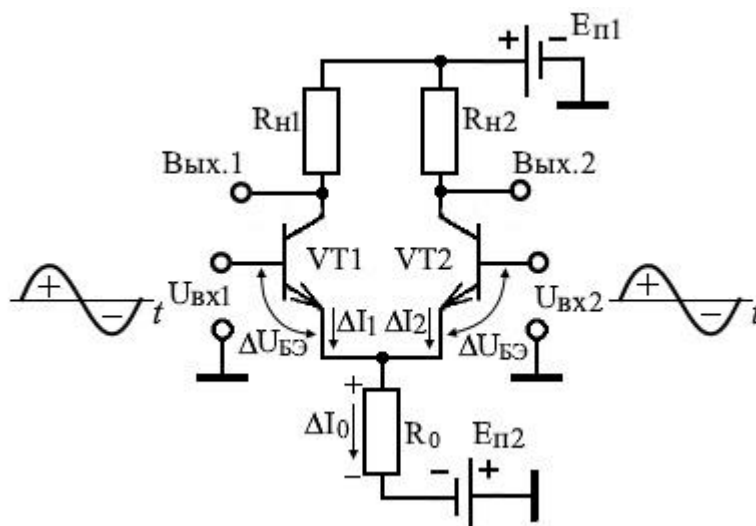


Рисунок 7.11 – Воздействие на дифференциальный УПТ синфазных сигналов

Показанные для примера на рисунке 7.11 синфазные воздействия напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ вызывают однонаправленные одинаковые изменения токов обоих транзисторов ΔI_1 и ΔI_2 , которые объединяются в изменение тока ΔI_0 , протекающего через резистор R_0 в цепи эмиттеров и вызывающего на нём изменение падения напряжения ΔU_{R_0} , которое для переходов база-эмиттер транзисторов является противофазным с входными напряжениями, вызывающими первоначальные изменения токов I_1 и I_2 . Поэтому изменения токов ΔI_1 и ΔI_2 будут компенсироваться.

Таким образом, благодаря резистору R_0 , в схеме ДУ для синфазных сигналов реализуется последовательная отрицательная ОС по току, стабилизирующая токи I_1 и I_2 , а, следовательно, и ток I_0 . При высоком стабилизирующем действии цепи ООС синфазные сигналы не вызовут изменений напряжений на выходных клеммах УПТ «Вых.1» и «Вых.2» относительно «земли». Соответственно, не изменится и разность напряжений $\Delta U_{вых} = U_{вых2} - U_{вых1} = 0$ между выходами при использовании симметричного выхода, если первоначально схема ДУ была сбалансирована. Кроме того, при большой величине резистора R_0 он сам будет оказывать непосредственное стабилизирующее действие на ток I_0 или на токи I_1 и I_2 .

Для оценки влияния элементов схемы УПТ на степень компенсации влияния синфазного сигнала $U_{вх с} = U_{вх1} = U_{вх2}$ воспользуемся основными положениями теории обратной связи. Представим приращение напряжения на резисторе R_0 , обусловленное одинаковым приращением токов I_i из-за воздействия на входы УПТ синфазных сигналов как напряжение на выходе цепи ОС:

$$\Delta U_{ос} = -\Delta I_0 R_0 = -2\Delta I_i R_0. \quad (7.6)$$

Знак минус в формуле (7.6) показывает, что напряжение ОС находится в противофазе с входным сигналом.

В результате изменения токов I_i напряжение на каждом выходе ДУ изменится на одинаковую величину: $\Delta U_{\text{вых}1} = \Delta U_{\text{вых}2} = -\Delta I_i R_{\text{hi}}$, где знак минус показывает, что напряжение на коллекторе транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, находится в противофазе с входным сигналом.

Коэффициент передачи цепи ОС для данной схемы УПТ запишем как

$$\beta_{\text{ос}} = \frac{\Delta U_{\text{ос}}}{\Delta U_{\text{вых}i}} = \frac{2\Delta I_i R_0}{\Delta I_i R_{\text{hi}}} = 2 \frac{R_0}{R_{\text{hi}}} . \quad (7.6)$$

При отсутствии ОС коэффициент передачи по напряжению каждого плеча ДУ, где транзистор включен по схеме с ОЭ, для областей низких и средних частот можно записать в виде:

$$K_0 = -S_0 R_{\text{hi}}, \quad (7.7)$$

где $S_0 = y_{21э}$ – крутизна транзистора в схеме с ОЭ для области НЧ и СЧ.

Используя общую формулу для коэффициента усиления усилителя, охваченного цепью обратной связи, находим коэффициент передачи УПТ для синфазного сигнала:

$$K_c = \frac{\Delta U_{\text{вых}i}}{U_{\text{вх}c}} = \frac{K_0}{1 - \beta_{\text{ос}} K_0} = \frac{-S_0 R_{\text{hi}}}{1 + 2 \frac{R_0}{R_{\text{hi}}} S_0 R_{\text{hi}}} = \frac{-S_0 R_{\text{hi}}}{1 + 2S_0 R_0} . \quad (7.8)$$

Поскольку крутизна S_0 биполярного транзистора имеет величину порядка 50...250 мА/В, а величина R_0 может превышать единицы [кОм], то в знаменателе формулы (7.8) $2S_0 R_0 \gg 1$. Тогда выражение (7.8) можно упростить, и коэффициент усиления каждого плеча УПТ выразить формулой:

$$K_c = - \frac{R_{\text{hi}}}{2R_0} . \quad (7.9)$$

Анализ полученного выражения показывает, что при большом значении сопротивления R_0 коэффициент усиления синфазного сигнала $K_c \approx 0$. АЧХ дифференциального усилителя при синфазном входном сигнале, показанная на рисунке 7.12, остается равномерной до области высоких частот (ВЧ), где возможен дисбаланс плеч УПТ из-за влияния паразитных емкостей, приводящей к ослаблению ООС.

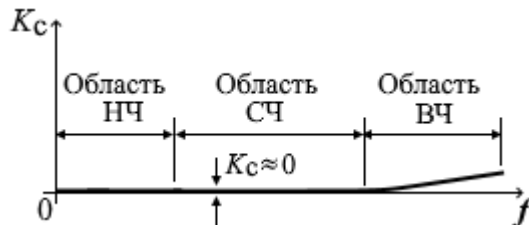


Рисунок 7.12 – АЧХ дифференциального УПТ при синфазном сигнале

Из формы записи выражения (7.9) следует, что дифференциальный каскад при синфазном сигнале можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рисунке 7.13, где резистор R_0 состоит из двух

параллельно соединенных резисторов $2R_0$. Равенство потенциалов эмиттеров позволяет исключить их соединение в верхней точке. При этом верхние выводы каждого резистора $2R_0$ оказываются подключенными только к одному эмиттеру, и дифференциальный каскад распадается на два отдельных каскада с ОЭ, охваченных последовательной ООС по току.

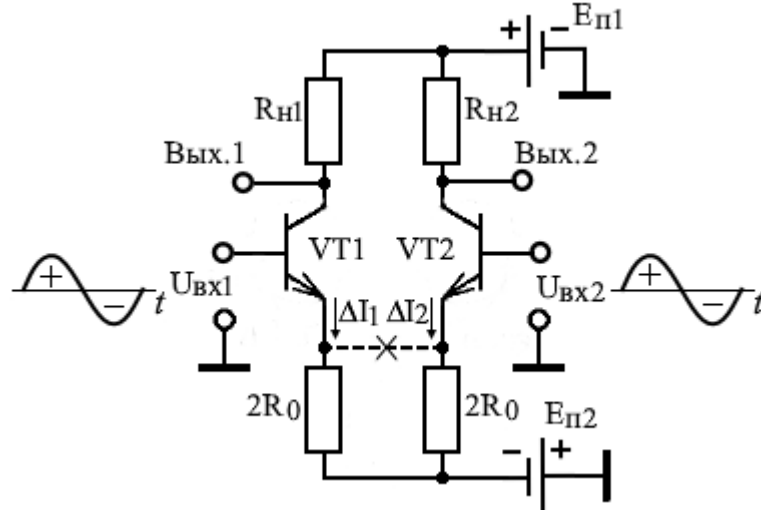


Рисунок 7.13 – Эквивалентная схема дифференциального каскада при воздействии синфазного сигнала

Входное сопротивление дифференциального каскада при синфазном сигнале определяется входным сопротивлением каскада с ОЭ при не зашунтированном конденсатором резисторе $2R_0$ в цепи эмиттера. Эквивалентная схема этого каскада при использовании низкочастотной Т-образной физической схемы замещения биполярного транзистора приведена на рисунке 7.14. Согласно приведенной схеме

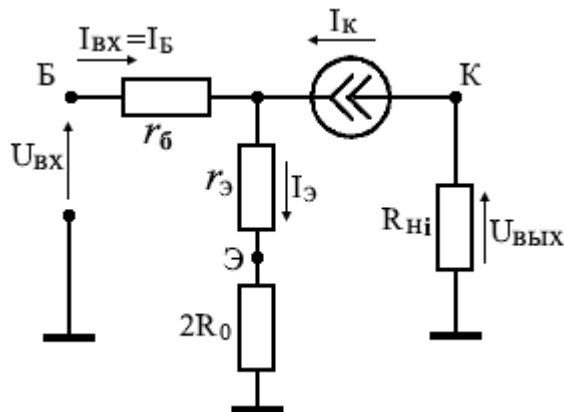


Рисунок 7.14 – Эквивалентная схема одного плеча дифференциального усилителя при воздействии синфазного сигнала

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{Б}} r_{\text{б}} + I_{\text{Э}} (r_{\text{э}} + 2R_0)}{I_{\text{Б}}}, \quad (7.10)$$

где ток эмиттера $I_{\text{Э}}$ запишем в виде $I_{\text{Э}} = (1 + \beta)I_{\text{Б}}$. Тогда

$$R_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{Б}} r_{\text{г}} + I_{\text{Б}}(1 + \beta)(r_{\text{э}} + 2R_0)}{I_{\text{Б}}} = r_{\text{г}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + 2R_0) \approx 2R_0\beta. \quad (7.11)$$

Из формул (7.9) и (7.11) следует, что показатели дифференциального УПТ при воздействии синфазного сигнала улучшаются с увеличением сопротивления R_0 . Однако непосредственное увеличение номинала R_0 приводят к трудностям его интегрального изготовления (требуется большие размеры кристалла) и увеличению напряжения источников питания $E_{\text{п1}}$ и $E_{\text{п2}}$ для сохранения положения рабочей точки. Поэтому вместо резистора R_0 чаще всего используют токостабилизирующие цепи, которые будут рассмотрены в дальнейшем.

7.3.2. Свойства ДУ при усилении противофазных сигналов

Для оценки влияния противофазных (парафазных) сигналов на свойства дифференциального усилителя (ДУ) на его входы относительно общего провода подаются напряжения одинаковые по величине, но противоположные по фазе. Примеры таких сигналов приведены на рисунке 7.15.

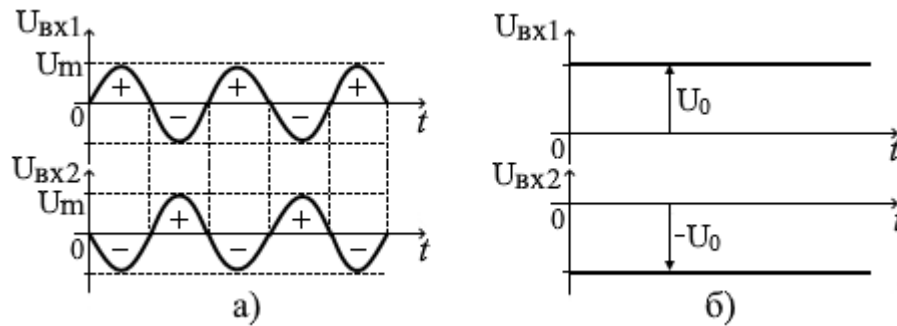


Рисунок 7.15 – Примеры противофазности сигналов при подаче на входы ДУ
а) переменных и б) постоянных напряжений

При противофазных входных сигналах $U_{\text{вх1}} = -U_{\text{вх2}}$ в каскаде ДУ происходит их взаимное вычитание с учётом знака и усиление образующегося дифференциального сигнала $U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх1}} - (-U_{\text{вх2}}) = 2U_{\text{вхi}}$. При этом в каждом плече ДУ токи транзисторов I_1 и I_2 изменяются на одинаковую величину ΔI_i , но в противоположных направлениях, как показано на рисунке 7.16. Поэтому суммарный ток транзисторов $I_0 = (I_1 + \Delta I_1) + (I_2 - \Delta I_2) = I_1 + I_2$ и вызываемое им падение напряжения на резисторе R_0 , по которому этот ток протекает, не изменяются.

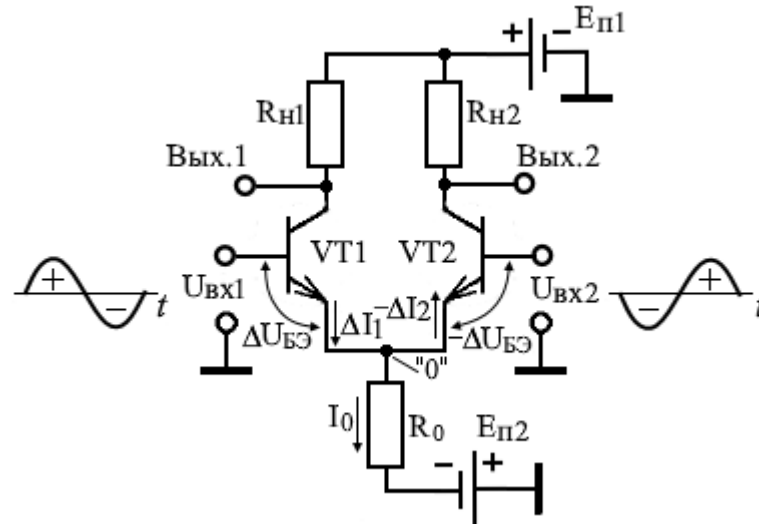


Рисунок 7.16 – Воздействие на ДУ противофазных сигналов

Отсутствие протекания через резистор R_0 разностного тока означает, что в точке соединения эмиттеров образуется виртуальный «0» или виртуальная «земля», из-за чего обратная связь по току при противофазных сигналах будет отсутствовать, как и в случае, когда резистор R_0 шунтируется по переменному току конденсатором большой емкости, что означает его исключение из эквивалентной схемы, представленной на рисунке 7.17. Каждое плечо ДУ при этом работает независимо от другого плеча во всём диапазоне частот.

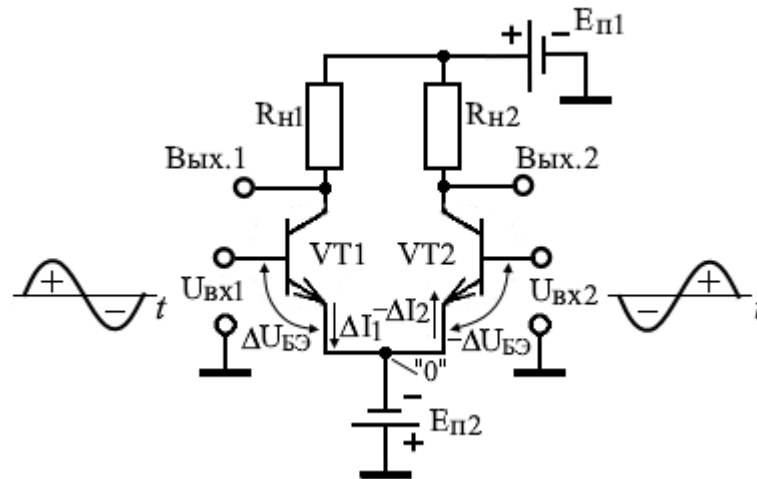


Рисунок 7.17 – Эквивалентная схема дифференциального УПТ при усилении противофазных сигналов

Изменения токов транзисторов каждого плеча ΔI_i вызывают соответствующие изменения выходных коллекторных напряжений, противофазных с изменениями токов ΔI_i , протекающих по резисторам R_{Hi} :

$$\Delta U_{\text{Вых}i} = -\Delta I_i R_{Hi}. \quad (7.12)$$

Тогда для каждого плеча коэффициент усиления по напряжению можно записать в виде:

$$K_d = \frac{\Delta U_{\text{вых } i}}{U_{\text{вх } d}} = -\frac{\Delta I_i R_{\text{нi}}}{2U_{\text{вх}}} = -\frac{S_0 R_{\text{нi}}}{2}, \quad (7.13)$$

где $S_0 = \Delta I_i / U_{\text{вх}}$ – крутизна транзистора в каждом плече.

Качество дифференциального усилителя характеризуется отношением K_d/K_c , показывающим способность ДУ различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного и называемым **коэффициентом ослабления синфазного сигнала**:

$$K_{\text{осс}} = \frac{K_d}{K_c} = \frac{S_0 R_{\text{нi}} R_0}{R_{\text{нi}}} = S_0 R_0 \gg 1, \quad (7.14)$$

где K_c и K_d вычисляются соответственно по формулам (7.9) и (7.13).

Ввиду большой величины $K_{\text{осс}}$ его выражают в децибелах:

$$K_{\text{осс}}, \text{дБ} = 20 \lg \frac{K_d}{K_c} = 20 \lg(S_0 R_0). \quad (7.15)$$

Для современных дифференциальных каскадов коэффициент ослабления синфазного сигнала находится в пределах 80...100 дБ.

При организации в дифференциальном усилителе симметричного выхода, когда внешняя нагрузка подключается между коллекторами транзисторов, напряжение на ней определяется следующим образом:

$$\Delta U_{\text{вых } d} = |\Delta U_{\text{вых } 2} - \Delta U_{\text{вых } 1}| = 2\Delta I_i R_{\text{нi}}. \quad (7.16)$$

В этом случае коэффициент усиления ДУ, определяемый с помощью формулы (7.13), равен коэффициенту усиления каскада с ОЭ без ООС в области низких и средних частот:

$$K_d = \frac{\Delta U_{\text{вых } i}}{U_{\text{вх } d}} = \frac{2\Delta I_i R_{\text{нi}}}{2U_{\text{вх}}} = S_0 R_{\text{нi}}. \quad (7.17)$$

Для учёта изменения коэффициента усиления ДУ в области высоких частот можно воспользоваться обобщенным выражением для коэффициента передачи активного фильтра НЧ 1-го порядка:

$$K_d = K_{d0} \frac{1}{1 + j\omega\tau_v}, \quad (7.18)$$

где K_{d0} – коэффициент усиления ДУ на нулевой частоте, определяемый по формуле (7.17), τ_v – постоянная времени фильтра НЧ, определяющая спад АЧХ на высоких частотах.

Выражение для АЧХ ДУ получим, найдя модуль комплексного коэффициента передачи ФНЧ, записанного в виде (7.18):

$$K_d(\omega) = \frac{K_{d0}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_b)^2}} = \frac{K_{d0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{в\text{ гр}}}\right)^2}}, \quad (7.19)$$

где $\omega_{в\text{ гр}} = 1/\tau_b$ – верхняя граничная частота [рад/с] или частота среза - $f_{ср}$.

Для частот $\omega \gg \omega_{в\text{ гр}}$ выражение (7.19) можно упростить, отбросив единицу в знаменателе этого выражения. В результате для области ВЧ получаем:

$$K_d(\omega) = K_{d0} \frac{\omega_{в\text{ гр}}}{\omega} = K_{d0} \frac{f_{в\text{ гр}}}{f}, \quad (7.20)$$

где $f = \omega/2\pi$ – переменная циклическая частота [Гц] в области ВЧ.

Из полученных выражений (7.19) и (7.20) видно, что при графическом представлении АЧХ дифференциального усилителя можно аппроксимировать двумя асимптотами: на нижних частотах при $f < f_{в\text{ гр}}$ аппроксимирующей функцией будет $K_d(f) = K_{d0}$; а на верхних частотах при $f > f_{в\text{ гр}}$ аппроксимация АЧХ осуществляется линейно-спадающей зависимостью (7.20): $K_d(f) = K_{d0}f_{в\text{ гр}}/f$. Такая кусочно-линейная аппроксимация АЧХ называется диаграммой Боде. Она представлена на рисунке 7.18 в сравнении с плавно-изменяющейся функцией АЧХ, определяемой (7.19).

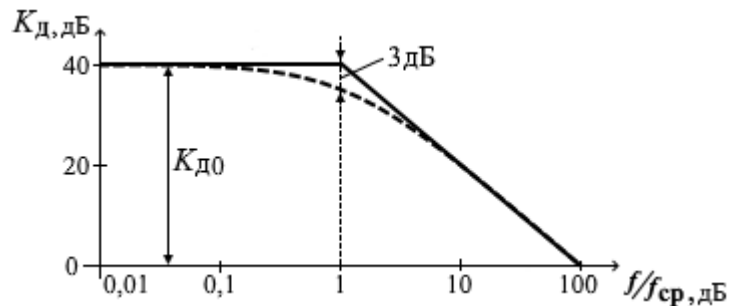


Рисунок 7.18 – Кусочно-линейная аппроксимация АЧХ дифференциального усилителя при противофазных входных сигналах

Поскольку коэффициент усиления ДУ на низких частотах может быть большой величиной, как и его частотный диапазон, то частотная характеристика $K_d(f)$ строится в двойном логарифмическом масштабе: по оси частот и по оси коэффициента усиления K_d . Максимальная погрешность в отклонении кусочно-линейной аппроксимации АЧХ от плавной функции наступает на частоте $f_{в\text{ гр}}$ (частоте среза $f_{ср}$) и составляет 3 дБ.

В области высоких частот, когда $f/f_{ср} \gg 1$, коэффициент усиления K_d , согласно (7.20), изменяется обратно пропорционально частоте. При

увеличении частоты в 10 раз (на декаду) он уменьшается в 10 раз, т.е. на 20 дБ. Таким образом, наклон АЧХ ДУ в области ВЧ составляет -20 дБ/дек или -6 дБ/октаву, что соответствует наклону АЧХ ФНЧ 1-го порядка.

Поскольку при противофазных сигналах дифференциальный усилитель можно рассматривать как два отдельных каскада на транзисторах без ООС, включенных по схеме с ОЭ, то входное сопротивление каждого из них может быть определено по полученной ранее формуле (5.21):

$$R_{вх} = U_{БЭ}/I_Б = h_{11э} = r_э + r_э(1 + \beta) \approx r_э(1 + \beta), \quad (7.21)$$

где сопротивление эмиттера в Т-образной физической НЧ модели транзистора рассчитывается по формуле: $r_э[\text{Ом}] = 26/I_э[\text{мА}]$.

Таким образом, входное сопротивление каждого плеча ДУ при синфазных сигналах будет больше (7.11), чем при противофазных (7.21), что объясняется действием последовательной отрицательной ОС по току в первом случае.

7.3.3. Свойства ДУ при несимметричном включении

При несимметричном включении напряжение сигнала подается только на один вход дифференциального усилителя, а второй вход ДУ заземляется (соединяется с общим проводом), как показано на рисунке 7.19. При этом левое плечо ДУ на транзисторе VT1 представляет собой каскад с общим эмиттером, охваченный последовательной отрицательной обратной связью по току. При $U_{вх2} = 0$ правое плечо ДУ на транзисторе VT2 представляет собой каскад с общей базой (ОБ), вход которого подключен к эмиттерному выходу каскада на транзисторе VT1.

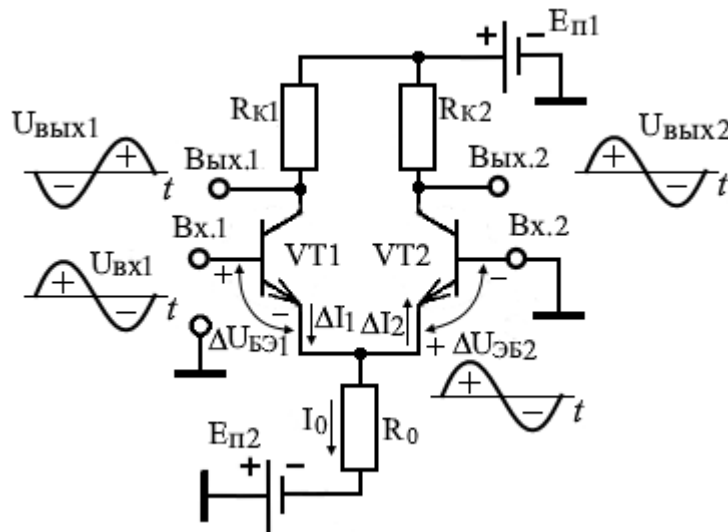


Рисунок 7.19 - Дифференциальный УПТ при несимметричном включении

Каскад с ОБ обладает глубокой параллельной отрицательной ОС по току. Его входное сопротивление невелико $R_{вх об} \approx r_э \approx 1/S_0$, где $r_э$ —

дифференциальное сопротивление открытого перехода база-эмиттер, определяемое по формуле (5.23); S_0 – крутизна транзистора в области низких и средних частот.

Сопротивление, на котором образуется напряжение ОС по току U_β в левом плече ДУ, состоит из параллельно соединенных сопротивлений R_0 и $R_{\text{вх ОБ}} \approx 1/S_0$. Поскольку токостабилизирующее сопротивление $R_0 \gg R_{\text{вх ОБ}}$, то $R_\beta = R_0 || R_{\text{вх ОБ}} \approx 1/S_0$. Тогда коэффициент передачи цепи ОС в каскаде с ОЭ левого плеча:

$$\beta_{\text{ос}} = U_\beta / U_{\text{вых1}} = \Delta I_1 R_\beta / (\Delta I_1 R_{\text{н1}}) = 1 / (R_{\text{н1}} S_0). \quad (7.22)$$

Коэффициент усиления каскада с ОЭ без ООС в области НЧ и СЧ

$$K_{01} = -S_0 R_{\text{н1}}. \quad (7.23)$$

Воспользовавшись теорией обратной связи, найдем коэффициент передачи левого плеча с учётом действия отрицательной ОС по току:

$$K_{\text{ос1}} = \frac{U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вх1}}} = \frac{K_{01}}{1 - \beta_{\text{ос}} K_{01}} = - \frac{S_0 R_{\text{н1}}}{1 + S_0 R_{\text{н1}} / (S_0 R_{\text{н1}})} = - \frac{S_0 R_{\text{н1}}}{2}. \quad (7.24)$$

Из полученной формулы следует, что левое плечо ДУ на Вых.1 инвертирует фазу входного сигнала на 180° . Усилительный каскад левого плеча ДУ можно рассматривать как эмиттерный повторитель, нагруженный на входное сопротивление правого плеча, который является каскадом с ОБ на транзисторе VT2. Выше было показано, что $R_{\text{вх ОБ}} \approx 1/S_0$. Для эмиттерного повторителя (ЭП) коэффициент передачи цепи ОС $\beta_{\text{ос ЭП}} = 1$.

При отсутствии отрицательной ОС в транзисторном каскаде (ЭП) его коэффициент усиления по напряжению определялся бы крутизной транзистора и величиной нагрузки: $K_{\text{ЭП}} = S_0 R_{\text{вх ОБ}}$. А с учетом действия ООС:

$$K_{\text{ЭПос}} = \frac{K_{\text{ЭП}}}{1 + \beta_{\text{ос ЭП}} K_{\text{ЭП}}} = \frac{S_0 \cdot \frac{1}{S_0}}{1 + S_0 \cdot \frac{1}{S_0}} = \frac{1}{2}. \quad (7.25)$$

Таким образом на вход каскада с ОБ правого плеча поступает только половина входного напряжения $U_{\text{вх1}}$, что объясняется его равным распределением по последовательно соединенным одинаковым эмиттерным сопротивлениям переходов r_3 транзисторов первого и второго плеча, что иллюстрируется схемой на рисунке 7.20.

Коэффициент усиления напряжения каскада с ОБ второго плеча определяется крутизной транзистора S_0 и величиной нагрузки $R_{\text{н2}} = R_{\text{н1}}$:

$$K_{\text{ОБ}} = S_0 R_{\text{н2}}. \quad (7.26)$$

Полный коэффициент передачи напряжения $U_{\text{вх1}}$ от входа левого плеча к выходу второго плеча ДУ определяется как

$$K_{21} = U_{\text{вых2}} / U_{\text{вх1}} = K_{\text{ЭПос}} K_{\text{ОБ}} = S_0 R_{\text{н2}} / 2. \quad (7.27)$$

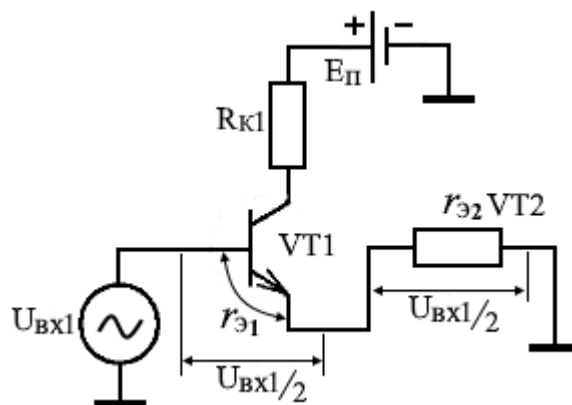


Рисунок 7.20 – Распределение входного напряжения U_{BX1} между эмиттерными сопротивлениями переходов транзисторов 1-го и 2-го плеча

Сравнивая выражения (7.24) и (7.27) для коэффициентов передачи входного напряжения U_{BX1} на выходы 1-го и 2-го плеч, можно сделать вывод, что дифференциальный усилитель в данном случае работает как фазорасщепительный каскад с поворотом фазы на 180° по первому выходу и сохранением фазы на втором выходе, а также с одинаковыми по абсолютному значению коэффициентами усиления по обоим выходам и одинаковыми выходными сопротивлениями. Такие устройства ещё называют **фазоинверторами**.

По отношению к первому выходу вход «Вх.1», на который подается сигнал, будет называться **инвертирующим**, а по отношению к второму выходу он будет являться **неинвертирующим**. При подаче сигнала на второй вход при заземлённом первом названии входов взаимно меняются. Эти свойства ДУ используются при построении на их основе операционных усилителей (ОУ)

7.3.4. Повышение эффективности дифференциального усилителя

Схемотехнические усовершенствования ДУ связаны с увеличением коэффициента усиления дифференциального сигнала, коэффициента ослабления синфазного сигнала, а также увеличения входного сопротивления для дифференциального сигнала. Однако непосредственное увеличение номинала резистора R_H в цепи коллектора для увеличения коэффициента усиления противофазного сигнала и увеличение номинала резистора R_0 в цепи эмиттера для уменьшения коэффициента усиления синфазного сигнала при сохранении токов покоя транзисторов приводит к необходимости увеличения ЭДС источников питания $E_{П1}$ и $E_{П2}$, что не приемлемо при реализации ДУ по интегральной технологии из-за увеличения рассеиваемой и потребляемой мощности. Поэтому в качестве указанных нагрузок следует использовать элементы, которые имеют малое сопротивление постоянному току, что предотвратит потери по цепи питания, и большое сопротивление переменному

току для улучшения характеристик ДУ. К числу таких элементов, широко применяющихся на практике, относится биполярный транзистор.

На рисунке 7.21 приведена типовая выходная характеристика биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

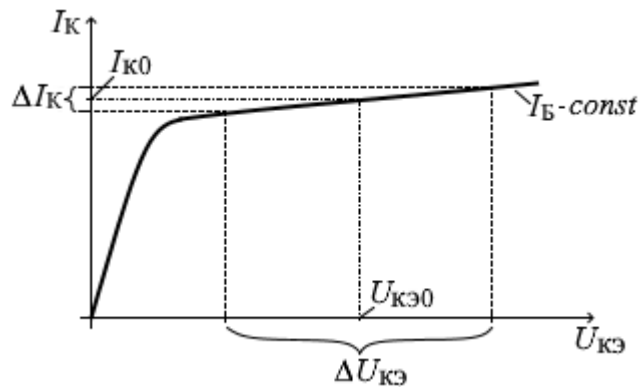


Рисунок 7.21 – К определению дифференциального и интегрального выходных сопротивлений биполярного транзистора

При работе в активной области выходная ВАХ транзистора имеет очень пологий наклон, обусловленный уменьшением ширины базы при увеличении напряжения на коллекторном переходе (эффект Эрли). Поэтому определяемое по характеристике дифференциальное выходное сопротивление для переменного тока $r_{к0э} = \Delta U_{КЭ} / \Delta I_K$ будет значительно превосходить интегральное выходное сопротивление, определяемое координатами точки покоя ($U_{КЭ0}, I_{К0}$) как $R_{К0} = U_{КЭ0} / I_{К0}$. Это следует из того, что при примерном равенстве напряжений $U_{КЭ0}$ и $\Delta U_{КЭ}$ ток $I_{К0}$ намного превышает приращение ΔI_K . Замена резистора R_0 в обычной схеме ДУ (рисунок 7.16) на высокое дифференциальное выходное сопротивление транзистора осуществляется с помощью специальных схем, называемых **генераторами стабильного тока** (ГСТ).

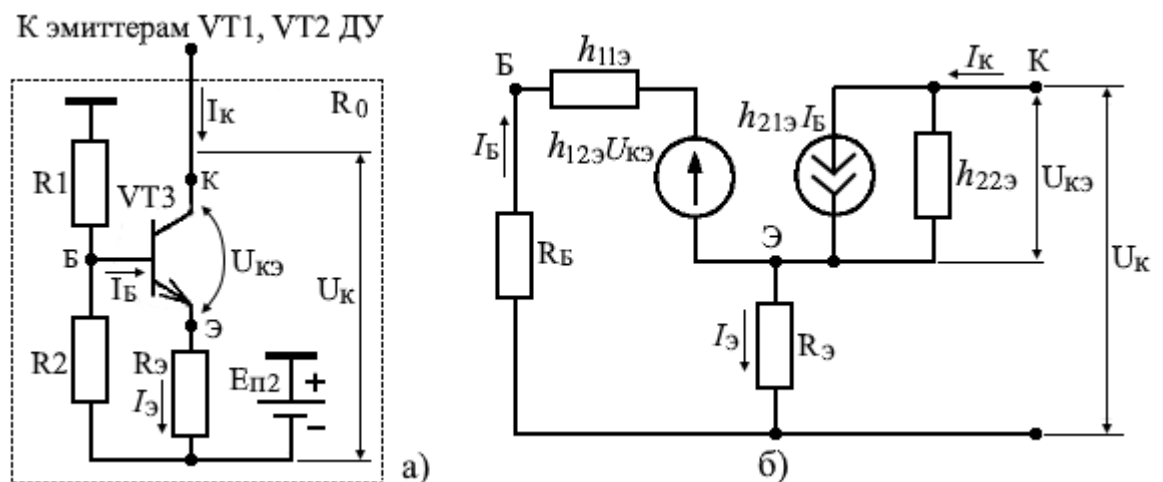


Рисунок 7.22 – а) Генератор стабильного тока (ГСТ) на биполярном транзисторе; б) эквивалентная схема ГСТ для переменного тока

Простейшим ГСТ является каскад с общим эмиттером, в который для дополнительного увеличения выходного сопротивления каскада вводится последовательная ООС по току с помощью резистора $R_э$ (рисунок 7.22,а). Проведем расчет выходного сопротивления данного ГСТ переменному току со стороны коллектора, используя эквивалентную схему на рисунке 7.22,б, где транзистор представлен формальной схемой замещения с h -параметрами. Резисторы R_1 и R_2 базового делителя по переменному току соединены параллельно, образуя на эквивалентной схеме сопротивление

$$R_Б = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7.28)$$

Выходное сопротивление ГСТ определяется как $R_{\text{вых}} = U_K / I_K$, где U_K — переменное напряжение между коллектором и общим проводом, I_K — переменный ток коллектора. Запишем уравнения Кирхгофа для эквивалентной схемы на рисунке 7.22,б:

$$U_K = U_{Kэ} + (I_K + I_Б)R_э, \quad (7.29)$$

$$I_K = h_{21э}I_Б + h_{22э}U_{Kэ}, \quad (7.30)$$

$$I_Б(R_Б + h_{11э} + R_э) + I_K R_э = 0. \quad (7.31)$$

Исключая из этих уравнений $U_{Kэ}$ и $I_Б$, получаем выражение для $R_{\text{вых}}$:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_K}{I_K} \approx R_э \frac{R_Б + h_{11э}}{R_Б + h_{11э} + R_э} + \frac{1}{h_{22э}} \cdot \frac{R_Б + h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_э}{R_Б + h_{11э} + R_э}. \quad (7.32)$$

Поскольку в первом слагаемом выражения (7.32) сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ намного меньше выходного сопротивления транзистора $1/h_{22э}$, присутствующим во втором слагаемом, то, пренебрегая первым членом этого выражения, получаем:

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{h_{22э}} \cdot \frac{R_Б + h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_э}{R_Б + h_{11э} + R_э}. \quad (7.33)$$

Из анализа полученного выражения следует, что с увеличением сопротивления обратной связи по току $R_э$ от нуля до значений $R_э \gg R_Б + h_{11э}$, то выходное сопротивление ГСТ увеличивается от выходного сопротивления транзистора в схеме с ОЭ: $R_{\text{выхОЭ}} \approx 1/h_{22э}$ до величины выходного сопротивления транзистора в схеме с ОБ: $R_{\text{выхОБ}} \approx (h_{21э} + 1)/h_{22э}$, которое на два порядка превышает $R_{\text{выхОЭ}}$. Однако, для сохранения приемлемого режима по постоянному току величина $R_э$ ограничивается значениями единиц килоом.

В качестве примера рассмотрим случай, когда выходное сопротивление $R_{\text{выхОЭ}} \approx 1/h_{22э} = 20$ кОм, $h_{21э} = \beta = 50$, $R_Б = h_{11э} = R_э = 1$ кОм. После подстановки этих данных в формулу (7.33) для схемы ГСТ на рисунке 7.22,а получаем $R_{\text{вых}} = 340$ кОм. При этом выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ $R_{\text{выхОБ}}$, как предельное значение $R_{\text{вых}}$ для ГСТ, составит ≈ 1 МОм.

В ряде случаев последовательно с резистором $R2$ базового делителя напряжения в ГСТ (рисунок 7.22,а) включают транзистор в диодном включении, как показано на рисунке 7.23, где в качестве диода использован транзистор VT1. С помощью этой диодной схемы осуществляется температурная стабилизация коллекторного тока транзистора VT2, на котором реализуется ГСТ, поскольку при близком расположении транзисторов VT1 и VT2 температурные воздействия и реакции на них являются одинаковыми. Из-за особенностей работы ГСТ с термокомпенсацией её называют **токовым зеркалом**.

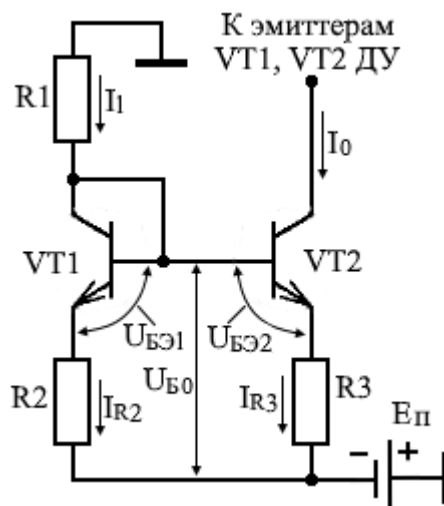


Рисунок 7.23 – Схема ГСТ с термокомпенсацией – «токовое зеркало»

Цепь, состоящая из $R1$, диода на VT1 и $R2$, задает ток I_1 и образует базовый делитель для транзистора VT2. Базы транзисторов объединены, и поэтому напряжение на них относительно минусового вывода источника питания E_n одинаковое $U_{БЭ0}$. Для схемы на рисунке 7.23, пренебрегая малыми токами базы можно записать следующие соотношения: $I_1 \approx I_{R2}$, $U_{БЭ1} \approx U_{БЭ2}$ и тогда

$$I_0 \approx I_{R3} = \frac{U_{Б0} - U_{БЭ2}}{R3} = \frac{I_1 R2 + U_{БЭ1} - U_{БЭ2}}{R3} = I_1 \frac{R2}{R3}, \quad (7.34)$$

т.е. ток I_0 , протекающий через транзистор VT2, пропорционален току делителя I_1 . Если же сопротивление $R2 = R3$, то ток $I_0 = I_1$, т.е. является «зеркалом» для тока I_1 . Ток I_1 делителя будет определяться величиной напряжения источника E_n , сопротивлением задающих резисторов $R1, R2$ и падением напряжения $U_{БЭ1}$ на эмиттерном переходе транзистора VT1:

$$I_1 = \frac{E_n - U_{БЭ1}}{R1 + R2}. \quad (7.35)$$

Вывод коллектора транзистора VT2 схемы «токовое зеркало» подключается в дифференциальном усилителе к точке соединения эмиттеров транзисторов

VT1 и VT2 (рисунок 7.19). В качестве одинаковых резисторов R_2 и R_3 в формуле (7.34) могут рассматриваться сопротивления эмиттерных переходов r_3 транзисторов VT1 и VT2. При этом сами резисторы из схемы исключаются.

Дальнейшим усовершенствованием схемы на рисунке 7.16 является увеличение усиления за счет применения схемы «токовое зеркало» в качестве динамической нагрузки второго плеча, как показано на рисунке 7.24.

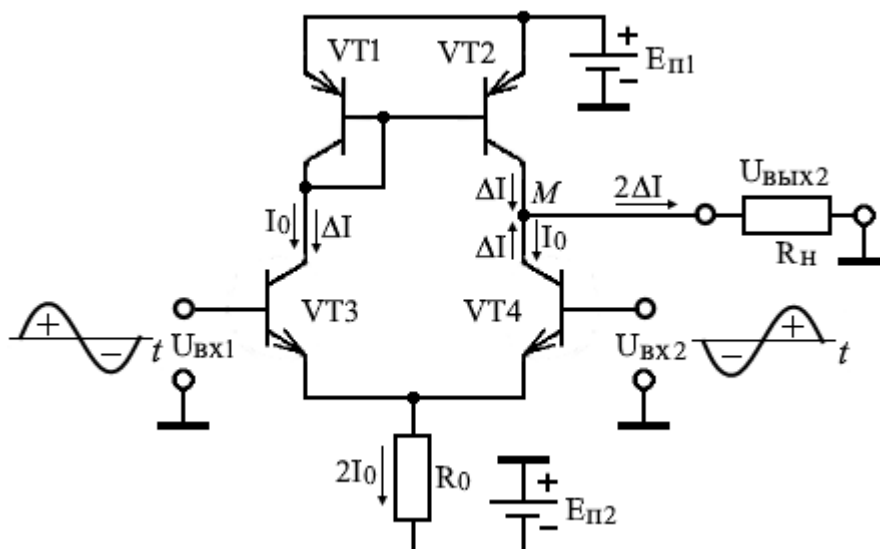


Рисунок 7.24 – Применение ГСТ «токовое зеркало» в качестве динамической нагрузки второго плеча

Нагрузкой второго плеча, выполненного на транзисторе VT3, служит выходное дифференциальное сопротивление транзистора VT2, которое само по себе является очень большим. К тому же это сопротивление изменяется в соответствии с сигналом, что дополнительно увеличивает коэффициент усиления. Механизм работы динамической нагрузки заключается в том, что если под действием входного сигнала ток в левом плече увеличивается на величину ΔI , то для сохранения постоянства тока через резистор R_0 ток коллектора транзистора VT4 уменьшается на ту же величину ΔI (при противофазных входных сигналах).

Но поскольку транзисторы VT1 и VT2 являются элементами «токового зеркала», то ток в цепи эмиттера VT2 должен также увеличиться, как и в первом плече, на величину ΔI . В точке М правого плеча изменения токов ΔI , идущих от коллекторов VT2 и VT3, складываются, создавая суммарный ток $2\Delta I$, вдвое увеличивающий напряжение $U_{\text{вых}2}$ на внешней нагрузке, по сравнению с тем, когда к коллекторам транзисторов VT3 и VT4 ДУ были бы подключены просто резисторы $R_{\text{н}i}$. Реально с помощью динамической управляемой нагрузки можно повысить коэффициент усиления второго плеча каскада ДУ в 1,5...2 раза. С помощью транзистора VT1 в диодном включении

обеспечивается термокомпенсация ухода рабочей точки транзистора VT2 и управление реализуемой на нем динамической нагрузки.