

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

15.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилителями называются устройства, предназначенные для увеличения значений параметров электрических сигналов за счет энергии включенного источника питания. Усилители применяются для преимущественного усиления значений тех или иных параметров сигналов. По этому признаку их подразделяют на усилители напряжения, тока и мощности.

Возможны линейный и нелинейный режимы работы усилителя.

В усилителях с *линейным режимом работы* искажение формы усиливаемого сигнала, который всегда можно представить совокупностью гармоник различной частоты (см. подразд. 4.17), минимальное. Искажение сигнала будет минимальным, если без искажения будут усиливаться все его гармонические составляющие. Свойство усилителя увеличивать амплитуду гармонических составляющих сигнала характеризует его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) (4.49)

$$K_{иx}(\omega) = \frac{U_{вых,x}}{U_{вх}}, \quad (15.1)$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых,x}$ — действующие значения синусоидальных напряжений на входе и выходе усилителя в режиме холостого хода.

По типу АЧХ различают усилители: медленно изменяющихся напряжений и токов, или постоянного тока (рис. 15.1, а), низких частот (рис. 15.1, б), высоких частот (рис. 15.1, в), широкополосные (рис. 15.1, г) и узкополосные (рис. 15.1, г).

Типовые значения нижней и верхней границ частот АЧХ усилителей различного типа приведены в табл. 15.1.

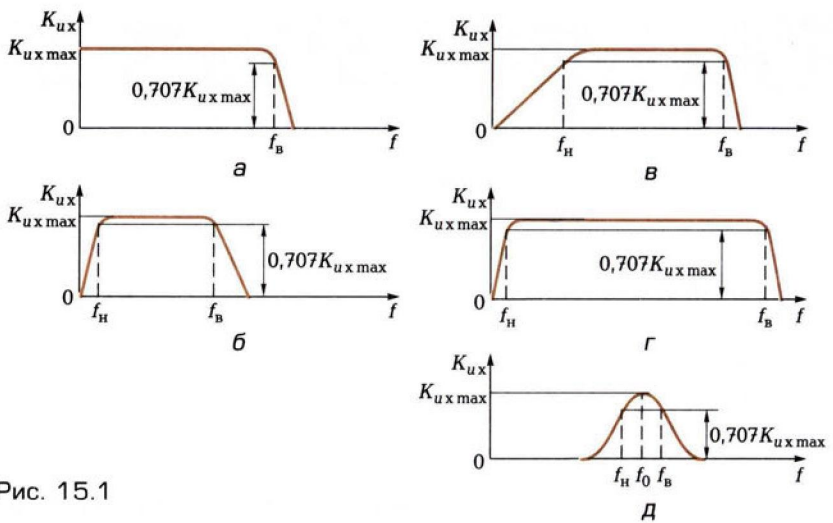


Рис. 15.1

В усилителях с *нелинейным режимом работы* при увеличении значения напряжения на входе больше некоторого граничного уровня изменение напряжения на его выходе практически отсутствует. Такие усилители применяются в устройствах импульсной техники, в том числе логических.

В настоящее время широко используются усилители в интегральном исполнении. Поэтому актуальным становится не разработка самих усилителей, а их применение для реализации различных функциональных узлов систем автоматики, управления и измерения.

Таблица 15.1. Нижняя и верхняя границы частот амплитудно-частотной характеристики усилителя

Тип усилителя	Граница частот, Гц	
	нижних f_H	верхних f_B
Усилитель постоянного тока	0	$10^3 - 10^8$
Усилитель низких частот	20—50	$10^4 - 2 \cdot 10^4$
Усилитель высоких частот	$10^4 - 10^5$	$10^7 - 10^8$
Широкополосный усилитель	20—50	$10^7 - 10^8$

15.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Различают три основных типа усилительных каскадов на биполярных транзисторах с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ).

Названия каскадов отражают наличие в схемах замещения их входных и выходных цепей в режиме малого сигнала общей точки, соответствующей эмиттеру (см. рис. 15.4), коллектору (см. рис. 15.9) или базе транзистора.

Рассмотрим принципы работы и характеристики усилительных каскадов низкой частоты.

Усилительный каскад с ОЭ. Типовая схема усилительного каскада с ОЭ выделена на рис. 15.2 сплошной линией. Здесь и в дальнейшем заземлением будем отмечать общий узел входной и выходной цепей усилителя. Источник усиливаемого сигнала, показанный внутри штриховой линии, подключается к входным выводам усилительного каскада и представляет собой источник с внутренним сопротивлением $R_{вт}$ и ЭДС $e_c = u_c$. Конденсаторы C_1 и C_2 большой емкости отделяют цепь постоянного тока (цепь питания) от цепи источника сигнала и цепи приемника с сопротивлением нагрузки R_n , подключаемого к выходным выводам усилительного каскада. При этом сопротивления X_C конденсаторов C_1 , C_2 , а также C_3 для синусоидального тока малы.

Если напряжение входного сигнала u_c невелико, то работу усилительного каскада удобно представить в виде наложения режима покоя с постоянными составляющими токов базы $I_{Бп}$, коллектора

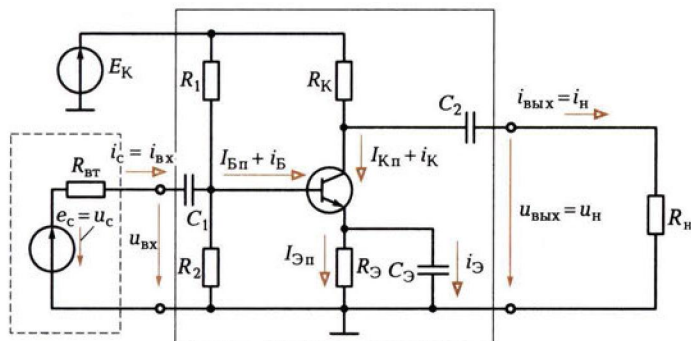


Рис. 15.2

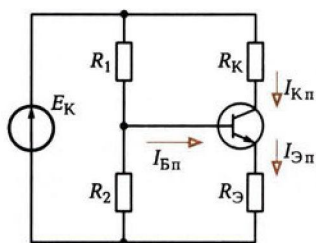


Рис. 15.3

$I_{Кп}$ и эмиттера $I_{Эп}$ при действии только источника ЭДС E_K (рис. 15.3) и режима малого сигнала с переменными составляющими токов базы i_B , коллектора i_K , эмиттера $i_Э$ и нагрузки i_n при другом источнике ЭДС e_c (рис. 15.4), ток которого i_c равен току на входе усилительного каскада $i_{вх}$. Положительное направление тока нагрузки i_n , равного току на выходе усилительного каскада $i_{вых}$, принято к

общему выводу транзистора, т.е. к эмиттеру.

Режим покоя определяет рабочая точка A на статических коллекторных характеристиках транзистора по методу нагрузочной характеристики (рис. 15.5, a — прямая 1)

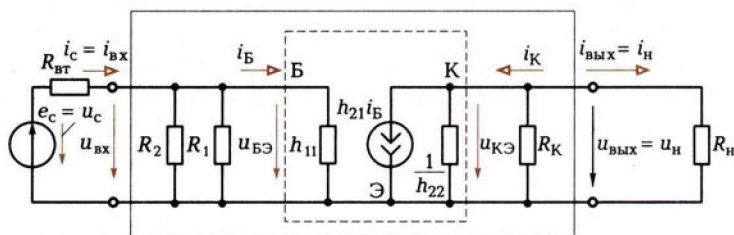


Рис. 15.4

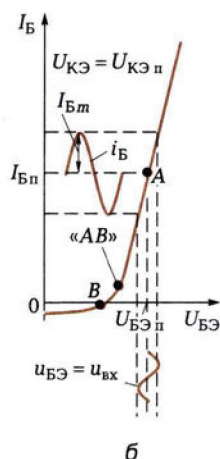
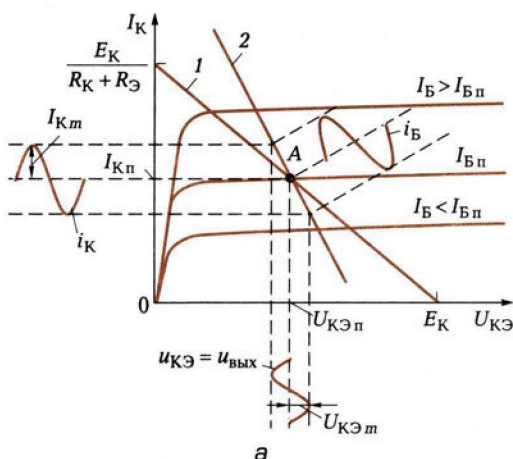


Рис. 15.5

$$I_K = \frac{E - U_{KЭ}}{R_K + R_Э}, \quad (15.2)$$

аналогично рис. 2.32, если принять $I_{Бп} \ll I_{Кп}$, т. е. $I_{Кп} \approx I_{Эп}$.

Заметим, что необходимый режим покоя можно получить и без резисторов R_2 и $R_Э$. Однако последние позволяют стабилизировать положение рабочей точки А при изменении температуры окружающей среды. Повышение температуры окружающей среды изменяет параметры транзистора так, что токи базы, коллектора и эмиттера увеличиваются при прочих неизменных условиях. При наличии резистора $R_Э$ в цепи эмиттера это приводит к увеличению на нем напряжения. Одновременно уменьшаются напряжение $U_{БЭ}$ и ток базы. Таким образом реализуются отрицательная обратная связь и стабилизация режима покоя. В режиме малого сигнала описанный механизм отрицательной обратной связи отсутствует, так как параллельно резистору $R_Э$ включен конденсатор большой емкости $C_Э$.

Режим малого сигнала рассчитывается по схеме замещения усилительного каскада на рис. 15.4, где схема замещения транзистора с постоянными h -параметрами (13.6) показана внутри штриховой линии, а усилительного каскада — внутри сплошной.

Исключая из схемы замещения резистивные элементы $1/h_{22}$, R_1 и R_2 с большими относительно других резистивных элементов сопротивлениями, полагая синусоидальным изменение напряжения сигнала и разомкнутой цепь нагрузки $R_H = \infty$, получаем основные параметры усилительного каскада с ОЭ:

$$R_{вх} = h_{11} \quad (15.3)$$

— входное сопротивление (1—10 кОм);

$$R_{вых} = R_K \quad (15.3a)$$

— выходное сопротивление (10—100 кОм);

$$u_{н.х} = -\frac{h_{21}R_K}{h_{11}}u_{вх} \quad (15.3б)$$

— инвертирование полярности напряжения $u_{н.х} = -h_{21}R_K i_B$ относительно полярности напряжения $u_{вх} = h_{11} i_B$ (см. рис. 15.5);

$$K_{иx} = \frac{U_{н.х}}{U_{вх}} = \frac{h_{21}R_K}{h_{11}} \quad (15.3в)$$

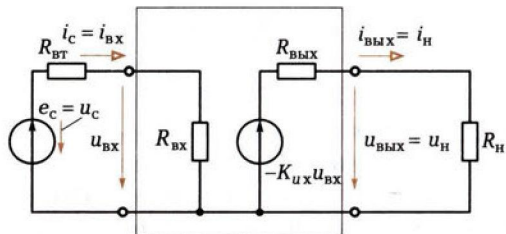


Рис. 15.6

— коэффициент усиления напряжения (10—100), равный отношению действующих значений синусоидальных напряжений $u_{н.х}$ и $u_{вх}$.

Выражениям (15.3) соответствует обобщенная схема замещения входной и выходной цепей усилительного каскада с ОЭ (рис. 15.6), которую можно также получить, воспользовавшись эквивалентностью двух схем замещения источника энергии (см. рис. 2.11).

При подключении каскада к цепи нагрузки коэффициент усиления напряжения источника сигнала будет равен

$$K_u = \frac{U_n}{U_c} = \frac{h_{21} R_n R_K}{(R_{вт} + h_{11})(R_n + R_K)}, \quad (15.4)$$

где $U_c = (h_{11} + R_{вт})I_B$, $U_n = h_{21}I_B R_n R_K / (R_n + R_K)$ и I_B — действующие значения синусоидальных напряжений u_c , u_n и тока i_B .

Этот коэффициент усиления не является основным параметром усилителя, так как зависит от сопротивлений цепей источника сигнала и нагрузки.

Основной недостаток усилительного каскада с ОЭ — небольшое значение входного сопротивления. Это увеличивает ток и мощность потерь источника сигнала, а также падение напряжения на его внутреннем сопротивлении.

Схеме замещения на рис. 15.4 соответствует внешняя характеристика выходной цепи усилительного каскада с ОЭ по переменной составляющей (см. рис. 15.5, а, прямая 2)

$$u_{кЭ} = -\frac{R_K R_n}{R_K + R_n} i_K. \quad (15.5)$$

При этом ток в цепи нагрузки равен

$$i_n = -\frac{R_K}{R_n + R_K} i_K.$$

По расположению рабочей точки режима покоя различают усилители классов A , B и AB .

В классе A p - n -переход между эмиттером и базой смещен в прямом направлении (рабочая точка режима покоя A на рис. 15.5, a , b) и в режиме малого сигнала усилитель представляет собой линейную цепь, в которой все напряжения и токи изменяются синусоидально.

В классе B p - n -переход между эмиттером и базой смещен в область его порогового напряжения проводимости (рабочая точка режима покоя B на рис. 15.5, b) так, что усиление синусоидального сигнала $u_{\text{вх}} = u_{\text{БЭ}}$ происходит только в течение времени его положительного полупериода.

В классе AB рабочая точка режима покоя « AB » занимает промежуточное положение между ее положениями на характеристике $I_{\text{Б}}(U_{\text{БЭ}})$ (см. рис. 15.5, b) усилителей классов A и B так, что усиление положительного (отрицательного) полупериода синусоидального сигнала происходит на линейном AB — A (нелинейном AB — B) участке этой характеристики.

Постоянная составляющая тока в усилителях класса A велика, а в усилителях классов B и AB — мала. Поэтому первые преимущественно используются в качестве усилителей напряжения, а вторые — усилителей мощности, для которых существенное значение имеет КПД (см. подразд. 15.8). При этом для усиления синусоидального сигнала его поочередно усиливают в течение времени положительного и отрицательного полупериодов и результаты складывают.

Из (15.4) следует, что условия для увеличения коэффициента усиления напряжения K_u и уменьшения его зависимости от сопротивления цепи нагрузки противоречивы. Чем больше выходное сопротивление усилительного каскада $R_{\text{вых}} = R_K$, тем больше как значение коэффициента усиления напряжения, так и его зависимость от сопротивления цепи нагрузки. Чтобы увеличить коэффициент усиления напряжения и уменьшить его зависимость от сопротивления приемника $R_{\text{н}}$, между выходом усилительного каскада с ОЭ и приемником следует включить согласующее устройство с большим входным и малым выходным сопротивлениями. Роль такого устройства может выполнять усилительный каскад с ОК, называемый также *эмиттерным повторителем*.

Усилительный каскад с ОК. На рис. 15.7 приведена типовая схема эмиттерного повторителя.

Исключим из схемы замещения усилительного каскада (рис. 15.8), аналогично предыдущему, резистивные элементы $1/h_{22}$, R_1 и R_2 с большими относительно других резистивных элементов сопротивлениями и примем напряжение $u_{\text{вх}}$ синусоидальным. Тогда по вто-

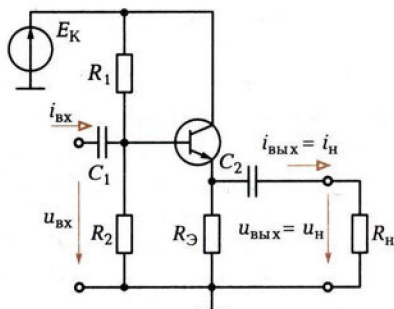


Рис. 15.7

рому закону Кирхгофа для контура I напряжение на входе каскада в режиме холостого хода $R_H = \infty$ равно:

$$u_{\text{вх}} = h_{11}i_{\text{б}} + U_{\text{н.х}}, \quad (15.6)$$

где $U_{\text{н.х}} = (1 + h_{21})i_{\text{б}}R_{\text{э}}$ — напряжение на выходе каскада; $i_{\text{б}} = i_{\text{вх}}$ — ток на входе каскада.

Из (15.6) находим *основные параметры* усилительного каскада с ОК

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх}} &= \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = h_{11} + (1 + h_{21})R_{\text{э}}; \\ K_{\text{ух}} &= \frac{U_{\text{н.х}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{(1 + h_{21})R_{\text{э}}}{h_{11} + (1 + h_{21})R_{\text{э}}} \end{aligned} \right\} \quad (15.7)$$

— входное сопротивление (100—300 кОм), значительно большее входного сопротивления усилительного каскада с ОЭ, и коэффициент усиления напряжения. Его значение близко к единице

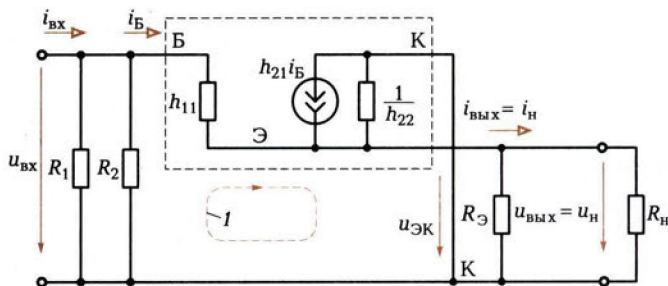


Рис. 15.8

(0,8—0,9), а напряжения $u_{вх}$ и $U_{н.х}$ совпадают по фазе. Это определяет название усилительного каскада с ОК, «повторитель».

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя (10—50 Ом) значительно меньше выходного сопротивления усилительного каскада с ОЭ.

Усилительный каскад с ОБ. По сравнению с усилительным каскадом с ОЭ усилительный каскад с ОБ имеет при соизмеримом значении коэффициента усиления напряжения большее значение граничной частоты. Однако он имеет малое входное и большое выходное сопротивления. По этим причинам усилительный каскад с ОБ применяется редко.

15.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

По аналогии с усилительными каскадами на биполярных транзисторах с ОБ, ОЭ и ОК различают три типа усилительных каскадов на полевых транзисторах: с общим затвором (ОЗ), общим истоком (ОИ) и общим стоком (ОС). Чаще других используется усилительный каскад с ОИ.

Усилительный каскад на полевых транзисторах с ОИ реализуется по типовой схеме, которая выделена на рис. 15.9 сплошной линией.

Назначения всех элементов схемы аналогичны их назначению в усилительном каскаде на биполярном транзисторе с ОЭ (см. рис. 15.2), а режиму малого сигнала соответствует обобщенная схема замещения на рис. 15.6.

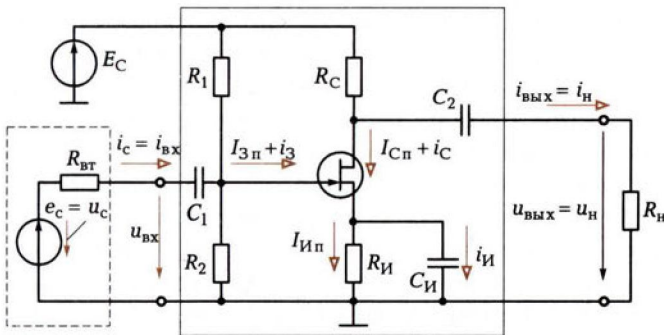


Рис. 15.9

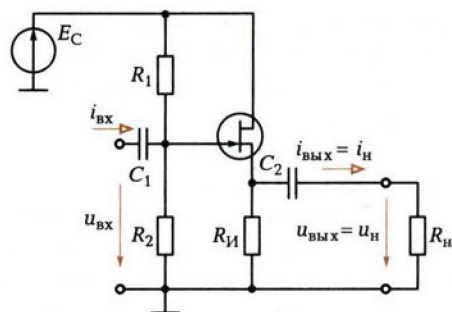


Рис. 15.10

Основным достоинством усилительного каскада на полевом транзисторе с ОИ относительно усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ является большое входное сопротивление (10^2 — 10^3 кОм) при соизмеримых значениях выходного сопротивления (10 — 100 кОм) и коэффициента усиления напряжения в режиме холостого хода (10 — 100).

Усилительный каскад с ОС (рис. 15.10), называемый также *источковым повторителем*, функционально подобен эмиттерному повторителю (см. рис. 15.7). Коэффициент усиления напряжения истокового повторителя $K_{u_x} = 0,8$ — $0,9$ близок к единице, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = 10$ — 50 Ом, а входное сопротивление $R_{\text{вх}} = 1$ — 10^3 МОм.

Усилительные каскады с ОЗ в устройствах электроники практически не применяются.

В качестве приемника энергии к выходу усилительного каскада может быть подключен также усилительный каскад. Совокупность таких каскадов образует *многоступенчатый усилитель*.

В усилителях низких и высоких частот, а также широкополосных и узкополосных электрическая связь между каскадами осуществляется конденсаторами, в усилителях постоянного тока — резисторами или непосредственными связями. В последнем случае любые изменения постоянного напряжения на выходе одного каскада из-за нестабильности параметров транзистора при действии дестабилизирующих факторов, обычно температуры, влияют на режим работы других каскадов, что приводит к изменению напряжения на выходе многоступенчатого усилителя даже при отсутствии усиливаемого сигнала. Это явление называется *грейфом нуля*.

Уменьшить дрейф нуля и получить другие полезные качества позволяют дифференциальные усилительные каскады.

15.4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД ПОСТОЯННОГО ТОКА

Наиболее распространена схема дифференциального усилительного каскада на основе моста постоянного тока (рис. 15.11), плечи которого образованы резисторами $R_{K1} = R_{K2}$ и биполярными транзисторами $VT1$ и $VT2$ одного типа с объединенными эмиттерами.

Для лучшей балансировки моста транзисторы изготавливают по единой технологии на одном кристалле, так что их параметры отличаются на 1—5%. Два источника сигналов включаются в цепи баз транзисторов, называемые *несимметричными входами*, а приемник с сопротивлением нагрузки R_n — между коллекторами (симметричный выход).

Режим покоя каскада при напряжениях $u_{вх1} = u_{вх2} = 0$, или коротком замыкании входов, определяет напряжение

$$U_{БЭп} = E_Э - R_Э(I_{Э1п} + I_{Э2п}) > 0,$$

одинаковое для обоих транзисторов. Поэтому их режимы работы различаются мало. В таком каскаде осуществляется стабилизация режима покоя. Если под действием дестабилизирующих факторов, например нагрева, возрастут токи коллекторов $I_{K1п}$, $I_{K2п}$ и эмиттеров $I_{Э1п}$, $I_{Э2п}$, то напряжение $U_{БЭп}$ уменьшится, эмиттерные

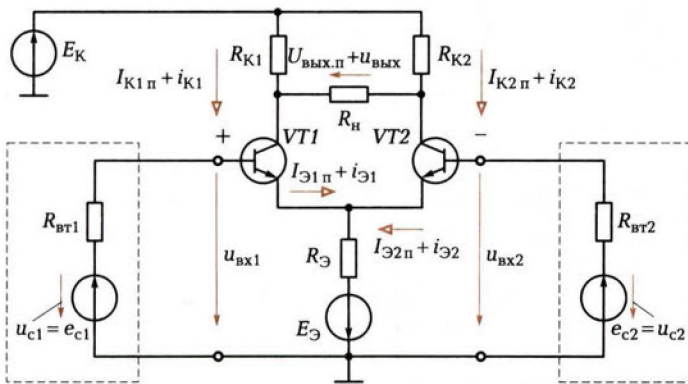


Рис. 15.11

переходы станут пропускать меньшие токи; в результате токи коллекторов $I_{K1п}$, $I_{K2п}$ и напряжение покоя на выходе

$$U_{\text{вых.п}} = R_{K1}I_{K1п} - R_{K2}I_{K2п} \quad (15.8)$$

будут стабилизированы.

Из формулы (15.8) видно, что любые одинаковые изменения в одноименных плечах каскада не вызывают изменения напряжения $U_{\text{вых.п}}$, т. е. дрейфа нуля. В реальных каскадах нет полной симметрии элементов, однако дрейф напряжения $U_{\text{вых.п}}$ в дифференциальном усилительном каскаде по сравнению с усилительными каскадами на биполярных (см. рис. 15.2) и полевых (см. рис. 15.9) транзисторах снижается на несколько порядков. Дифференциальный усилительный каскад работает в различных режимах.

Усиление сигнала одного источника. Источник сигнала подключается симметрично (рис. 15.12, а) или несимметрично (рис. 15.12, б и в). Заметим, что в схеме на рис. 15.12, б фазы напряжений на выходе $u_{\text{вых}} = u_n$ и входе $u_{\text{вх}}$ усилительного каскада совпадают ($u_{\text{вых}} > 0, u_n > 0$; $u_{\text{вых}} < 0, u_n < 0$), а в схеме на рис. 15.12, в — противоположны ($u_{\text{вых}} > 0, u_n < 0$; $u_{\text{вых}} < 0, u_n > 0$). Соответствующие входы усилителя называются *неинвертирующий* и *инвертирующий* и обозначаются на схеме знаками плюс и минус.

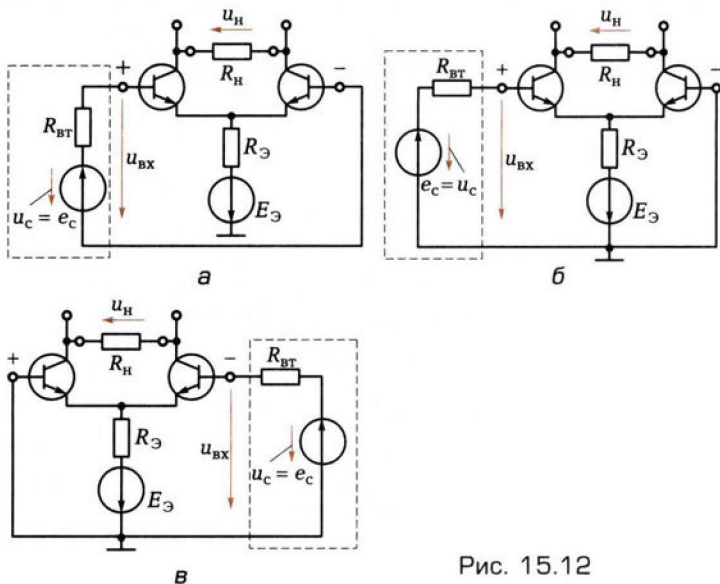


Рис. 15.12

Подключение независимых источников сигналов на оба входа. Различают противофазное и синфазное включение двух источников сигналов, т.е. с противоположными и одинаковыми полярностями относительно общего узла цепи.

При *противофазном* включении $u_{c1} > 0$ и $u_{c2} < 0$ на рис. 15.11 (или наоборот) токи базы и коллектора транзистора $VT1$ возрастают, а транзистора $VT2$ уменьшаются (или наоборот) на такие же значения. Одновременно на соответствующих транзисторах уменьшаются и увеличиваются (или наоборот) электрические потенциалы коллекторов, разность которых определяет напряжение на выходе усилительного каскада.

Действие *синфазных* сигналов равного значения $u_{c1} = u_{c2}$ соответствует одинаковому изменению режимов работы транзисторов. При этом изменения напряжения на выходе усилительного каскада с идеальной симметрией плеч по формуле (15.8) не будет. Это особенно важно, так как синфазные сигналы представляют собой обычно различного рода помехи (атмосферные, сетевые и т.д.).

Способность усиливать разность напряжений на неинвертирующем $u_{вх1} = u_{ни}$ и инвертирующем $u_{вх2} = u_{и}$ входах, равную разности потенциалов между неинвертирующим и инвертирующим входами

$$u_{вх} = u_{ни} - u_{и} = v_{ни} - v_{и}$$

определяет название усилительного каскада «*дифференциальный*».

Вместо биполярных транзисторов в дифференциальном усилительном каскаде могут применяться полевые транзисторы.

Значения основных параметров дифференциальных усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах того же порядка, что и у каскадов с ОЭ и ОИ соответственно.

Основные достоинства дифференциальных усилительных каскадов — помехоустойчивость к синфазным помехам и малый дрейф нуля — до 1—10 мкВ/°С, что в 20—100 раз меньше дрейфа нуля в небалансных усилителях постоянного тока. По этой причине дифференциальные усилительные каскады применяются, в частности, в качестве входных каскадов операционных усилителей.

15.5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционные усилители (ОУ) представляют собой разновидность усилителей постоянного тока (см. рис. 15.1, а). Свое назва-

ние «операционные» усилители этого типа получили от первоначальной области их преимущественного применения для выполнения математических операций над аналоговыми величинами (сложение, вычитание, интегрирование и т. д.). В настоящее время ОУ применяются при создании электронных устройств самого различного функционального назначения (стабилизаторов напряжения, генераторов сигналов различной формы и т. д.). Операционные усилители выполняют многокаскадными с непосредственными связями. На входе ОУ включается дифференциальный усилительный каскад постоянного тока для уменьшения дрейфа нуля (на полевых транзисторах и для увеличения входного сопротивления), затем — промежуточные усилительные каскады для получения необходимого усиления и на выходе — повторитель напряжения для уменьшения выходного сопротивления. Разработка ОУ — сложная проблема. Однако это не затрудняет их практического применения, так как они изготавливаются в виде интегральных схем.

Реальный операционный усилитель. В режиме малого сигнала входная и выходная цепи ОУ представляются схемой замещения на рис. 15.13, элементы которой отражают основные параметры ОУ:

$$R_{\text{вх ОУ}} = 10^4 - 10^{10} \text{ Ом} \quad (15.9)$$

— входное сопротивление;

$$R_{\text{вых ОУ}} = 10 - 50 \text{ Ом} \quad (15.9a)$$

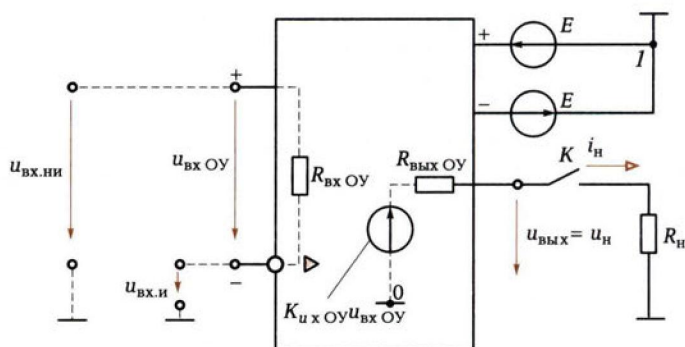


Рис. 15.13

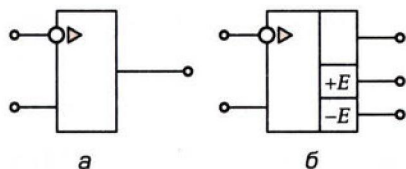


Рис. 15.14

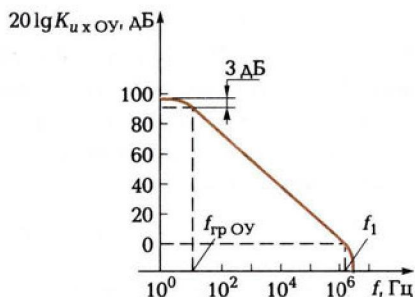


Рис. 15.15

— выходное сопротивление;

$$K_{иxOУ} = \frac{U_{вых.х}}{U_{вхOУ}} \quad (15.96)$$

— коэффициент усиления напряжения, равный отношению действующих значений синусоидальных напряжений на выходе и входе ОУ в режиме холостого хода ($R_H = \infty$).

Узел 0 с нулевым потенциалом в схеме замещения выходной цепи ОУ соответствует эквипотенциальной точке 1 цепи питания. На рис. 15.14, а и б приведены условные обозначения ОУ, на которых инвертирующий вход отмечен окружностью.

Усилительные свойства ОУ определяют его частотные и передаточные характеристики при разомкнутой цепи нагрузки.

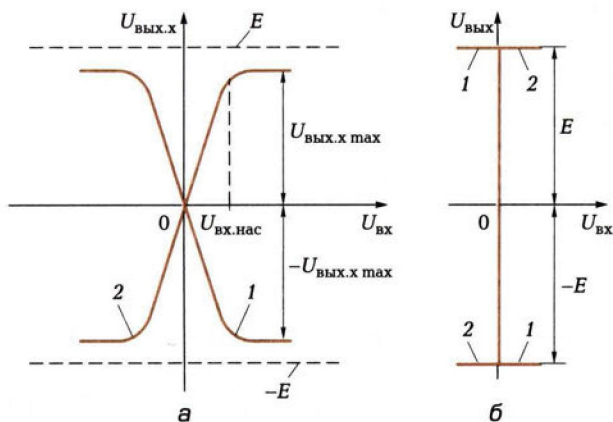


Рис. 15.16

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ (рис. 15.15) подобна ЛАЧХ биполярного транзистора (см. рис. 13.14). Аналогично последней на ЛАЧХ операционного усилителя различают *граничную частоту* $f_{грОУ}$, при которой коэффициент усиления напряжения ОУ уменьшается относительно его значения при нулевой частоте

$$K_{иxОУ}(0) = 10^4 - 10^5 \quad (15.10)$$

в $\sqrt{2}$, или 0,707 раз, а величина $20 \lg K_{иxОУ}$ — на $20 \lg \sqrt{2} = 3$ дБ, и частоту *единичного усиления* f_1 , при которой коэффициент усиления напряжения ОУ $K_{иxОУ} = 1$.

Передачные характеристики ОУ определяют зависимости напряжения на его входе от напряжений на инвертирующем $U_{вых.х}(U_{вх.и})$ при $U_{вх.ни} = 0$ и неинвертирующем $U_{вых.х}(U_{вх.ни})$ при $U_{вх.и} = 0$ входах в режиме постоянного тока при разомкнутой цепи нагрузки (рис. 15.16, а, зависимости 1 и 2).

Таблица 15.2. Параметры некоторых типов операционных усилителей

Параметр	Тип операционного усилителя			
	К140УД6	К140УД7	К140УД17	К140УД8
$\pm E$, В	± 15	± 15	± 15	± 15
$I_{пит}$, мА	3	2,8	5	5
$I_{вхОУ}$, нА, не более	50	400	10	0,2
$\Delta I_{вхОУ}$, нА, не более	15	200	5	0,1
$R_{н}$, кОм, не менее	1	2	2	2
$U_{вых.х \max}$, В	± 12	$\pm 10,5$	12	10
f_1 , МГц	1	0,8	0,4	1
$K_{ос.сф}$, дБ	70	70	100	70
$K_{иxОУ}(0)$, не менее	30 000	30 000	200 000	50 000
$U_{см}$, мВ, не более	± 8	± 9	$\pm 0,25$	± 50
$R_{вхОУ}$, МОм, не менее	1	0,4	30	10

Для типового значения ЭДС источника питания $E = 10$ В насыщение транзистора выходного каскада с учетом (15.10) произойдет при $U_{\text{вх.нас}} \approx E/K_{u_{\text{хОУ}}}(0) = \pm(0,1 - 1)$ мВ. Дальнейшее увеличение напряжения $U_{\text{вх}}$ не вызывает изменения напряжения на выходе.

Значения коэффициента усиления напряжения ОУ при нулевой частоте в режиме холостого хода $K_{u_{\text{хОУ}}}(0)$, частоты единичного усиления f_1 , максимального постоянного напряжения на выходе ОУ $U_{\text{вых max}}$ при номинальном напряжении питания и входного сопротивления $R_{\text{вхОУ}}$ указываются в справочниках.

Кроме перечисленных в справочниках указывают также значения других параметров ОУ (табл. 15.2):

- постоянного наибольшего напряжения смещения на входе $U_{\text{см}}$ при напряжении на выходе, равном нулю;
- постоянных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам $I_{\text{вхОУ}}$ и разность этих токов $\Delta I_{\text{вхОУ}}$;
- коэффициента ослабления синфазных напряжений $K_{\text{ос.сф}}$;
- номинальных напряжения $\pm E$ и тока $I_{\text{пит}}$ питания;
- минимально допустимого сопротивления цепи нагрузки $R_{\text{н}}$.

Идеальный операционный усилитель. Пренебрегая малым значением напряжения насыщения $U_{\text{вх.нас}}$, введем понятие *идеального* ОУ, у которого коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода, входное и выходное сопротивления на зависят от частоты и имеют значения

$$\boxed{K_{u_{\text{хОУ}}} \rightarrow \infty; \quad \boxed{R_{\text{вхОУ}}} \rightarrow \infty; \quad \boxed{R_{\text{выхОУ}}} = 0,} \quad (15.11a)$$

т.е. напряжение, равное разности потенциалов между неинвертирующим и инвертирующим входами, и ток на входе идеального ОУ в *линейном* режиме усиления сигналов равны нулю

$$\boxed{u_{\text{вхОУ}} = v_{\text{ни}} - v_{\text{и}} = u_{\text{вых}}/K_{u_{\text{хОУ}}} = 0;}$$

$$\boxed{i_{\text{вхОУ}} = u_{\text{вхОУ}}/R_{\text{вхОУ}} = 0,} \quad (15.11b)$$

а его передаточные характеристики по инвертирующему и неинвертирующему входам при любом сопротивлении цепи нагрузки $R_{\text{н}} > 0$ имеют вид ломаных линий 1 и 2 на рис. 15.16, б.

В режиме насыщения идеального ОУ, т.е. *нелинейном* режиме, напряжение $u_{\text{вхОУ}} \neq 0$, а ток $i_{\text{вхОУ}} = 0$.

В дальнейшем при анализе электронных устройств под напряжением на входе ОУ будем понимать как $u_{\text{вхОУ}} = v_{\text{ни}} - v_{\text{и}}$, так и $u_{\text{вхОУ}} = v_{\text{и}} - v_{\text{ни}}$, указывая на схемах соответствующее положительное направление напряжений стрелкой.

Если ОУ применяется в линейном режиме усиления сигналов, то будем пользоваться его условным обозначением на рис. 15.14, а, если также и в нелинейном режиме, то обозначением на рис. 15.14, б. Схема на рис. 15.14, б поясняет равенство напряжений на выходе идеального ОУ в режиме насыщения и источников питания E или $-E$.

15.6. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью (ОС) в усилителе называется передача части энергии с его выхода на вход.

Обратная связь *отрицательная*, если уменьшает коэффициент усиления усилителя, в противном случае она *положительная*.

Обратные связи бывают *полезными*, если создаются целенаправленно, и *паразитными* (вредными), если возникают самопроизвольно.

По месту нахождения обратные связи могут быть *внутренними*, если осуществляются внутри цепи самого усилительного каскада, и *внешними*, если их цепи охватывают усилительный каскад снаружи.

В общем случае цепь внешней ОС представляет собой пассивный четырехполюсник, который своими выводами подключается к выходной и входной цепям ОУ.

По способу подключения входных выводов $1-1'$ четырехполюсника ОС различают обратную связь по *напряжению* и по *току* (рис. 15.17, а и б), по способу подключения его выходных выводов $2-2'$ — *параллельную* и *последовательную* (рис. 15.18, а и б).

Отметим, что в общем случае напряжение и ток на входе усилителя с обратной связью и одноименные величины на входе ОУ не совпадают.

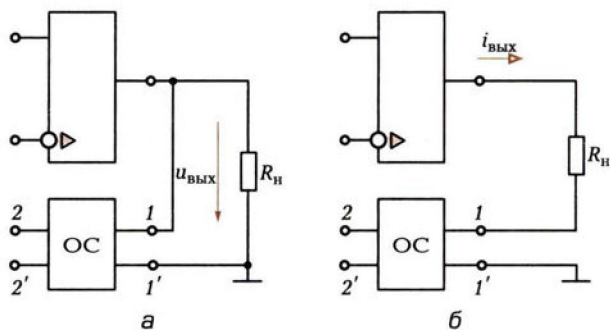


Рис. 15.17

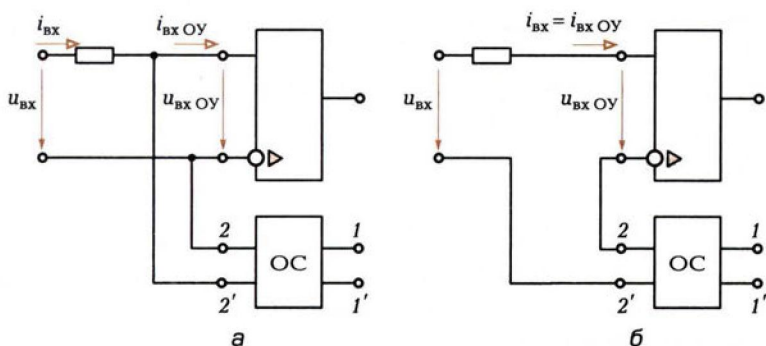


Рис. 15.18

Положительная ОС в усилителях практически не применяется, но лежит в основе работы различного рода автогенераторов синусоидальных колебаний (см. подразд. 15.9) и регенеративных устройств (см. подразд. 15.6).

Отрицательная ОС используется в усилителях очень широко. Она позволяет создавать устройства различного функционального назначения, а также улучшает параметры усилителей: уменьшает значение выходного сопротивления, увеличивает значение граничной частоты $f_{гр}$, а следовательно, и полосу частот $0 \leq f \leq f_{гр}$ усиления сигналов, уменьшает нелинейные искажения напряжения на выходе и зависимость значений параметров усилителя от дестабилизирующих факторов (обычно температуры).

Полезные свойства отрицательной обратной связи достигаются за счет уменьшения значений коэффициента усиления напряжения усилителя. Это, однако, не имеет существенного значения, так как собственный коэффициент усиления напряжения ОУ очень большой (15.10).

15.7. УСИЛИТЕЛИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим примеры усилителей с отрицательной обратной связью на основе ОУ, полагая их идеальными (15.11).

Неинвертирующий усилитель. В неинвертирующем усилителе (рис. 15.19) используется последовательная отрицательная ОС по напряжению. В дальнейшем вместо четырехполюсника обрат-

ной связи на схемах усилителей будем изображать только элементы его схемы замещения.

Из уравнения по второму закону Кирхгофа для контура 1

$$u_{\text{вх}} - u_{\text{о.с}} = u_{\text{вхОУ}} = 0,$$

где напряжение

$$u_{\text{о.с}} = \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{о.с}}} u_{\text{вых}}$$

характеризует последовательную отрицательную обратную связь, следует соотношение между напряжениями на входе и выходе неинвертирующего усилителя

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_1 + R_{\text{о.с}}}{R_1} u_{\text{вх}}. \quad (15.12)$$

Полярности напряжений на входе и выходе неинвертирующего усилителя совпадают, а коэффициент усиления напряжения равен

$$K_u = \frac{R_1 + R_{\text{о.с}}}{R_1}. \quad (15.13)$$

Входное и выходное сопротивления неинвертирующего усилителя на основе идеального ОУ равны

$$\left. \begin{array}{l} R_{\text{вых}} = 0; \\ R_{\text{вх}} = \infty. \end{array} \right\} \quad (15.14)$$

Повторитель напряжения. При выполнении условия $R_1 \gg R_{\text{о.с}}$ значение коэффициента усиления напряжения неинвертирующего усилителя (15.13) стремится к единице. В предельном случае

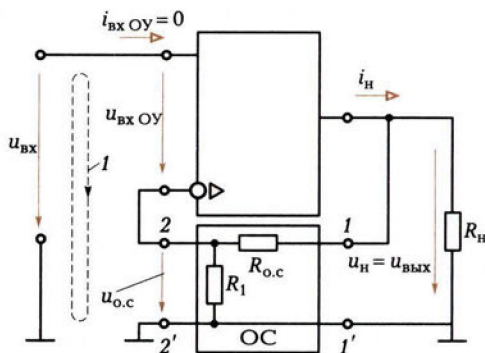


Рис. 15.19

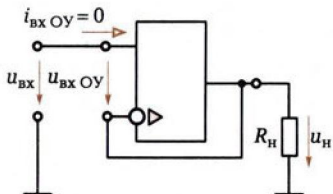


Рис. 15.20

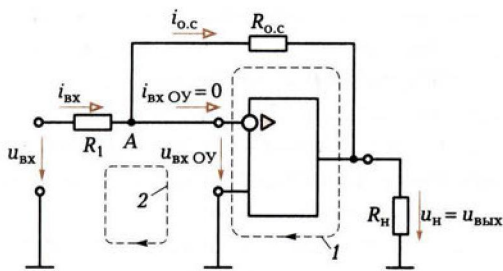


Рис. 15.21

($R_1 \rightarrow \infty$, $R_{о.с} \rightarrow 0$) неинвертирующий усилитель преобразуется в повторитель напряжения $u_n = u_{вх}$ (рис. 15.20).

Инвертирующий усилитель. В инвертирующем усилителе используется параллельная отрицательная обратная связь по напряжению, а цепи источника сигнала и обратной связи с сопротивлениями R_1 и $R_{о.с}$ подключаются к инвертирующему входу операционного усилителя (рис. 15.21).

Составим систему уравнений по первому (для узла А) и второму (для контуров 1 и 2) законам Кирхгофа:

$$\left. \begin{aligned} i_{о.с} - i_{вх} - i_{вх ОУ} &= 0; \\ R_{о.с} i_{о.с} + u_n &= u_{вх ОУ} = 0; \\ u_{вх} - R_1 i_{вх} &= u_{вх ОУ} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (15.15)$$

где $i_{о.с}$, $i_{вх}$, $i_{вх ОУ}$ — токи в цепях обратной связи, на входе инвертирующего усилителя и на входе ОУ.

Из системы уравнений (15.15) следует соотношение между напряжениями на входе и выходе инвертирующего усилителя и его входное сопротивление

$$\left. \begin{aligned} u_{вых} &= -\frac{R_{о.с}}{R_1} u_{вх}; \\ R_{вх} &= u_{вх} / i_{вх} = R_1. \end{aligned} \right\} \quad (15.16)$$

Напряжения на входе и выходе инвертирующего усилителя имеют разные полярности, а отношение их абсолютных значений определяет коэффициент усиления напряжения

$$K_u = -\frac{R_{о.с}}{R_1}. \quad (15.17)$$

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя, как и неинвертирующего (15.14), мало.

Избирательный усилитель. В избирательном усилителе (рис. 15.22, а) цепь параллельной отрицательной обратной связи по напряжению содержит резонансный заградительный фильтр (см. рис. 4.42, а). При синусоидальном напряжении $u_{\text{вх}}$ для расчета усилителя применим комплексный метод.

Для разделения постоянной и переменной составляющих тока в цепь обратной связи включен конденсатор большой емкости C_1 , сопротивлением которого X_{C1} можно пренебречь.

Заменяв в (15.16) напряжения $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ комплексными напряжениями $\dot{U}_{\text{вх}}$ и $\dot{U}_{\text{вых}}$, а сопротивление цепи отрицательной обратной связи $R_{\text{о.с}}$ комплексным сопротивлением заградительного фильтра

$$\underline{Z} = \frac{jX_L(-jX_C)}{jX_L - jX_C} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC},$$

найдем комплексный коэффициент усиления напряжения избирательного усилителя

$$\underline{K}_u = K_u(\omega)e^{j\theta_u(\omega)} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_{\text{вх}}} = -\frac{\underline{Z}}{R} = \frac{-j\omega L}{(1 - \omega^2 LC)R_1}$$

и его амплитудно-частотную характеристику

$$K_u(\omega) = \frac{\omega L}{|(1 - \omega^2 LC)R_1|}. \quad (15.18)$$

При резонансной угловой частоте $\omega_{\text{рез}} = 1/\sqrt{LC}$ значение коэффициента усиления напряжения $K_u \rightarrow \infty$ (на рис. 15.22, б — непрерывная линия). С учетом потерь энергии в реальном резонансном

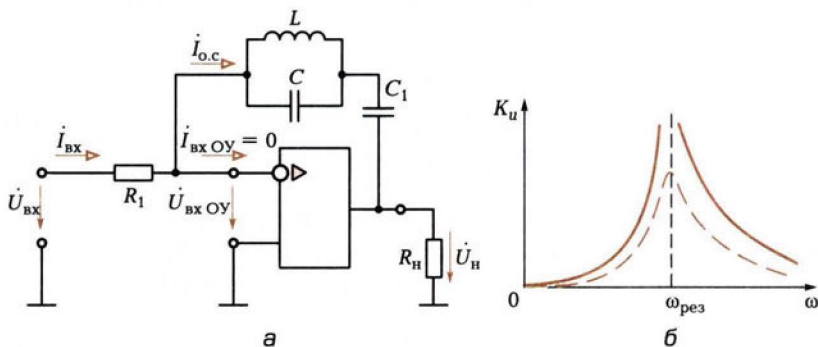


Рис. 15.22

заградительном фильтре АЧХ избирательного усилителя будет отличаться от идеальной (на рис. 15.22, б — штриховая линия).

Использование в цепи обратной связи заградительного RC-фильтра (см. рис. 4.43, а) приводит к аналогичным результатам. Однако RC-фильтры проще для практической реализации и поэтому во многих случаях оказываются предпочтительнее резонансных заградительных. Такие фильтры на основе ОУ называют *активными RC-фильтрами*.

15.8. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Усилитель мощности обычно является последним каскадом в цепи усиления сигнала. К его выходу подключается приемник большой мощности. Поэтому одним из важных параметров усилителя мощности является его КПД.

Для усиления синусоидальных и других двухполярных сигналов наибольшим КПД обладает двухтактный усилитель мощности, типовая схема которого на основе эмиттерных повторителей с малыми выходными сопротивлениями (см. подразд. 15.2) приведена на рис. 15.23, а. Постоянные составляющие напряжений на резисторах R_1 и R'_1 обеспечивают смещения p - n -переходов между эмиттерами и базами транзисторов, необходимые для работы эмиттерных повторителей в классах В или АВ (см. рис. 15.5, б). При этом КПД усилителя мощности равен

$$\eta = \frac{P_H}{P_E} 100 \leq 78,5 \%,$$

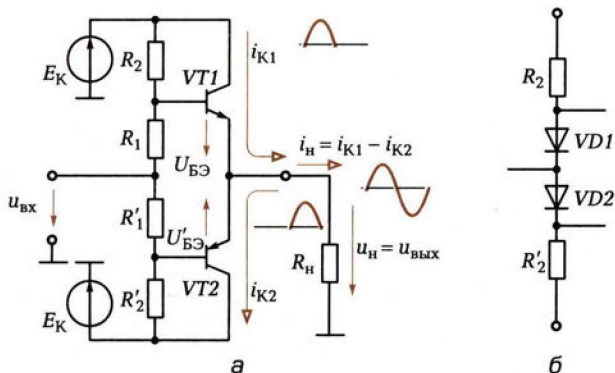


Рис. 15.23

где $P_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_K I_{K_m} \sin \omega t \, d\omega t = 2E_K I_{K_m} / \pi$ и $P_H = \frac{I_{H_m} U_{H_m}}{2}$ — мощность

двух источников питания с постоянными ЭДС E_K и цепи нагрузки при условии $I_{H_m} < I_{K_m}$ и $U_{H_m} < E_K$, а напряжение на выходе $u_H = u_{\text{вых}} = R_H(i_{K1} - i_{K2})$ близко по форме к синусоидальному напряжению на входе.

Изменение температуры изменяет значение порогового напряжения проводимости перехода между эмиттерами и базами транзисторов, что нарушает их согласованную работу. Для устранения этого явления вместо резисторов R_1 и R'_1 включают смещенные в прямом направлении диоды (см. рис. 15.23, б), пороговое напряжение проводимости которых (см. рис. 13.5) имеет такой же температурный коэффициент.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите три основных типа усилительных каскадов на биполярных транзисторах.
2. В чем заключаются основные различия усилителей классов А и В?
3. Назовите три основных типа усилительных каскадов на полевых транзисторах.
4. Почему усилительный дифференциальный каскад постоянного тока не усиливает электрические помехи (атмосферные, сетевые и т.д.)?
5. Каков порядок значений входного и выходного сопротивлений и коэффициента усиления напряжения операционных усилителей?
6. Перечислите свойства идеального операционного усилителя.

ЗАДАЧИ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОГО РЕШЕНИЯ

1. Какое сопротивление должна иметь цепь обратной связи $R_{o.c}$ неинвертирующего усилителя (см. рис. 15.19), чтобы его коэффициент усиления напряжения равнялся $K_U = 50$ при сопротивлении $R_1 = 1,5$ кОм?
Ответ: 74,5 кОм.
2. Чему равно входное сопротивление инвертирующего усилителя (см. рис. 15.21) при значениях параметров элементов: $R_1 = 1$ кОм, $R_{o.c} = 10$ кОм, $R_H = 2$ кОм, ОУ идеальный?
Ответ: 1 кОм.