

Министерство образования и науки Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

В.В. ДУРКИН, С.В. ТЫРЫКИН,
М.А. СТЕПАНОВ

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ОСНОВНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

НОВОСИБИРСК
2017

УДК 621.38.061(075.8)

Д 841

Рецензенты:

д-р техн. наук, профессор *А.В. Киселев*
канд. техн. наук, доцент *В.И. Говорухин*

Работа подготовлена кафедрой радиоприемных и радиопередающих устройств для студентов III курса факультета РЭФ направлений «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» дневного отделения

Дуркин В.В.

Д 841

Схемотехника аналоговых электронных устройств. Базовые схемы основных функциональных устройств: учеб. пособие / В.В. Дуркин, С.В. Тырыкин, М.А. Степанов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. – 127 с.

ISBN 978-5-7782-3335-5

Рассмотрены принципы построения, схемные решения и основные параметры и характеристики базовых схем каскадов предварительного усиления, выходных каскадов, компараторов и перемножителей аналоговых сигналов.

Особое внимание уделено также операционным усилителям и устройствам на их основе.

УДК 621.38.061(075.8)

ISBN 978-5-7782-3335-5

© Дуркин В.В., Тырыкин С.В.,
Степанов М.А., 2017

© Новосибирский государственный
технический университет, 2017

ВВЕДЕНИЕ

Сокращение лекционных часов при изучении дисциплин «Схемотехника аналоговых электронных устройств» и «Схемотехника телекоммуникационных устройств», с одной стороны, и увеличение объема изучаемого материала – с другой, требуют нового подхода к чтению лекций. Это нашло отражение в настоящем учебном пособии. Авторы сознательно пошли на более лаконичное изложение материала: отсутствуют громоздкие формулы; не дается вывод строгих расчетных соотношений, а лишь приводится методика их получения; анализируются только базовые (типовые) схемные решения функциональных узлов (каскадов предварительного усиления, выходных каскадов, компараторов и перемножителей аналоговых сигналов).

Особое внимание уделено также операционным усилителям и устройствам на их основе.

Предлагаемое читателю пособие является продолжением учебного пособия [3]. Сохранены стиль изложения, принятые обозначения и сокращения. Поэтому авторы настоятельно рекомендуют начать изучение схемотехники аналоговых устройств с вопросов, изложенных в [3].

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АМ	– амплитудная модуляция
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
АЭУ	– аналоговое электронное устройство
БТ	– биполярный транзистор
ВСП	– входная статическая погрешность
ГСТ	– генератор стабильного тока
ДК	– двухтактный каскад, дифференциальный каскад
ДУ	– дифференциальный усилитель
ДФ	– дифференциатор

ДС, СС	– дифференциальный и синфазный сигналы
ИМС	– интегральная микросхема
ИП	– источник питания
ИУ	– инвертирующий усилитель
КПД	– коэффициент полезного действия
КПУ	– каскады предварительного усиления
ЛУ	– логарифмирующий усилитель
НИ	– нелинейные искажения
НУ	– неинвертирующий усилитель
ОБ, ОК, ОЭ	– общая база, общий коллектор, общий эмиттер
ОЗ, ОИ, ОС	– общий затвор, общий исток, общий сток
ООС	– отрицательная обратная связь
ОС	– обратная связь
ОУ	– операционный усилитель
ПАС	– перемножители аналоговых сигналов
ПОС	– положительная обратная связь
ПТ	– полевой транзистор
ПФ	– передаточная функция
ПХ	– переходная характеристика
УЗЧ	– усилитель звуковых частот
УИТ	– управляемый источник тока
УК	– усилительный каскад
УПТ	– усилитель постоянного тока
УУ	– усилительное устройство
УЭ	– усилительный элемент
ФЧХ	– фазочастотная характеристика
ЦАП	– цифроаналоговый преобразователь
ЦОС	– цепь обратной связи

1. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

1.1. ОСОБЕННОСТИ КАСКАДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

Назначение каскадов предварительного усиления (КПУ) – повышение уровня входного сигнала до значения, при котором обеспечивается нормальное возбуждение мощного выходного каскада. Поэтому основным параметром КПУ служит коэффициент усиления, а такие параметры, как КПД, выходная мощность и нелинейные искажения, определяющими не являются.

Основной режим работы КПУ – режим *A*.

Так как КПУ работают с низкими уровнями сигналов, то их можно считать линейными устройствами и для анализа использовать методы анализа линейных цепей.

Усилители гармонических сигналов (разд. 2.2 в [3]) работают в установившемся (стационарном) режиме. Цель анализа этих усилителей – найти уравнения АЧХ и ФЧХ, которые позволяют предъявить требования к элементам КПУ исходя из допустимого уровня частотных и фазовых искажений и необходимого коэффициента усиления.

В импульсных усилителях основным методом анализа является операторный метод. Его цель – получить уравнение переходной характеристики и на его основе предъявить требования к элементам усилителя исходя из допустимого уровня переходных искажений.

В усилителях на биполярных транзисторах (БТ) в основном используется схема включения ОЭ, поскольку она обеспечивает усиление как по току, так и по напряжению. От нее можно получить максимальное усиление мощности. Схема ОК применяется либо в выходных каскадах, работающих на низкоомную нагрузку (кабель, громкоговоритель, большая емкость), либо на входе усилительного устройства, при работе от высокоомного источника сигнала. Если же источник

сигнала имеет низкое сопротивление, то в качестве входного каскада имеет смысл использовать схему с ОБ.

Полевые транзисторы (ПТ) в основном применяются во входных каскадах, когда требуется получить высокое входное сопротивление.

В КПУ используются как усилители постоянного (УПТ), так и переменного тока. УПТ более универсальны и имеют лучшую форму АЧХ и ФЧХ в области низких частот и ПХ в области больших времен. Однако отсутствие гальванической (по постоянному току) развязки между каскадами усложняет настройку такого усилителя и может привести к появлению значительного дрейфа выходного напряжения (тока).

1.2. РЕЗИСТОРНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

1.2.1. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМЫ

Достоинство резисторного каскада кроме простоты и малых размеров, заключается в способности создавать равномерное усиление в широкой полосе частот и нечувствительность к воздействию переменных магнитных помех.

На рис. 1.1 показана схема резисторного каскада для самого распространенного варианта: схема включения с ОЭ и эмиттерная стабилизация рабочей точки. Штриховыми линиями изображены эквивалентные схемы источника сигнала и нагрузки.

Назначение элементов задания и стабилизации режима работы $R_{б1}$, $R_{б2}$, $R_э$ и $C_э$ рассматривалось в разд. 6.9 работы [3]. Конденсаторы $C_{р1}$ и $C_{р2}$ выполняют развязку каскадов по постоянному току, т. е. исключают передачу от одного каскада к другому медленных изменений напряжений, обусловленных нестабильностью режима. Наличие развязки позволяет осуществить питание каскадов от одного источника с предельно низким напряжением.

Для определения качественных показателей каскада, т. е. для нахождения коэффициента усиления, уравнений АЧХ, ФЧХ и ПХ необходимо составить его эквивалентную схему для малого переменного сигнала (рис. 1.2). При составлении этой схемы было сделано допущение о малости сопротивления источника питания переменному току.

УЭ заменен линейным активным трехполусником, свойства которого описываются y -матрицей (разд. 4.1.2 в [3]).

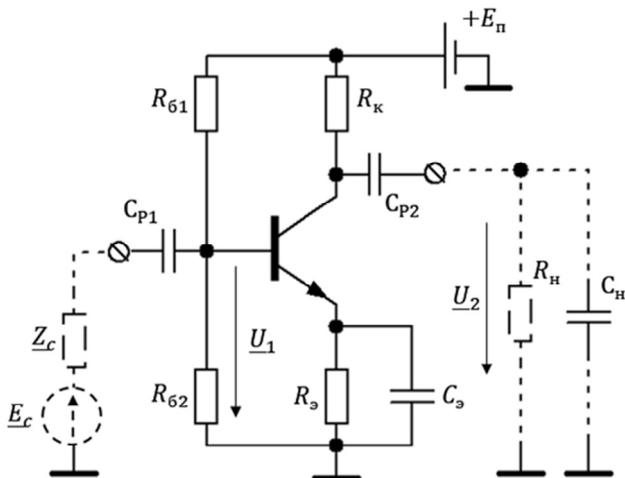


Рис. 1.1. Схема резисторного каскада

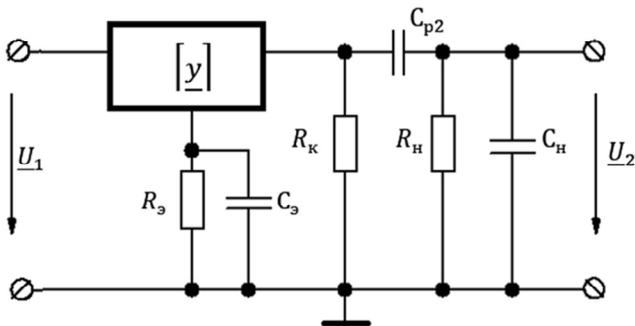


Рис. 1.2. Эквивалентная схема резисторного каскада

Элементы R_n , C_n имитируют входное сопротивление следующего каскада. Качественные показатели каскада оцениваются передаточной функцией: $K(j\omega) = \underline{U}_2 / \underline{U}_1$, поэтому в эквивалентную схему не вошли элементы $R_{\beta 1}$, $R_{\beta 2}$, Z_c и C_{p1} , которые не влияют на эту функцию (напряжение \underline{U}_1 приложено непосредственно к базовому выводу УЭ). Анализ схемы на рис. 1.2 вызывает серьезные затруднения из-за ее сложности. Поэтому, как правило, работают с частными эквивалентными схемами, которые справедливы для определенных

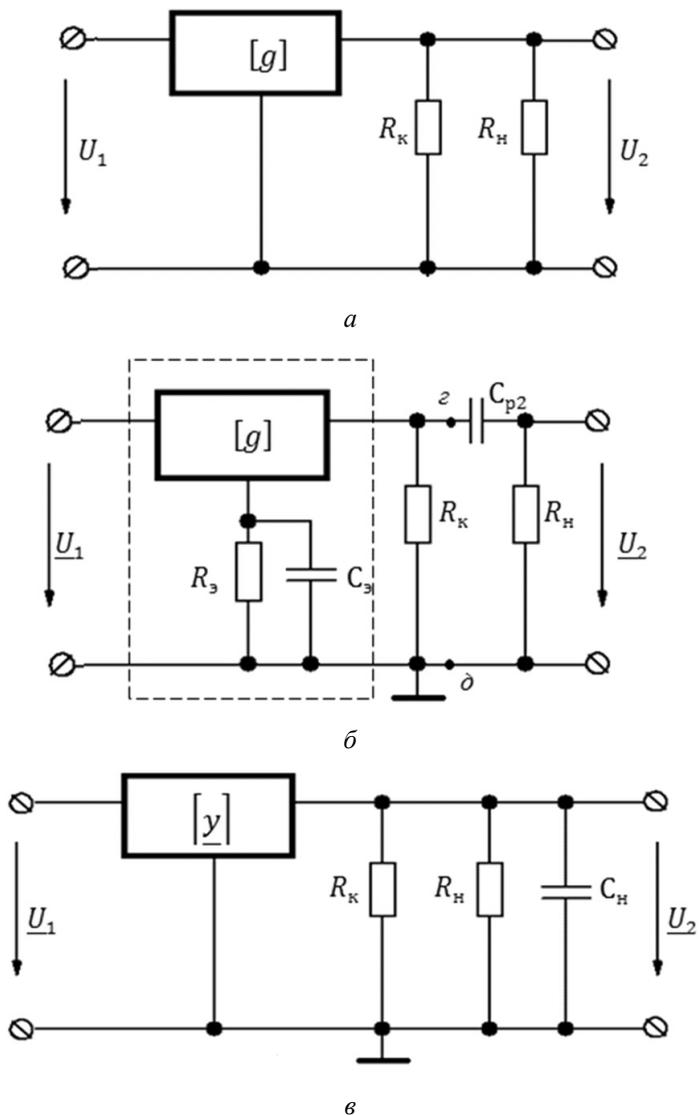


Рис. 1.3. Частные эквивалентные схемы:

a – область средних частот; *б* – область нижних частот; *в* – область верхних частот

областей частот (рис. 1.3). Естественно, что анализ таких частотных схем позволяет получить расчетные соотношения, справедливые только для конкретного диапазона частот.

В области средних частот выходное напряжение, а значит, и коэффициент передачи не зависят от частоты, т. е. эквивалентная схема не должна содержать реактивные элементы (рис. 1.3, а). С понижением частоты возрастают сопротивления конденсаторов C_{p2} и C_3 ($1/\omega C_{p2}$ и $1/\omega C_3$).

Возрастание сопротивления $1/\omega C_3$ вызывает увеличение глубины ООС (последовательной по току) за счет конечного сопротивления переменному току в цепи эмиттера и уменьшение выходного напряжения.

К уменьшению этого напряжения приводит и возрастание сопротивления $1/\omega C_{p2}$, так как все бóльшая часть полезного сигнала будет выделяться на этом сопротивлении.

Эквивалентная схема для нижних частот (больших времен) показана на рис. 1.3, б.

В области верхних частот (малых времен) на форму АЧХ и ПХ влияют частотные (инерционные) свойства УЭ и емкость нагрузки C_H (рис. 1.3, в).

1.2.2. ОБЛАСТЬ СРЕДНИХ ЧАСТОТ

Для любого линейного четырехполюсника коэффициент передачи напряжения (табл. 4.1 в [3])

$$\underline{K} = -\frac{\underline{y}_{21}}{\underline{y}_{22} + \underline{y}_2} = -\frac{\underline{y}_{21}\underline{z}_2}{1 + \underline{y}_{22}\underline{z}_2}, \quad (1.1)$$

где \underline{y}_2 и $\underline{z}_2 = 1/\underline{y}_2$ – проводимость и сопротивление нагрузки.

Если БТ включен по схеме с ОЭ, то (выражения (4.12), (4.13) в [3])

$$\left. \begin{aligned} \underline{y}_{21} &= g_{21} / (1 + j\omega\tau), \\ \underline{y}_{22} &= g_{22} + j\omega C_{22}, \\ C_{22} &\approx (1 + g_{21}r_0)C_k \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

в области средних частот (рис. 1.3, а) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \underline{y}_{21} &= g_{21}, \\ \underline{y}_{22} &= g_{22}, \\ z_2 = R_2 &= R_K R_H / (R_K + R_H). \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

Подставив (1.3) в (1.1), получим

$$K_0 = -\frac{g_{21}R_2}{1 + g_{22}R_2}. \quad (1.4)$$

Как правило, $g_{22}R_2 \ll 1$ и

$$K_0 = -g_{21}R_2. \quad (1.5)$$

Знак «минус» перед правой частью в (1.4) и (1.5) говорит о том, что схема с ОЭ меняет полярность усиливаемого сигнала (вносит постоянно действующий фазовый сдвиг, равный π).

1.2.3. ОБЛАСТЬ НИЖНИХ ЧАСТОТ И БОЛЬШИХ ВРЕМЕН

Как уже отмечалось, на область нижних частот и больших времен влияют C_{p2} и C_3 (рис. 1.3, б). Для упрощения анализа можно считать, что эти конденсаторы влияют на АЧХ и ПХ независимо друг от друга, т. е., изучая влияние одного конденсатора, второй полагаем равным бесконечности (его сопротивление равно нулю). Если конденсаторы вносят небольшие искажения, то это не создает заметной ошибки.

Рассмотрим влияние разделительного конденсатора $C_{p2} = C_p$ при $C_3 = \infty$. Полагая $g_{22} = 0$ и применяя теорему об эквивалентном генераторе к участку цепи, лежащему левее точек z, δ (рис. 1.3, б), получаем упрощенную эквивалентную схему каскада в области нижних частот (рис. 1.4).

Передаточная функция такой схемы имеет вид

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + 1/j\omega\tau_p}, \quad (1.6)$$

где $\tau_p = C_p(R_k + R_H)$ – постоянная времени разделительной цепи. Из (1.6) следуют уравнение нормированной АЧХ

$$y = \left| \frac{K(j\omega)}{K_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_p)^2}} \quad (1.7)$$

и выражение для нижней частоты среза

$$f_{HC} = 1/2\pi\tau_p. \quad (1.8)$$

Таким образом, для расширения полосы пропускания в сторону нижних частот (для уменьшения f_{HC}) необходимо увеличивать постоянную времени τ_p (рис. 1.5), как правило, за счет увеличения емкости разделительного конденсатора.

Однако у конденсатора большой емкости мало сопротивление изоляции (утечки), а его размеры и масса возрастают и могут превышать пределы, допустимые для размещения в корпусе ИМС. Кроме того, крупный конденсатор имеет большую монтажную емкость, что ограничивает полосу пропускания в сторону верхних частот.

Подставив (1.8) в (1.7), получим более распространенную форму записи уравнения АЧХ:

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_{HC} / f)^2}}. \quad (1.9)$$

С учетом (1.8) из (1.6) находим уравнение ФЧХ резисторного каскада в области нижних частот (рис. 1.6)

$$\varphi = \arctg(f_{HC} / f). \quad (1.10)$$

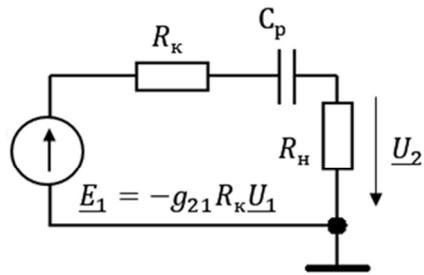


Рис. 1.4. Упрощенная эквивалентная схема резисторного каскада для нижних частот при $C_p = \infty$

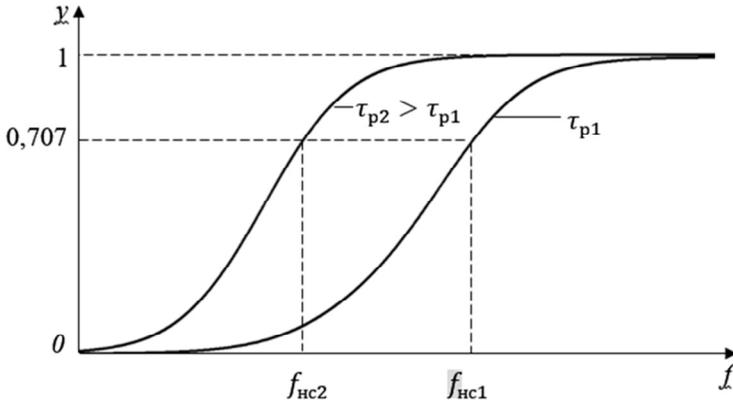


Рис. 1.5. Семейство АЧХ резисторного каскада в области нижних частот при $C_3 = \infty$

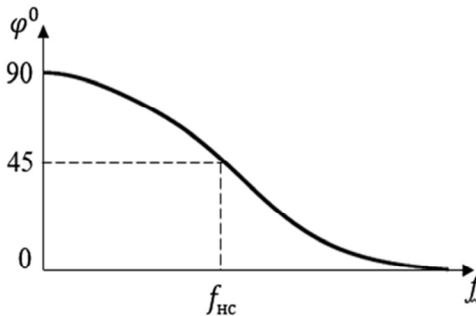


Рис. 1.6. ФЧХ резисторного каскада в области нижних частот при $C_3 = \infty$

Найдем уравнение ПХ. Из (1.6) следует, что

$$y(p) = \hat{h}(p) = K(p) / K_0 = \frac{1}{1 + 1/p\tau_p},$$

где $\hat{h}(p)$ – изображение нормированной ПХ. Переходя от изображения к оригиналу, получаем исходное уравнение ПХ (рис. 1.7):

$$\hat{h}(t) = \exp(-t / \tau_p). \quad (1.11)$$

Спад плоской вершины импульса

$$\Delta = 1 - \exp(-t_{\text{и}} / \tau_{\text{р}}).$$

При $t_{\text{и}} / \tau_{\text{р}} < 0,1$ $\exp(-t_{\text{и}} / \tau_{\text{р}}) \approx 1 - t_{\text{и}} / \tau_{\text{р}}$, тогда

$$\Delta = t_{\text{и}} / \tau_{\text{р}} \quad (1.12)$$

Таким образом, для уменьшения спада надо увеличивать $\tau_{\text{р}}$, т. е. принимать те же самые меры, что и для расширения полосы пропускания в сторону нижних частот.

Из (1.8) и (1.12) следует связь между частотными и переходными искажениями:

$$\Delta / f_{\text{нс}} = 2\pi t_{\text{и}}. \quad (1.13)$$

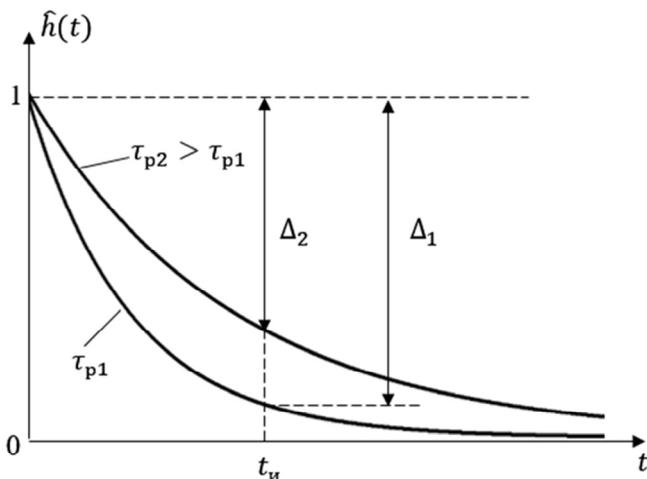


Рис. 1.7. Семейство ПХ резисторного каскада в области больших времен при $C_3 = \infty$

Теперь рассмотрим влияние конденсатора в цепи эмиттера C_3 на АЧХ и ПХ, полагая $C_p = \infty$.

При $C_3 = \infty$ (других реактивностей в эквивалентной схеме (рис. 1.3, б) нет) АЧХ имеет вид прямой (идеальна!) (рис. 1.8). При

$C_3 = 0$ за счет R_3 возникает частотно-независимая ООС, которая уменьшает коэффициент усиления. При $C_3 = \text{const}$ ООС нейтрализуется только в области средних частот. С понижением частот сопротивление $1/\omega C_3$ растет и возникает ООС (последовательная и по току), глубина которой тем больше, чем ниже частота (кривая 1). Если увеличить емкость C_3 , то ОС будет включаться позже (кривая 2), т. е. произойдет расширение полосы пропускания в сторону нижних частот.

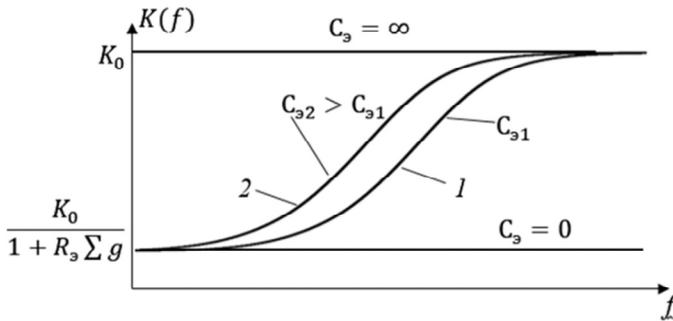


Рис. 1.8. Семейство АЧХ резисторного каскада в области нижних частот при $C_p = \infty$

Для получения расчетных соотношений обобщенным методом узловых потенциалов определяем y -параметры четырехполюсника, обведенного на рис. 1.3, б штриховыми линиями,

$$\left. \begin{aligned} \underline{y}_{21} &= \frac{g_{21} - z_3 \Delta_g}{1 + z_3 \Sigma g}, \\ \underline{y}_{22} &= \frac{g_{22} + z_3 \Delta_g}{1 + z_3 \Sigma g}, \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

где

$$z_3 = R_3 / (1 + j\omega\tau_3), \quad \tau_3 = C_3 R_3,$$

$$\Sigma g = g_{11} + g_{12} + g_{21} + g_{22}, \quad \Delta_g = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}.$$

Подставив (1.14) в (1.1), после несложных преобразований получим

$$\underline{K} = K_0 / \underline{F}. \quad (1.15)$$

Здесь

$$\underline{F} = 1 + \frac{R_3 \Sigma g}{1 + j\omega\tau_3} \quad (1.16)$$

– глубина ООС, возникающая за счет конечного значения емкости конденсатора в цепи эмиттера. Из (1.15) и (1.16) находим уравнение АЧХ каскада в области нижних частот при $C_p = \infty$:

$$y = \sqrt{\frac{1 + (\omega\tau_3)^2}{(1 + R_3 \Sigma g)^2 + (\omega\tau_3)^2}}. \quad (1.17)$$

Если на частоте f_H допустимый уровень частотных искажений не должен превышать y_H , то величина емкости C_3 выбирается из соотношения

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi f_H R_3} \sqrt{\frac{y_H^2 (1 + R_3 \Sigma g)^2 - 1}{1 - y_H^2}}. \quad (1.18)$$

Подадим на вход каскада ступенчатое напряжение амплитудой U_1 . На рис. 1.9 показаны ПХ этого каскада в области больших времен в предположении, что $C_p = \infty$. При $C_3 = \infty$ и $C_3 = 0$ ПХ – идеальны. Прямая при $C_3 = 0$ проходит ниже, так как в этом случае

$$u_{\text{бз}}(t) = U_1 \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + h_{21} R_3}.$$

При $C_3 = C_{31}$ и при скачкообразном изменении напряжения $u_1(t)$ напряжение на конденсаторе C_{31} не может измениться скачком и в начальный момент времени напряжение $u_{\text{бз}}(t) = U_1$, по мере заряда конденсатора

$$u_{\text{бз}}(t) = U_1 - u_{C_3}(t)$$

будет уменьшаться, стремясь к прямой при $C_3 = 0$.

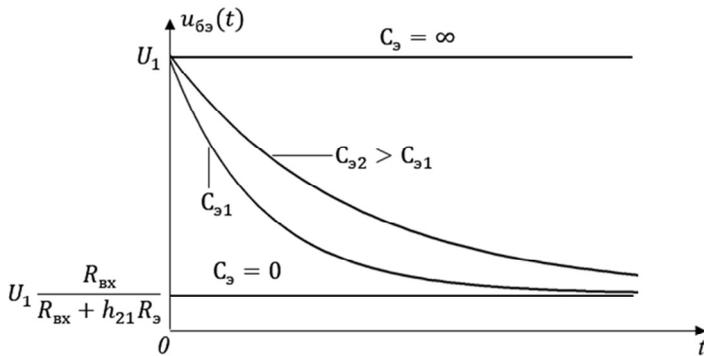


Рис. 1.9. Семейство ПХ резисторного каскада в области больших времен при $C_p = \infty$

При $C_{32} > C_{31}$ скорость заряда эмиттерного конденсатора уменьшится, а значит, уменьшится и скорость спада напряжения $u_{63}(t)$ (уменьшится спад плоской вершины).

При $t_{и} / \tau_3 \leq 0,1$

$$\Delta_3 = \frac{(g_{21} + g_{11})}{C_3} t_{и}. \quad (1.19)$$

1.2.4. ОБЛАСТЬ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ И МАЛЫХ ВРЕМЕН

Эквивалентная схема каскада для этого диапазона частот (времен) показана на рис. 1.3, в.

Подставляя (1.2) в (1.1) и учитывая, что $z_2 = R_2 / (1 + j\omega R_2 C_H)$, $g_{22} R_2 \ll 1$, получаем

$$\underline{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega(\tau_K + \tau)} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (1.20)$$

где τ – постоянная времени транзистора; C_{22} – его выходная емкость; $\tau_K = R_2(C_H + C_{22}) = R_2 C_2$ – постоянная времени коллекторной цепи;

$\tau_B = \tau_K + \tau$ – постоянная времени резисторного каскада для верхних частот. Выражение (1.20) получено при допущении $\omega^2 \tau_K \tau \ll 1$.

Из (1.20) следуют уравнения АЧХ и ФЧХ резисторного каскада в области верхних частот:

$$y = \left| \frac{K}{K_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_{BC})^2}}, \quad (1.21)$$

$$\varphi = -\arctg(f / f_{BC}), \quad (1.22)$$

где

$$f_{BC} = 1 / 2\pi\tau_B \quad (1.23)$$

– верхняя частота среза.

Для расширения полосы пропускания в сторону верхних частот (т. е. для увеличения f_{BC}) необходимо: выбрать более высокочастотный транзистор; уменьшить емкость нагрузки C_H ; уменьшить сопротивление R_2 .

В последнем случае будет уменьшаться коэффициент усиления K_0 в области средних частот (1.5). Поэтому вводят такой параметр, как *площадь усиления*

$$Q_s = |K_0 f_{BC}|, \quad (1.24)$$

который характеризует способность каскада создавать усиление в широкой полосе частот.

Как видно из (1.5) и (1.23), площадь усиления

$$Q_s = \frac{g_{21} R_2}{2\pi\tau_B} = \frac{g_{21} R_2}{2\pi(C_2 R_2 + \tau)} \quad (1.25)$$

возрастает с увеличением R_2 , стремясь к пределу

$$Q_{s \max} = \lim_{R_2 \rightarrow \infty} Q_s = \frac{g_{21}}{2\pi C_2}. \quad (1.26)$$

На основе (1.21) и (1.22) можно построить диаграммы Бode для АЧХ (рис. 1.11, а) и ФЧХ (рис. 1.11, б).

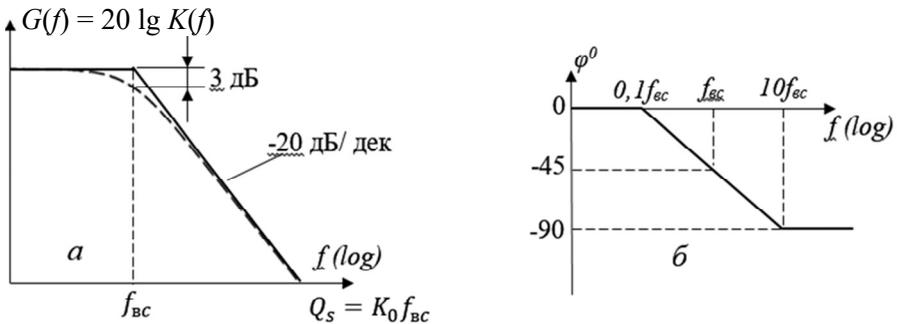


Рис. 1.11. Диаграммы Боде для резисторного каскада в области верхних частот:

a – АЧХ; b – ФЧХ

Из (1.20) находим изображение нормированной ПХ в области малых времен

$$\hat{h}(p) = y(p) = \frac{K(p)}{K_0} = \frac{1}{1 + p\tau_B}.$$

Переходя к оригиналу, получим уравнение ПХ

$$\hat{h}(t) = 1 - \exp(-t / \tau_B) \quad (1.27)$$

и время установления

$$t_y = 2,2\tau_B. \quad (1.28)$$

Таким образом, для уменьшения времени установления необходимо уменьшить постоянную времени τ_B (рис. 1.12), т. е. принимать те же меры, что и для расширения полосы пропускания в сторону верхних частот.

Способность каскада обеспечивать усиление при малом времени установления t_y характеризуется отношением K_0 / t_y . При увеличении R_2 это отклонение возрастает, стремясь к пределу

$$(K_0 / t_y)_{\max} = \frac{g_{21}R_2}{2,2C_0}. \quad (1.29)$$

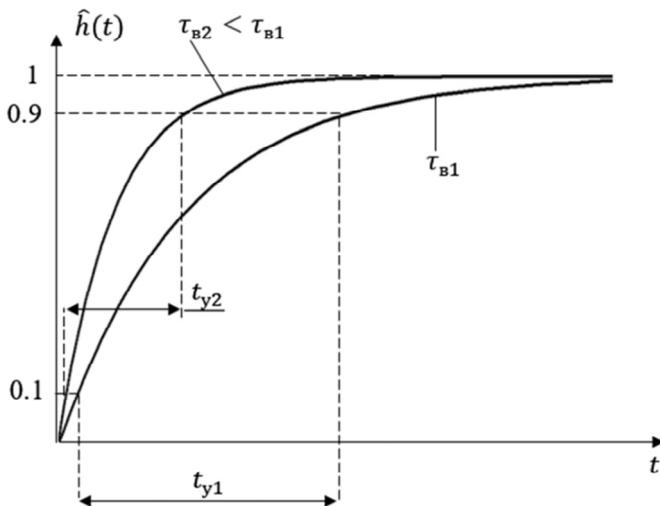


Рис. 1.12. Семейство нормированных ПХ резисторного каскада в области малых времен

Из (1.22) и (1.26) следует связь между АЧХ в области верхних частот и ПХ в области малых времен

$$t_y f_{\text{вс}} = 0,35. \quad (1.30)$$

1.3. КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ И ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

1.3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Под коррекцией АЧХ и ПХ понимают не только снижение частотных и переходных искажений, но и получение характеристик определенной формы, как, например, максимума АЧХ.

В зависимости от области частот (времен), для которой предназначена коррекция, различают высокочастотную (ВЧ) и низкочастотную (НЧ) коррекцию.

ВЧ-коррекция позволяет получить выигрыш в площади усиления $Q_s = K_0 f_{\text{вс}}$. НЧ-коррекция расширяет полосу пропускания в сторону нижних частот или при неизменной полосе частот позволяет уменьшить значение емкостей C_p и C_3 .

Все схемы коррекции можно разбить на две группы: *схемы, использующие увеличение сопротивления нагрузки в нужном диапазоне частот; схемы с частотно-зависимой ОС.*

1.3.2. СХЕМА ЭМИТТЕРНОЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ

Схема такой ВЧ-коррекции показана на рис. 1.13. Здесь $R_{кор}$, $C_{кор}$ – корректирующие элементы; R_3 , C_3 – элементы схемы эмиттерной стабилизации рабочей точки ($C_{кор} \ll C_3$). Поскольку емкость $C_{кор}$ мала, ее влияние проявляется только в области верхних частот. В области нижних и средних частот $1/\omega C_{кор} \gg R_{кор}$ и существующая при этом ООС (последовательная по току) заметно снижает коэффициент усиления (рис. 1.14).

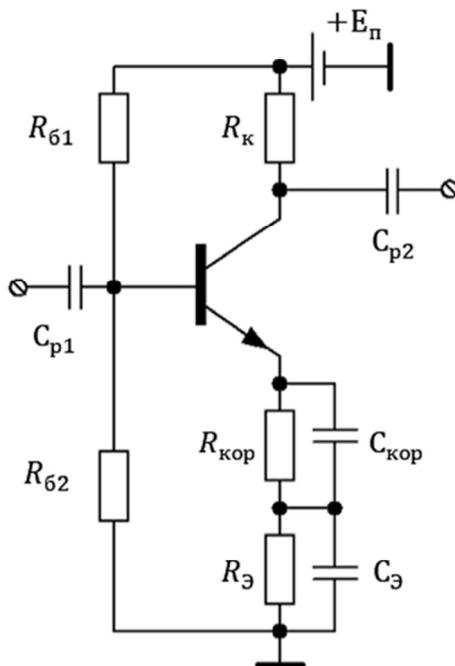


Рис. 1.13. Схема эмиттерной коррекции

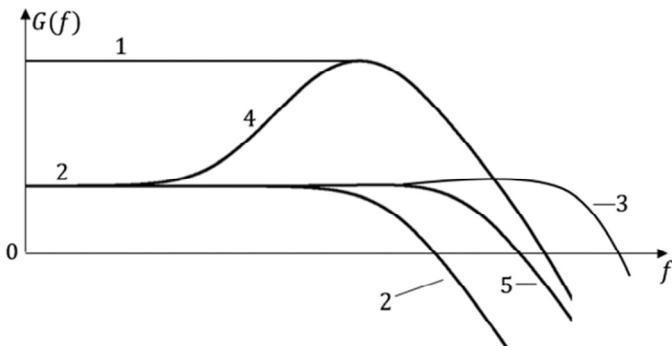


Рис. 1.14. АЧХ резисторного каскада с эмиттерной коррекцией:

1 – $C_{кор} = \infty$; 2 – $C_{кор} = 0$; 3 – $C_{кор} = C_{кор\ опт}$; 4 – $C_{кор} > C_{кор\ опт}$; 5 – $C_{кор} < C_{кор\ опт}$

При $C_{кор} = \infty$ (кривая 1) получим АЧХ каскада без коррекции. При $C_{кор} = 0$ (кривая 2) из-за частотно-независимой ООС за счет сопротивления $R_{кор}$ коэффициент усиления становится меньше, но форма АЧХ сохраняется при небольшом расширении полосы пропускания.

При $C_{кор} = C_{кор\ опт}$ (кривая 3) можно получить самую большую площадь усиления, сохранив форму АЧХ плоской. *Характеристика типа кривой 3 называется максимально плоской или оптимальной. Выигрыш по площади усиления по сравнению с некорректированным каскадом составляет величину 1,45...1,6.*

То, что кривая 3 вышла за пределы линии 1, объясняется изменением характера ОС, которая на данном участке частотного диапазона вследствие дополнительного фазового сдвига, вносимого цепочкой $R_{кор}$, $C_{кор}$, становится положительной.

При $C_{кор} > C_{кор\ опт}$ на АЧХ в области верхних частот появляется подъем (максимум) (кривая 4).

Характеристике 5 ($C_{кор} < C_{кор\ опт}$) соответствует такая же площадь усиления Q_S , как у некорректированного каскада (кривая 1). Это означает что при $Q_S = \text{const}$, с помощью эмиттерной коррекции можно расширить полосу пропускания (увеличить $f_{вс}$) во столько же раз, во сколько уменьшится коэффициент усиления.

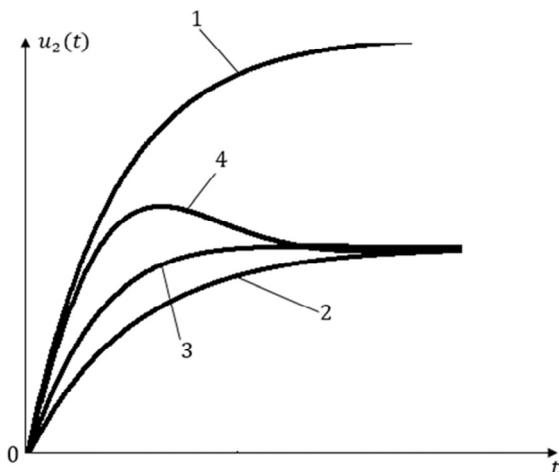


Рис. 1.15. Семейство ПХ резисторного каскада с эмиттерной коррекцией:

$$1 - C_{\text{кор}} = \infty; \quad 2 - C_{\text{кор}} = 0; \quad 3 - C_{\text{кор}} = C_{\text{кор опт}}; \quad 4 - C_{\text{кор}} > C_{\text{кор опт}}$$

Перейдем к рассмотрению переходных характеристик $h(t) = u_2(t)$ (рис. 1.15). При $C_{\text{кор}} = \infty$ имеем ПХ, как у обычного некорректированного каскада (кривая 1). При $C_{\text{кор}} = 0$ ПХ сохраняет прежнюю форму, но за счет частотно-независимой ООС идет ниже (кривая 2). При неэкстремальном значении $0 < C_{\text{кор}} < \infty$ и подаче на вход каскада ступенчатого напряжения в начальный момент времени ОС нейтрализуется (напряжение на емкости не может измениться скачком) и ПХ (кривые 3 и 4) совпадает с кривой 1. По мере заряда емкости $C_{\text{кор}}$ включается ОС, которая уменьшает выходное напряжение. Когда емкость $C_{\text{кор}}$ полностью зарядится, кривые 3 и 4 совпадут с кривой 2. Заметим, что чем больше емкость $C_{\text{кор}}$, т. е. чем медленнее будет входить в действие ОС, тем быстрее произойдет нарастание фронта (сравните кривые 3 и 4). Однако слишком большое запаздывание сигнала ОС приведет к образованию выброса, так как выходной импульс успевает нарасти до величины, превышающей свое установившееся значение.

При $C_{кор} = C_{кор\ опт}$ мы получаем наилучшую из монотонных ПХ. Если $C_{кор} < C_{кор\ опт}$, то возрастает время установления t_y , если же больше, то появляется выброс δ .

Эмиттерная коррекция позволяет получить выигрыш в отношении K_0 / t_y , который увеличивается с ростом $C_{кор}$, однако при этом возрастает и выброс δ .

1.3.3. СХЕМА ИНДУКТИВНОЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ

Эта схема (рис. 1.16) наиболее часто используется в выходных каскадах на БТ и ПТ, работающих на емкостную нагрузку.

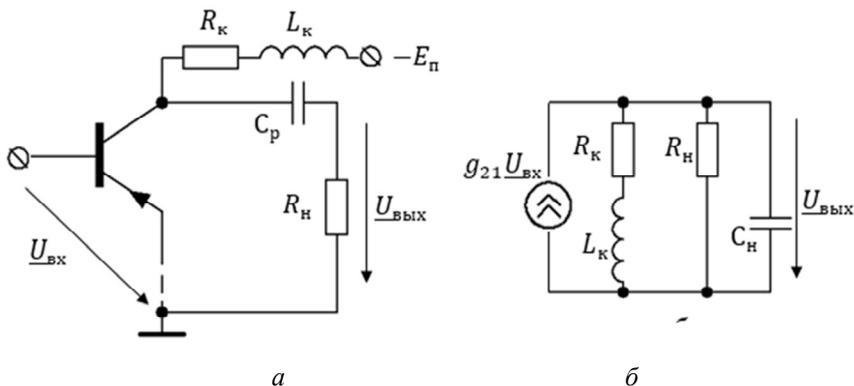


Рис. 1.16. Схемы индуктивной высокочастотной коррекции:

a – упрощенная принципиальная; *б* – эквивалентная

В этой схеме нагрузкой каскада является параллельный колебательный контур, сопротивление которого на некоторой высокой частоте можно получить больше, чем параллельное соединение сопротивлений R_k , R_n и емкости C_n . Причем добротность контура, а значит, и его сопротивление будут тем больше, чем больше R_n , т. е. эффективность коррекции возрастает при $R_n \gg R_k$. АЧХ и ПХ каскада зависят от коэффициента коррекции $k = L / C_n R_k^2$ (при $R_n \gg R_k$) (рис. 1.17). При $k = 0,414$ имеет место максимально плоская АЧХ, максимум АЧХ, образующейся при $k > 0,414$, может быть использован для

уменьшения частотных искажений, возникающих в других каскадах, т. е. для осуществления взаимной коррекции. При $k = 0,414$ выигрыш по площади усиления составляет 1,72.

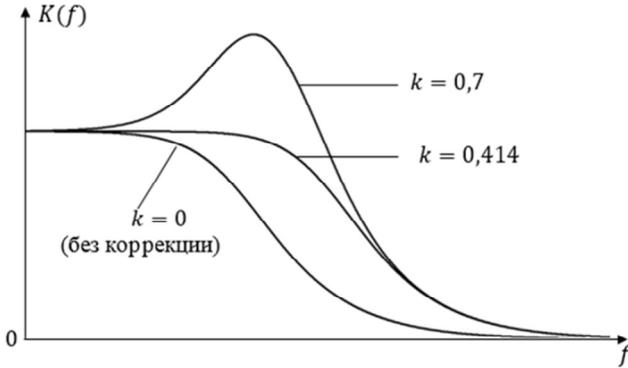


Рис. 1.17. Семейство АЧХ каскада с высокочастотной индуктивной коррекцией

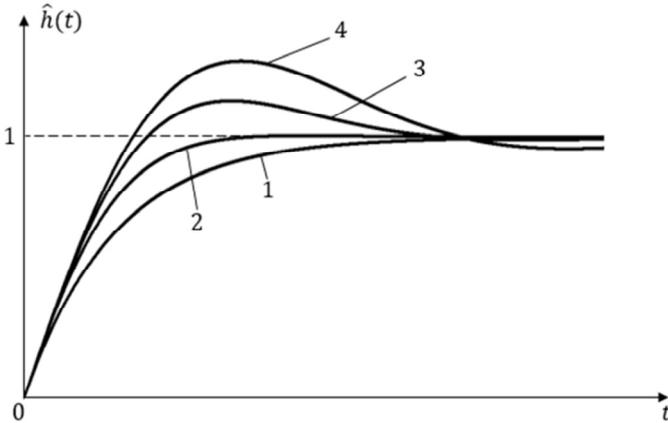


Рис. 1.18. Семейство нормированных переходных характеристик каскада с индуктивной коррекцией:

1 — $k = 0$; 2 — $k = 0,25$; 3 — $k = 0,414$; $k > 0,414$

Теперь выясним форму ПХ в схеме с индуктивной коррекцией. При $L = 0$ емкость C_H заряжается по экспоненциальному закону

(рис. 1.18), так как по мере заряда емкости уменьшается зарядный ток за счет отвлечения части тока в сопротивление R_K (и в сопротивление R_H , если бы оно было соизмеримо с R_K).

Индуктивность L , препятствуя возрастанию тока в цепи R_K , стремится сохранить ток заряда емкости C_H постоянным, что способствует более быстрому нарастанию напряжения на этой емкости.

При $Q > 0,5$, т. е. при $k > 0,25$, переходный процесс в контуре становится колебательным и возникают выбросы (кривая 3). Если $k = 0,25$, выигрыш по добротности K_0 / t_y составляет 1,36 и $\delta = 0$, если $k = 0,35$, то 1,68 и $\delta = 1\%$ (критический выброс), а при $k = 0,414 \dots 1,82$ $\delta = 3\%$.

В заключение напомним, что *критическим выбросом называется выброс, который не возрастает при увеличении числа каскадов.*

1.3.4. СХЕМА НИЗКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ

НЧ-коррекция чаще всего выполняется постановкой $R_\Phi C_\Phi$ -фильтра в цепь питания (рис. 1.19).

АЧХ для разных значений C_Φ показана на рис. 1.20. При $C_\Phi = \infty$ резистор R_Φ закорочен по переменному току и мы получаем АЧХ обычного некорректированного каскада. При $C_\Phi = 0$ сопротивление между узлами 1 – 0 возрастает до величины $R_K + R_\Phi$, что приводит к повышению коэффициента усиления (кривая 2).

При $C_\Phi = \text{const}$ (кривая 3) на средних частотах АЧХ каскада совпадает с кривой 1, а при низких частотах с кривой 2. Причем при увеличении C_Φ средняя часть АЧХ, соединяющая линии 1 и 2, смещается влево, максимум снижается и при некотором значении C_Φ исчезает.

Максимально плоская оптимальная АЧХ (кривая 4) получается при

$$C_{\Phi \text{ опт}} = \frac{C_p(R_K + R_H)}{R_\Phi} \left(\sqrt{\left(\frac{R_\Phi}{R_K}\right)^2 + \frac{2R_\Phi R_H}{R_K(R_K + R_H)}} - \frac{R_\Phi}{R_K + R_H} \right). \quad (1.31)$$

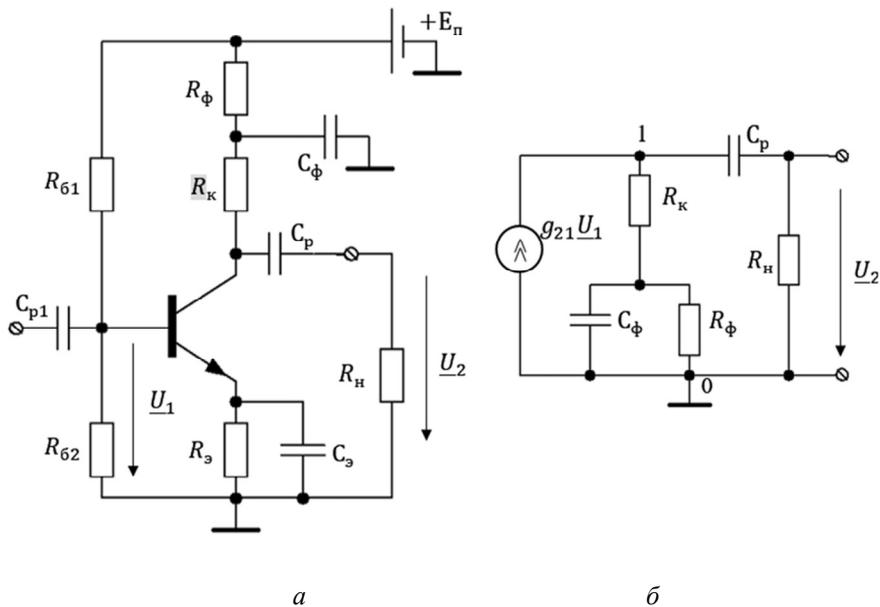


Рис. 1.19. Схемы низкочастотной коррекции:

a – принципиальная; *б* – эквивалентная

Выигрыш по частоте среза схемы с оптимальной коррекцией по сравнению с каскадом без нее ($C_\phi = \infty$) при $C_p = \text{const}$ примерно равен

$$f_{\text{нс1}} / f_{\text{нс4}} = 1 + R_\phi / R_k. \quad (1.32)$$

Если сравнить некорректированный каскад ($C_\phi = \infty$) с каскадом с оптимальной коррекцией (кривая 4) при одинаковой частоте среза $f_{\text{нс}}$, то во втором каскаде емкость C_p будет меньше практически в $1 + R_\phi / R_k$ раз.

Зависимости ПХ от величины корректирующей емкости показаны на рис. 1.21. При $C_\phi = \infty$ переходный процесс протекает так же, как у некорректированного каскада. При $C_\phi = 0$ возрастает постоянная времени $\tau_p = C_p(R_k + R_\phi + R_n)$ и уменьшается величина спада. При

$C_\phi = \text{const}$ и при скачке входного напряжения заряд емкости C_ϕ приводит к возрастанию напряжения на этой емкости и в узле 1, то частично компенсирует спад выходного напряжения за счет заряда C_p .

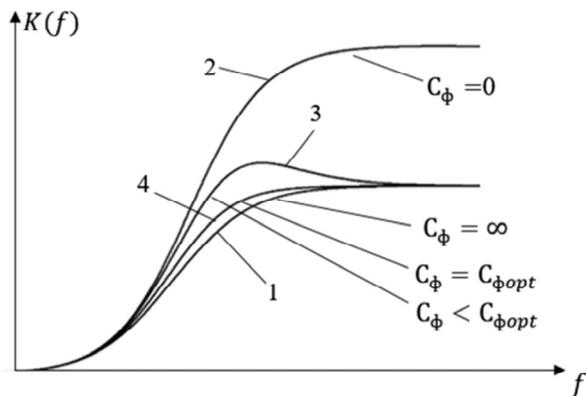


Рис. 1.20. АЧХ каскада с низкочастотной коррекцией

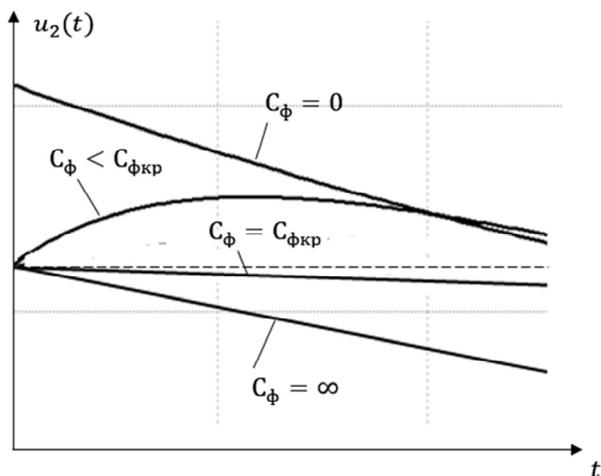


Рис. 1.21. Переходная характеристика каскада с низкочастотной коррекцией

При $C_{\phi} = C_{\phi \text{ кр}} = C_p R_n / R_k$ скорости нарастания напряжения на конденсаторах C_{ϕ} и C_p примерно совпадут и их форма выходного напряжения будет наиболее близка к идеальной. При $C_{\phi} < C_{\phi \text{ кр}}$ нарастание напряжения на C_{ϕ} будет опережать скорость нарастания напряжения на конденсаторе C_p и ПХ будет иметь максимум.

Таким образом, НЧ-коррекция при $C_p = \text{const}$ и $t_{и} = \text{const}$ позволяет уменьшить неравномерность вершины импульса, а при $\Delta = \text{const}$ уменьшить емкость C_p в $1 + R_{\phi} / R_k$ раз. Однако с повышением R_{ϕ} приходится повышать напряжение питания, поэтому получить отношение R_{ϕ} / R_k свыше 10 затруднительно.

1.4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КАСКАД

1.4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Дифференциальный каскад (ДК) представляет собой балансную (мостовую) усилительную схему, имеющую два симметричных входа и реагирующую (в идеале) только на разность напряжений, приложенных к этим входам.

К достоинствам ДК стоит отнести:

- низкую чувствительность к изменениям напряжения питания и температуры (малый уровень дрейфа нуля);
- высокую помехоустойчивость (способность выделять слабые сигналы на фоне помех);
- возможность использования глубокой ООС для повышения стабильности режима по постоянному току без уменьшения усиления полезного сигнала;
- наличие двух входов и двух выходов, позволяющих строить инвертирующие и неинвертирующие усилители;
- низкую чувствительность к одинаковым постоянным входным напряжениям, что облегчает решение проблемы межкаскадных связей в УПТ.

Эти достоинства проявляются особенно ярко в ИМС, так как изготовление пары транзисторов на одной подложке в непосредственной близости друг от друга при помощи одного и того же цикла техноло-

гических операций позволяет формировать транзисторные структуры с идентичными параметрами, а, как известно, при этом условии ДК обладает почти идеальными характеристиками.

ДК применяются как составной элемент (входной каскад) ОУ, усилителей мощности, низких, промежуточных и высоких частот и т. д. Кроме того, они выпускаются в виде отдельных ИМС, например, К18УД1 или К119УТ1.

1.4.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Пусть на вход ДК, который симметричен относительно оси $A - A'$ (рис. 1.22), поступают синфазные сигналы (СС), т. е. сигналы, амплитуды и фазы которых совпадают.

Так как в отсутствие входных сигналов каскад сбалансирован (симметричен), то на коллекторах обоих транзисторов устанавливаются одинаковые напряжения $U_K = E_{\Pi} - I_K R_K$ и выходное напряжение $u_2 = 0$.

При подаче синфазных сигналов, например, положительной полярности (как на рис. 1.22), коллекторные токи обоих транзисторов возрастут на одну и ту же величину, что вызовет одинаковое уменьшение коллекторных напряжений, т. е.

$$u_{K1} = u_{K2} = U_K - i_K R_K$$

и выходное напряжение $u_2 = u_{K1} - u_{K2} = 0$.

Если на входы поступают дифференциальные сигналы (ДС), т. е. сигналы, равные по амплитуде, но противоположные по фазе (полярности), то (при данной полярности этих сигналов)

$$u_{K1} = U_K + i_K R_K, \quad u_{K2} = U_K - i_K R_K, \quad u_2 = u_{K1} - u_{K2} = 2i_K R_K.$$

Таким образом, идеально симметричный ДК усиливает только ДС и не реагирует на СС. Так как к синфазным компонентам можно отнести, например, изменение температуры окружающей среды, изменение напряжения питания, собственные шумы транзисторов, внешнюю помеху, поступающую одновременно на оба входа ДК, то такой каскад будет обладать идеальной температурной стабильностью, не будет реагировать на изменение напряжения питания и будет иметь повышенное отношение сигнал/помеха. Кроме того, он не будет чувствителен к

одинаковым постоянным напряжениям на обоих входах, что облегчает осуществление межкаскадных связей.

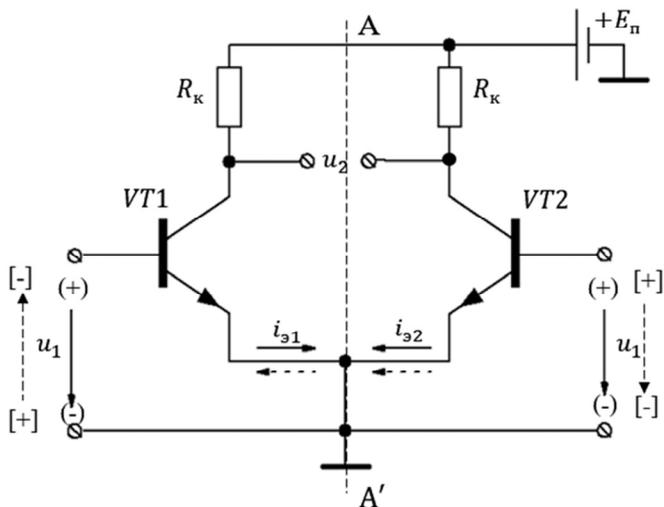


Рис. 1.22. Упрощенная схема дифференциального каскада

Если же ДК несимметричен, то в отсутствие входных сигналов на выходе появляется конечное напряжение, которое изменяется во времени из-за воздействия на ДК различных дестабилизирующих факторов. Это изменение называется *дрейфом нуля* выходного напряжения. Величину этого напряжения и его дрейф можно уменьшить введением ООС для синфазных составляющих (рис. 1.23). При действии СС одинаково увеличиваются эмиттерные токи $i_{э1}$ и $i_{э2}$ и на сопротивлении R_0 возникает напряжение ОС $u_{OC} = R_0(i_{э1} + i_{э2})$, которое через источники сигналов воздействует на оба входа, вызывая уменьшение напряжения $u_{бэ} = u_1 - R_0(i_{э1} + i_{э2})$, т. е. в схеме возникает последовательная ООС по току, которая уменьшает коэффициент усиления для СС. Если же на входы поступают ДС, то токи $i_{э1}$ и $i_{э2}$ протекают через R_0 в противоположных направлениях (рис. 1.23) и напряжение ОС $u_{OC} = R_0(i_{э1} - i_{э2}) \approx 0$, т. е. для полезного (ДС) сигнала ОС практически будет отсутствовать.

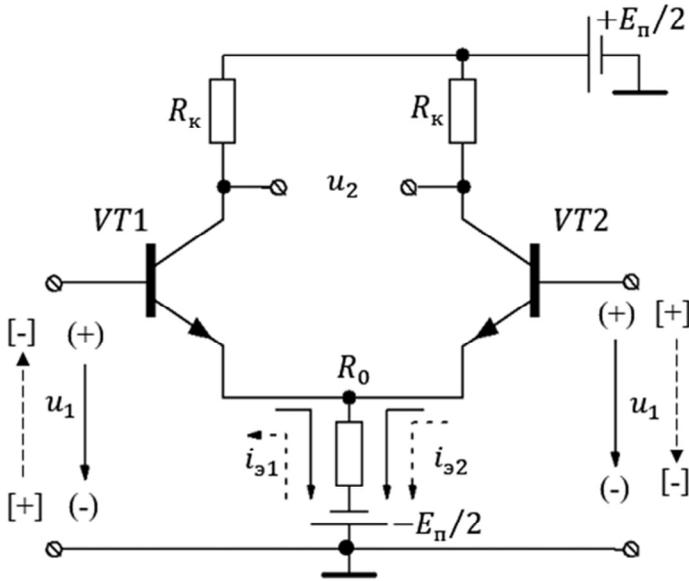


Рис. 1.23. Дифференциальный каскад с обратной связью

Кроме того (и это очень важно!), до сих пор мы рассматривали работу ДК при симметричном выходе, однако довольно часто выходное напряжение снимается с коллектора одного из транзисторов относительно общего провода (земли), т. е. используется несимметричный выход. В этом случае при $R_0 = 0$ ДК теряет свойства подавлять СС (СС и ДС будут усиливаться одинаково!). Чтобы сохранить достоинства ДК и при несимметричном выходе, необходима глубокая ООС, т. е. теперь наличие резистора R_0 принципиально необходимо.

Если глубина ОС ≥ 80 дБ, то можно считать, что СС практически отсутствует. Для получения такой глубины ОС при $g_{21} = 50$ мСм и при $R_f = 0$ сопротивление $R_0 \geq 100$ кОм. Если $I_{э1} = I_{э2} = I_э = 1$ мА, то падение постоянного напряжения на этом сопротивлении будет равно $U_0 = 2I_э R_0 \geq 200$ В, т. е. обычный резистор здесь непригоден.

Хорошие результаты дает использование в качестве R_0 генераторов стабильного тока (ГСТ) (разд. 6.12 в [3]), которые имеют сопротивление изменяющемуся (переменному) току значительно больше,

чем постоянному. Поэтому при падении на ГСТ постоянного напряжения примерно 1,5...2 В удается получить сопротивление переменному току R_0 в сотни килоом, т. е. обеспечить глубокую ООС для СС и уменьшить величину дрейфа.

Вы, наверное, обратили внимание, что в схеме на рис. 1.23 в отличие от схемы рис. 1.22 используются два источника питания. Это объясняется тем, что ДК – это усилитель постоянного тока (УПТ), т. е. устройство, предназначенное для усиления медленно изменяющихся сигналов вплоть до нулевой частоты (постоянной составляющей). Для усиления таких сигналов используется непосредственная (гальваническая) связь между каскадами, а также между источником сигнала и входом УПТ (ДК).

Если ДК имеет однополярное питание, то на его входах присутствует некоторый постоянный потенциал, что не позволяет подключать низкоомный источник сигнала между входом ДК и общим проводом (землей). Применение же двухполярного питания снимает эту проблему, так как в этом случае обеспечиваются нулевые потенциалы баз транзисторов VT1 и VT2 (рис. 1.23) относительно общего провода.

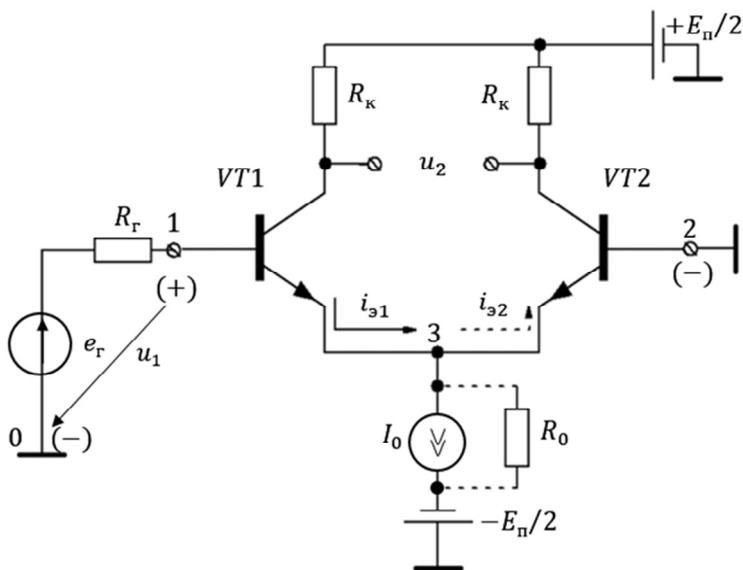


Рис. 1.24. Дифференциальный каскад с несимметричным входом

В этих условиях баланс схемы (установка нуля) не зависит от сопротивлений внешней цепи, подключенной ко входу ДК, т. е. от сопротивления источника сигнала. В частности, можно заземлять один из входных зажимов ДК, не нарушая баланса схемы (рис. 1.24).

Как работает эта схема? Напряжение u_1 фактически приложено между базами транзисторов VT1 и VT2 и вызывает появление напряжений $u_{бэ}$ этих транзисторов, равных по величине и противоположных по знаку, что, в свою очередь, приводит к протеканию равных по величине и противоположных по направлению эмиттерных токов $i_{э1}$, $i_{э2}$ и к нейтрализации ОС за счет R_0 . Если напряжение u_2 снимать с коллектора транзистора VT1 относительно общего провода (несимметричный выход), то получим инвертирующий усилитель, а если с коллектора VT2 – то неинвертирующий.

1.4.3. ПАРАМЕТРЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО КАСКАДА

Входное сопротивление для ДС ($R_{вх}$) – это сопротивление между полюсами 1–0 (рис. 1.24). Со стороны источника сигнала VT1 включен по схеме ОК с нагрузкой

$$R_{н1} = \frac{R_0 R_{вх2}}{R_0 + R_{вх2}}, \quad (1.33)$$

где $R_{вх2}$ – входное сопротивление VT2. По отношению к управляющему сигналу, снимаемому с сопротивления R_0 , транзистор VT2 включен по схеме ОБ, у которой входное сопротивление

$$R_{вх2} \approx 1 / [g_{11}(1 + h_{21})] \approx 1 / g_{21}. \quad (1.34)$$

Для транзистора VT1 (схема ОК)

$$R_{вх} = R_{вх1} = 1 / g_{11} + (1 + h_{21})R_{н1}. \quad (1.35)$$

Подставляя (1.33) и (1.34) в (1.35) и учитывая, что $g_{21}R_0 \gg 1$, получаем

$$R_{вх} \approx 2 / g_{11} = 2R_{вхэ}, \quad (1.36)$$

где $R_{вхэ}$ – входное сопротивление схемы ОЭ.

Этого следовало ожидать, так как при большом сопротивлении R_0 переменный ток в него не ответвляется, и эквивалентная схема входной цепи принимает вид, показанный на рис. 1.25.

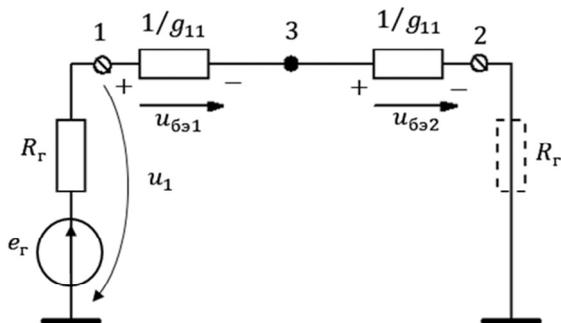


Рис. 1.25. Эквивалентная схема входной цепи для дифференциального сигнала

Если для повышения симметрии база VT2 заземляется через резистор R_T , то

$$R_{\text{вх}} = 2R_{\text{вхэ}} + R_T.$$

Для повышения $R_{\text{вх}}$ в каскадах на БТ одиночные транзисторы заменяют на составные (пара Дарлингтона) или используют МДП-транзисторы.

Из эквивалентной схемы входной цепи для СС (рис. 1.26) следует, что

$$R_{\text{вх.синф}} = 1/2g_{11} + (1 + h_{21})R_0, \quad (1.37)$$

т. е. $R_{\text{вх.синф}} \gg R_{\text{вх}}$ из-за наличия глубокой последовательной ООС для СС.

При симметричном выходе и несимметричном входе (см. рис. 1.24)

$$u_2 = 2g_{21}u_{6э}R_K.$$

Из схемы рис. 1.25 $u_{6э} = u_1 / 2$ (при $R_T = 0$), т. е. $u_2 = g_{21}u_1R_K$ и коэффициент усиления

$$K_{\text{д}} = u_2 / u_1 = g_{21}R_K \quad (1.38)$$

будет совпадать с коэффициентом усиления одиночного каскада с ОЭ. При несимметричном выходе K_d уменьшается в 2 раза.

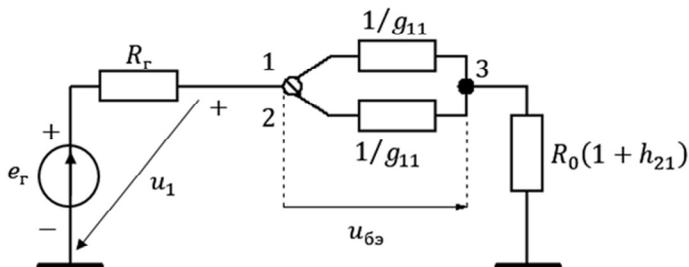


Рис. 1.26. Эквивалентная схема входной цепи для синфазного сигнала

Для увеличения коэффициента усиления K_d вместо сопротивления R_k применяют динамическую нагрузку – источник тока, обладающий высоким сопротивлением для переменного тока и низким для постоянного, т. е. ГСТ.

При подаче СС (рис. 1.26) и при несимметричном выходе

$$u_2 = g_{21}u_{6э}R_k \approx g_{21}u_1R_k / (1 + 2g_{21}R_0)$$

и

$$K_c = \left| \frac{u_2}{u_1} \right| = \frac{g_{21}R_k}{1 + 2g_{21}R_0}. \quad (1.39)$$

Так как $g_{21}R_0 \gg 1$, то

$$K_c = \frac{R_k}{2R_0}. \quad (1.40)$$

Если учесть разбаланс плеч ДК, то значение K_c получится несколько больше.

Способность схемы подавлять СС оценивается коэффициентом ослабления СС:

$$K_{ос.сф} = 20 \lg(K_d / K_c). \quad (1.41)$$

С учетом (1.38) и (1.40)

$$K_{\text{ос.сф}} = 20 \lg(g_{21} R_0). \quad (1.42)$$

АЧХ и ПХ ДК совпадают с соответствующими характеристиками резисторного каскада в области верхних частот и малых времен (см. разд. 1.2.4). Поэтому соотношения (1.20)–(1.28) относятся и к ДК. В диапазоне нижних частот и больших времен ДК не вносит ни частотных, ни переходных искажений, так как является УПТ.

2. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Назначение выходных каскадов – обеспечить определенный (достаточно высокий) уровень (мощности или напряжения) сигнала, поступающего в заданную нагрузку, при допустимом уровне искажений.

За счет высокого уровня сигнала в выходных каскадах приходится применять мощные транзисторы, которые потребляют от источника питания бóльшую мощность, чем каскады предварительного усиления. Поэтому важно именно в выходных каскадах обеспечить экономичный режим работы, т. е. режим работы с высоким КПД (например, *B*). Высокая экономичность режима работы достигается за счет лучшего использования транзистора по току и напряжению, т. е. в этих каскадах амплитуды токов и напряжений близки к их значениям в рабочей точке (точке покоя). Это так называемый режим большого сигнала. В силу этого начинается сказываться нелинейность ВАХ транзистора, что вызывает значительные нелинейные искажения. *Таким образом, важнейшими показателями выходных каскадов являются КПД и коэффициент гармоник. Именно выходные каскады определяют КПД всего усилителя, а также напряжение и мощность источника питания.*

Поскольку выходные каскады – нелинейные устройства, их анализ и расчет ведется графоаналитическими методами с использованием статических и динамических характеристик УЭ.

Оконечные каскады могут быть как одноктактными, так и двухтактными. Одноктактные (на одном транзисторе) более простые, но они могут работать только в режиме *A*, у которого максимальный КПД не превышает 50 %. Реально же КПД каскада в режиме *A* не выше 20...30 %. Поэтому мы будем рассматривать только двухтактные каскады.

2.2. ДВУХТАКТНЫЕ КАСКАДЫ

2.2.1. СВОЙСТВА ДВУХТАКТНОГО КАСКАДА

Двухтактными называют каскады, которые содержат как минимум два усилительных элемента, работающих на общую нагрузку со сдвигом на полпериода.

По своему схемному решению двухтактные каскады (ДК) сложнее однотактных, но зато они позволяют использовать режим *B*, который обладает более высоким КПД, чем режим *A*.

ДК могут выполняться как по трансформаторной, так и бестрансформаторной схеме. Трансформаторный ДК имеет ряд серьезных недостатков, связанных с наличием трансформатора:

- 1) большие габариты, вес и стоимость;
- 2) трансформатор вносит большие фазовые сдвиги, что ограничивает допустимую глубину ОС;
- 3) трансформатор вносит большие частотные искажения, что ограничивает полосу пропускания каскада;
- 4) трансформатор является нетехнологичным элементом.

В связи с этим наибольшее распространение получили бестрансформаторные ДК. Основное достоинство ДК перед однотактным – *компенсация четных гармоник в выходном токе, а значит, и в выходном напряжении, что позволяет использовать в нем (как уже отмечалось) экономичный режим B.*

Для доказательства этого факта рассмотрим простейшую схему двухтактного бестрансформаторного ДК (рис. 2.1). Для реализации достоинств двухтактного каскада, необходимо, чтобы транзисторы VT1 и VT2 были идентичными по своим характеристикам и параметрам. Кроме того, входные напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ должны иметь одинаковые амплитуды и противоположные фазы. При подаче на вход гармонического напряжения коллекторные токи транзисторов из-за возникших нелинейных искажений будут по форме отличаться от гармонических. Разложим их в ряд Фурье. С учетом противофазности напряжений возбуждения получим (для простоты начальные фазы всех гармоник примем равными нулю):

$$\begin{aligned}
 i_{k1} &= I_{kcp} + I_{km1} \sin(\omega t) + I_{km2} \sin(2\omega t) + \\
 &+ I_{km3} \sin(3\omega t) + I_{km4} \sin(4\omega t) + \dots \\
 i_{k2} &= I_{kcp} - I_{km1} \sin(\omega t) + I_{km2} \sin(2\omega t) - \\
 &- I_{km3} \sin(3\omega t) + I_{km4} \sin(4\omega t) + \dots
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

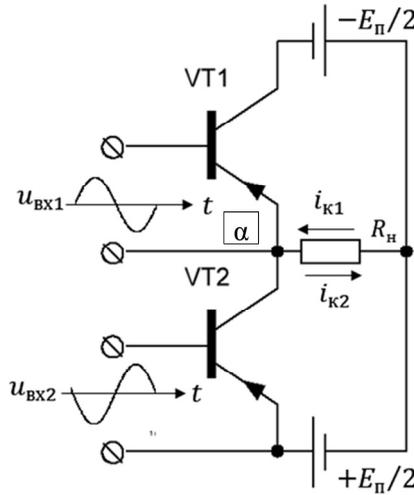


Рис. 2.1. Схема двухтактного каскада

Напряжение в нагрузке будет пропорционально разности токов $i_{k1} - i_{k2}$ (токами базы пренебрежем), т. е.

$$i_p = i_{k1} - i_{k2} = 2I_{km1} \sin(\omega t) + 2I_{km3} \sin(3\omega t) + \dots
 \tag{2.2}$$

Значит, в идеале (при полной симметрии схемы) разностный ток, а значит, и выходное напряжение не будут содержать четных гармоник. Особенностью же идеального режима *B* как раз и является наличие в выходном токе только четных высших гармоник. Потому для режима *B* выражение (2.2) примет вид

$$i_p = 2I_{km1} \sin(\omega t).
 \tag{2.3}$$

Таким образом, для идеального ДК, работающего в идеальном режиме *B*, выходной ток будет гармоническим, т. е. нелинейные искажения будут отсутствовать. Реально же за счет несимметрии плеч ДК

(особенно в области верхних частот) четные гармоники не будут полностью компенсироваться, но будут значительно ослаблены по сравнению с однотактным каскадом. Обратите также внимание, что через нагрузку не протекает постоянная составляющая тока, т. е. отсутствует постоянное подмагничивание динамической системы громкоговорителя (динамика).

Таким образом, в ДК реализуется высокий КПД режима В при малых нелинейных искажениях.

2.2.2. РАБОТА ДВУХТАКТНОГО КАСКАДА В РЕЖИМЕ В

На рис. 2.2 показаны временные диаграммы работы двухтактного каскада в идеальном режиме В. Так как транзисторы VT1 и VT2 (см. рис. 2.1) имеют одинаковые параметры и характеристики, а амплитуды входных сигналов равны, то разностный ток i_p , а значит, и напряжение на нагрузке будут гармоническими:

$$U_{км} = I_{рm} R_H = i_{к \max} R_H. \quad (2.4)$$

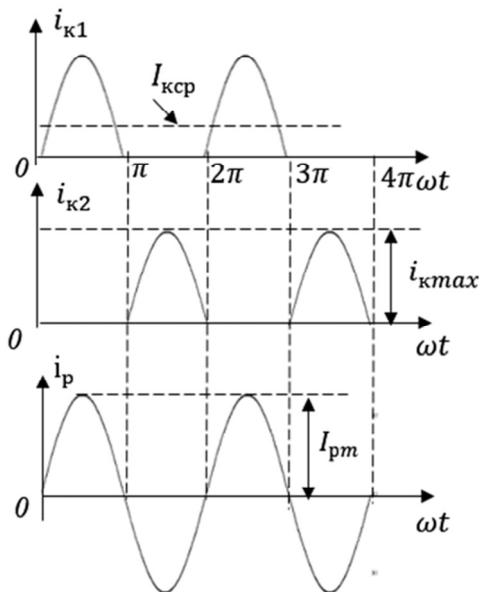


Рис. 2.2. Временные диаграммы работы ДК в режиме В

Мощность сигнала, отдаваемая обоими транзисторами при совместной работе на общую нагрузку R_H ,

$$P_{\sim} = \frac{I_{pm} U_{km}}{2} = \frac{i_{k \max} U_{km}}{2} = \frac{i_{k \max}^2 R_H}{2}. \quad (2.5)$$

Мощность, потребляемая ДК от источника питания, с учетом (6.9) [3] равна:

$$P_0 = 2U_{кэ} I_{ксп} = 2U_{кэ} \frac{i_{k \max}}{\pi}. \quad (2.6)$$

Оценим, при каком уровне входного (выходного) сигнала мощность, рассеиваемая на выходном электроде одного усилительного элемента P_k , в режиме B будет максимальной.

Из (2.5) и (2.6) следует, что

$$P_k = (P_0 - P_{\sim}) / 2 = U_{кэ} \frac{i_{k \max}}{\pi} - \frac{i_{k \max}^2 R_H}{4}. \quad (2.7)$$

Исследуем эту функцию на экстремум:

$$\frac{\partial P_k}{\partial i_{k \max}} = \frac{U_{кэ}}{\pi} - \frac{R_H}{2} i_{k \max} = 0. \quad (2.8)$$

Решая (2.8) относительно $i_{k \max}$, получаем

$$i_{k \max \text{ кр}} = \frac{2U_{кэ}}{\pi R_H}. \quad (2.9)$$

Коэффициент использования выходного напряжения в критической точке будет равен

$$\begin{aligned} \xi_{\text{кр}} &= \frac{U_{км \text{ кр}}}{U_{кэ}} = \frac{I_{км \text{ кр}} R_H}{U_{кэ}} = \frac{i_{k \max \text{ кр}} R_H}{2U_{кэ}} = \\ &= \frac{4U_{кэ} R_H}{\pi R_H 2U_{кэ}} = \frac{2}{\pi} = 0,636. \end{aligned} \quad (2.10)$$

При этом

$$\eta_{кр} = \xi_{кр} \frac{\pi}{4} = \frac{2\pi}{\pi 4} = 0,5. \quad (2.11)$$

Так как в большинстве случаев при максимальном сигнале $\xi > 0,636$, то мощность рассеяния на коллекторе будет максимальной при амплитуде сигнала, не доходящей до максимальной (рис. 2.3). Значит, при максимальном КПД в режиме B 78,5 % КПД в критической точке составляет всего 50 %, т. е. только половина мощности, потребляемой от источника питания, преобразуется в полезную мощность, а другая половина рассеивается на коллекторе и выделяется в виде тепловой энергии, нагревая транзистор.

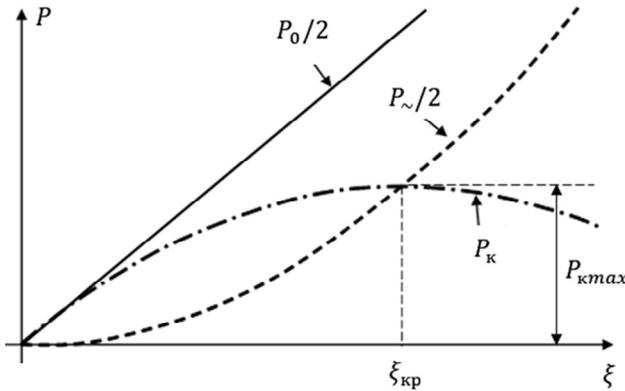


Рис. 2.3. Зависимость мощностей транзистора от уровня сигнала

Для выбора транзистора установим связь между $P_{к\max}$ и P_{\sim} . Подставив (2.9) в (2.7), получим

$$\begin{aligned} P_{к\max} &= U_{кэ} \frac{i_{к\max\ кр}}{\pi} - \frac{i_{к\max\ кр}^2 R_H}{4} = \frac{U_{кэ}^2}{\pi^2 R_H} = \\ &= \frac{(U_{км} / \xi)^2}{\pi^2 R_H} = \frac{2}{\pi^2 \xi^2} P_{\sim}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

При $\xi = 0,9$

$$P_{к \max} \approx 0,25P_{\sim} . \quad (2.13)$$

В режиме *A* максимальная мощность рассеивается на коллекторе в отсутствие сигнала, следовательно,

$$P_{к \max} = P_0 = P_{\sim} / \eta . \quad (2.14)$$

Реально в режиме *A* $\eta \leq 25 \dots 40 \%$ и в пересчете на один транзистор

$$P_{к \max} = P_{\sim} / 2\eta = (1,25 \dots 2)P_{\sim} , \quad (2.15)$$

т. е. в 5...8 раз больше, чем в режиме *B*.

2.2.3. ОСОБЕННОСТИ СХЕМНОГО РЕШЕНИЯ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДК

Схема на рис. 2.1 имеет следующие недостатки:

1) входные напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ должны иметь одинаковые амплитуды и противоположные фазы, т. е. при таком схемном решении двухтактного каскада ему должен предшествовать так называемый фазоинверсный каскад, который и вырабатывал бы эти напряжения;

2) для ее работы требуется два источника питания;

3) за счет равенства нулю напряжения смещения $U_{бэ}$ появляются искажения типа «ступенька» (рис. 2.5).

На последнем недостатке остановимся более подробно. Проходная динамическая характеристика транзистора $i_k(u_{бэ})$, называемая иногда передаточной, имеет явно выраженную кривизну начального участка (рис. 2.4). Вследствие этого совмещенная характеристика обоих транзисторов имеет подобие «ступеньки» при переходе через нуль (рис. 2.4, *а*). Это вызывает появление ступеньки и в разностном токе (рис. 2.5), а значит, и в выходном напряжении, что приводит к возрастанию нелинейных искажений, особенно при малых уровнях входного сигнала. Для ее устранения подается небольшое напряжение смещения $U_{бэ}$ (рис. 2.4 *б*). Совмещая проходные характеристики по напряжению $u_{бэ}$ точками *A* и *A'*, видим, что характеристика разностного тока (штриховая линия на рис. 2.4, *б*) получается прямой и ступенек не возникает. Теперь транзисторы будут работать в режиме *AB*

(разд. 6.2 в [3]); это основной режим работы выходных каскадов аperiodических усилителей.

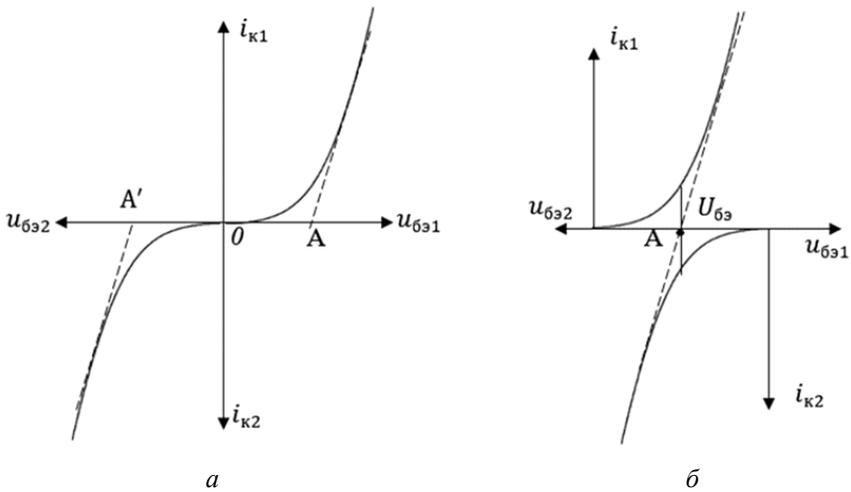


Рис. 2.4. Совмещение проходных характеристик транзисторов в ДК

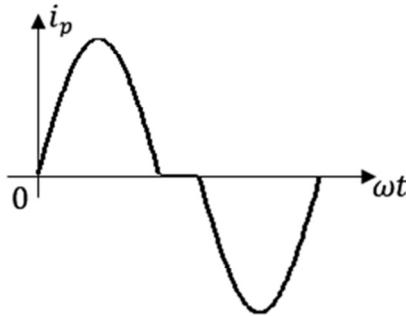


Рис. 2.5. Искажения типа «ступенька»

Для того чтобы избавиться от фазоинверсной схемы на входе, нужно применить в ДК транзисторы, одинаковые по параметрам и характеристикам, но с разным типом проводимостей $n-p-n$ и $p-n-p$. Такие транзисторы называются комплементарными (рис. 2.6, а). Преодоленный каскад на транзисторе VT1 – это обычный однотактный резисторный каскад с эмиттерной стабилизацией, работающий в режиме А. В состоянии покоя (в отсутствие сигнала) комплементарные транзи-

сторы VT_2 , VT_3 почти закрыты (режим AB). При подаче сигнала на вход они начинают работать поочередно. При появлении на коллекторе транзистора VT_1 напряжения сигнала положительной полярности $n-p-n$ транзистор VT_3 открывается и через нагрузку протекает ток, создавая на этой нагрузке положительное относительно общего провода напряжение. Во втором полупериоде полярность напряжения на коллекторе VT_1 меняется и открывается $p-n-p$ транзистор VT_2 второго плеча, что вызывает протекание тока через нагрузку уже в другом направлении. В результате при гармоническом входном сигнале напряжение на выходе также будет гармоническим.

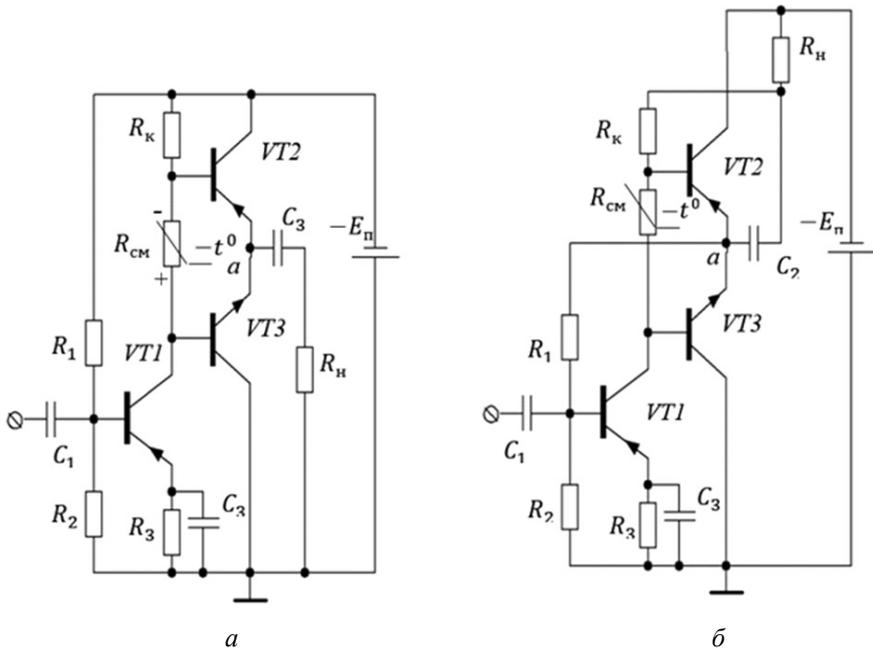


Рис. 2.6. Схемы ДК с непосредственной связью

R_{cm} – это терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом (термистор), т. е. с ростом температуры его сопротивление уменьшается. Термистор обеспечивает исходный режим работы (AB) транзисторов VT_2 , VT_3 и требуемую стабильность этих режимов при изменении температуры.

Физика происходящих процессов

Так как транзистор VT1 работает в режиме *A*, то через резистор $R_{\text{см}}$ протекает постоянный ток (ток покоя VT1), создавая на нем падение напряжения, которое в нужной полярности прикладывается между базами транзисторов VT2, VT3, приоткрывая их. Если $U_R = 2U_{\text{бэ}}$ (см. рис. 2.4, б), то искажения типа «ступенька» будут отсутствовать, а транзисторы VT2, VT3 будут работать в режиме *AB*.

При возрастании температуры коллекторные токи транзисторов VT2, VT3 стремятся возрасти, однако уменьшение напряжения смещения $U_{\text{бэ}}$ из-за снижения сопротивления термистора $R_{\text{см}}$ препятствует этому возрастанию, т. е. происходит стабилизация режима работы этих транзисторов. Вместо термисторов могут использоваться и другие термозависимые элементы, например диоды.

Так как через нагрузку при полной симметрии схемы постоянный ток не протекает (2.3), то на работе схемы совершенно не отразится тот факт, что в точке *a* (см. рис. 2.1) разорвем схему и включим сюда конденсатор (рис. 2.6, а). Это позволит избавиться от двух источников питания. Естественно, за счет разделительного конденсатора возникают частотные искажения в области нижних частот:

$$f_{\text{нс}} = \frac{1}{2\pi(R_{\text{вых}} + R_{\text{н}})C_2}.$$

В точке *a* в отсутствие сигнала относительно общего провода устанавливается напряжение равное $E_{\text{п}}/2$, значит, такое же напряжение будет и на разделительном конденсаторе. При работе верхнего плеча конденсатор будет подзаряжаться, а при работе нижнего плеча разряжаться на одну и ту же величину, так что напряжение на C_2 будет поддерживаться примерно $E_{\text{п}}/2$. Поскольку конденсатор C_2 имеет большую емкость, изменение напряжения в точке *a* за время работы одного плеча будет меняться незначительно.

Теперь оба выходных транзистора включены по схеме с ОК, с коэффициентом передачи, меньшим единицы, т. е. напряжение на их входах больше, чем на выходе. При полной раскатке выходных транзисторов амплитуда напряжения в нагрузке должна быть максимальной и близкой к $E_{\text{п}}/2$, что обеспечит высокий коэффициент исполь-

зования коллекторного напряжения ($\xi = 0,85 \dots 0,9$), а значит, и высокий КПД. Но тогда требуемая амплитуда напряжения на базах транзисторов VT2, VT3 должна быть больше, чем $E_{\text{п}} / 2$, что в данной схеме реализовать невозможно. Поэтому несколько видоизменим эту схему (рис. 2.6, б).

Здесь резистор $R_{\text{к}}$ подключен к источнику питания через $R_{\text{н}}$; за счет такого подключения возникает параллельная ПОС (эмиттерный повторитель не инвертирует входной сигнал), которая увеличивает входное сопротивление выходных транзисторов по переменному току. В результате сопротивление нагрузки транзистора VT1 по переменному току может оказаться больше, чем по постоянному току, что позволяет снять с коллектора VT1 напряжение с амплитудой, даже несколько большей, чем $E_{\text{н}} / 2$. Это обеспечит работу выходных транзисторов с высоким КПД.

В схеме на рис. 2.6, б резистор R_1 подключен к точке *a* соединения эмиттеров оконечных транзисторов, что охватывает усилитель ООС по переменному и постоянному напряжению. Последнее стабилизирует исходное напряжение в точке *a*, равное $E_{\text{п}} / 2$.

К сожалению, по сравнению со схемой рис. 2.2, *a* рассмотренная схема имеет и недостатки: нагрузка не имеет общей точки со входом усилителя, что затрудняет создание общей ОС; нагрузка находится относительно земли под напряжением питания, что не всегда допустимо; на холостом ходу (обрыв $R_{\text{н}}$) питание транзистора VT1 отключается, т. е. усилитель перестает работать.

3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ (ОУ)

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Операционный усилитель – усилитель электрических сигналов, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью (ООС).

В начале 1960-х годов ОУ стали выпускаться в виде отдельных микросхем, и к настоящему времени они получили широкое распространение. По размерам и цене они практически не отличаются от отдельного транзистора. В то же время преобразование сигнала схемой на ОУ почти исключительно определяется свойствами цепей обратных связей усилителя и отличается высокой стабильностью и воспроизводимостью. Кроме того, благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных электронных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на дискретных элементах. Поэтому ОУ стали сегодня основной элементной базой («кирпичиками») во многих областях аналоговой схемотехники.

Условное обозначение ОУ показано на рис. 3.1. Знаком «-» обозначен инвертирующий вход, а знаком «+» – неинвертирующий. При подаче гармонического сигнала на инвертирующий вход фазы напряжений на входе и выходе будут отличаться на 180° . Если же сигнал подается на неинвертирующий вход, то фазы этих напряжений будут совпадать. Соответствующими знаками будем обозначать и параметры, относящиеся к этим входам (например, напряжения).

Помимо выводов, показанных на этом рисунке, ОУ снабжается выводами для подачи питающих напряжений и, если это необходимо, выводами для частотной коррекции, установки нуля сдвига и т. п.

Чтобы обеспечить возможность работы ОУ как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, следует использовать

двухполярное питающее напряжение. Для этого нужно предусмотреть два источника постоянного тока, которые подключаются к соответствующим внешним выводам ОУ. Обычно интегральные операционные усилители работают с напряжением питания ± 15 В.

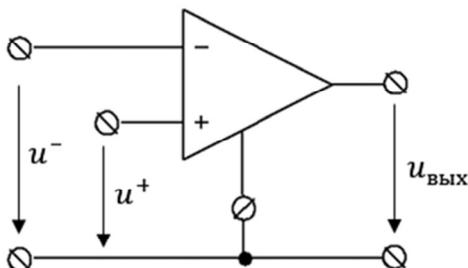


Рис. 3.1. Обозначение ОУ

Типичным свойством ОУ является его чувствительность к разности напряжений u^+ и u^- и независимость (в идеале) от их абсолютного значения. Из этого свойства ОУ вытекает два понятия: дифференциальное ($u_{\text{д}}$) и синфазное входные напряжения ($u_{\text{сф}}$).

Дифференциальное входное напряжение – это разность

$$u_{\text{д}} = u^- - u^+. \quad (3.1)$$

Синфазные входные напряжения – это напряжения между каждым из входных зажимов и землей, амплитуды и фазы которых совпадают. Это фактически эквивалентно среднему арифметическому напряжений, приложенных к входам ОУ:

$$u_{\text{сф}} = (u^- + u^+) / 2. \quad (3.2)$$

Часто за входное синфазное напряжение принимается напряжение, действующее на неинвертирующем входе. Это объясняется тем, что, во-первых, напряжения u^- и u^+ близки, и, во-вторых, тем, что в большинстве аналоговых схем на ОУ неинвертирующий вход заземляется, т. е. его потенциал становится равным нулю. В этом случае на входе ОУ присутствует только дифференциальный сигнал, равный сигналу на инвертирующем входе.

Если неинвертирующий вход заземлен, значит, $u_{\text{сф}} = 0$.

По принципу действия ОУ идентичен обычному УПТ. Однако ОУ специально создан для использования в схемах с глубокой ООС, так чтобы параметры всего устройства определялись в основном параметрами цепи ОС, а ОУ был функционально незаметен. Такой ОУ по своим свойствам должен приближаться к идеальному. Идеальный ОУ должен иметь бесконечно большой коэффициент усиления в бесконечно широкой полосе пропускания, бесконечное входное и нулевое выходные сопротивления. Кроме того, усилитель не должен иметь статических ошибок, изменяющихся от температуры и времени. Реальные ОУ обладают параметрами, близкими к параметрам идеального ОУ. Знание этих параметров позволяет выяснить ценность конкретного ОУ, грамотно и быстро выбрать нужный ОУ и спроектировать устройство практически без макетирования.

Параметры, описывающие качество ОУ, можно разделить на три группы: статические, динамические и эксплуатационные.

3.2. СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ОУ

К статическим параметрам относятся: дифференциальный коэффициент усиления по напряжению K_u , коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ОС\text{сф}}$, входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, напряжение смещения нуля $U_{см}$, входной ток смещения $I_{вх}$, разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам $\Delta I_{вх}$, коэффициент влияния источников питания $K_{вп}$ и коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров.

Коэффициент усиления K_u – отношение изменения выходного напряжения в отсутствие нагрузки ($R_H = \infty$) к изменению дифференциального входного напряжения при нулевом синфазном входном напряжении.

Значения приводятся либо в относительных единицах, либо в децибелах, либо в В/мВ. Для большинства ОУ их значения заключены в пределах от 80 до 100 дБ.

На рис. 3.2 показана типичная амплитудная характеристика ОУ – зависимость напряжения на выходе ОУ от дифференциального входного напряжения. Она имеет три рабочие области: область усиления и две области насыщения. В области усиления эта зависимость линейна

и ее наклон определяет K_u . В области насыщения с ростом u_d пропорционального увеличения $u_{\text{вых}}$ не происходит. Границы области усиления отстоят приблизительно на 2...3 В от соответственно положительного и отрицательного напряжений питания. При работе ОУ с напряжением питания ± 15 В типовой диапазон области усиления по выходному напряжению близок к ± 12 В.



Рис. 3.2. Амплитудная характеристика ОУ

Поскольку усиление в линейной области велико, а диапазон выходных напряжений конечен, дифференциальное входное напряжение должно быть очень мало. Идеализируя ОУ, можно считать $u_d = 0$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ОС сф}}$ — коэффициент, равный отношению синфазного входного напряжения к дифференциальному входному напряжению, вызывающим одно и то же приращение выходного напряжения:

$$K_{\text{ОС сф}} = \frac{K_u}{K_c}, \quad (3.3)$$

где K_c — коэффициент передачи синфазного сигнала.

Так как $K_u \gg K_c$, то $K_{\text{ОС сф}} \gg 1$. Чаше $K_{\text{ОС сф}}$ выражается в децибелах. У современных ОУ $K_{\text{ОС сф}}$ равен 80...100 дБ. Он зависит от температуры, частоты и значения синфазного входного напряжения. На высоких частотах он становится меньше. Он определяет сбалансиро-

рованность усилителя, его помехоустойчивость. Чем больше $K_{\text{ОС сф}}$, тем лучше температурная стабильность ОУ, тем меньше его реакция на внешние помехи и на изменение напряжения питания.

Входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ – отношение изменения напряжения на инвертирующем входе к изменению протекающего через этот вход тока при заземленном неинвертирующем входе. Для идеального ОУ $R_{\text{ВХ}} = \infty$. В реальных ОУ на БТ $R_{\text{ВХ}} = 300 \text{ кОм} \dots 10 \text{ МОм}$, если входной каскад выполнен на ПТ, то $R_{\text{ВХ}} = 100 \dots 1000 \text{ МОм}$. Сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ зависит от температуры и частоты. В техническом паспорте приводится значение $R_{\text{ВХ}}$ при $t = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ и $f < 40 \text{ Гц}$.

Выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ – внутреннее сопротивление выхода ОУ относительно земли. В зависимости от типа ОУ $R_{\text{ВЫХ}}$ лежит в пределах от единиц до нескольких сотен ом. При слишком большом $R_{\text{ВЫХ}}$ усиление ОУ может уменьшиться. В большинстве практических случаев $R_{\text{ВЫХ}}$ заметного влияния на усиление не оказывает, так как $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$. Данные о $R_{\text{ВЫХ}}$ приводятся не всегда.

Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$ – значение дифференциального входного напряжения при нулевом синфазном входном напряжении, которое соответствует нулевому выходному напряжению в отсутствие нагрузки.

Входное напряжение смещения определяет постоянное напряжение, которое следует присоединить ко входу ОУ, чтобы выходное напряжение стало равным нулю. Этот параметр учитывает разбаланс и несимметрию входного дифференциального каскада ОУ. Если закоротить вход идеального ОУ, то выходное напряжение будет равно нулю. В реальных устройствах при нулевом постоянном напряжении на входе недостаточная согласованность элементов приводит к наличию некоторого выходного напряжения, представляющего смещение (сдвиг) относительно нулевого уровня. Величину этой погрешности принято определять по пересчитанному (приведенному) ко входу эквивалентному напряжению смещения. Оно и определяет значение противоположного по знаку напряжения, которое необходимо приложить ко входу ОУ, чтобы на его выходе установился нулевой уровень.

Как показано на рис. 3.2, амплитудная характеристика реального ОУ не проходит через нулевую точку, что соответствует идеальному

варианту, а несколько сдвинута. Знак и величина этого сдвига различны для разных экземпляров ИС.

Величина $U_{см}$ определяется в основном разбросом напряжений эмиттерно-базовых переходов входных транзисторов дифференциального каскада в усилителях на биполярных транзисторах или напряжений затвор–исток в ОУ с полевыми транзисторами на входах. Эта величина составляет 0,1...5 мВ для усилителей общего назначения с биполярными и 0,5...20 мВ с полевыми транзисторами на входе. Путем лазерной подгонки удастся уменьшить смещение нуля до 10 мкВ (МАХ400М) у первого типа усилителей и до 100 мкВ (ОРА627В) у второго. Дальнейшее снижение смещения нуля достигается применением схем автоматической компенсации смещения нуля. Например, ОУ с прерыванием имеют типичное напряжение смещения нуля менее 1 мкВ (МАХ430). Снизить $U_{см}$ можно подстройкой ОУ внешним резистором, для подключения которого некоторые операционные усилители (например, 140УД7, 140УД8) имеют специальные выводы.

Входные токи $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$ – значения тока инвертирующего и неинвертирующего входов, которые при нулевом синфазном напряжении соответствуют нулевому выходному напряжению в отсутствие нагрузки.

Входные токи обусловлены необходимостью обеспечить нормальный режим работы входного дифференциального каскада на БТ и при нормальных условиях составляют 10 нА...10 мкА, а в случае использования ПТ – это токи всевозможных утечек, достигающие 10 пА. Наличие входных токов приводит к появлению дифференциального напряжения на входе ΔU (а значит, и на выходе) ОУ при отсутствии сигнала на входе в устройствах, настроенных на нуль (рис. 3.3). Здесь

R^+ , R^- – сопротивления внешних цепей постоянному току для соответствующих входов.

Входные токи не приводятся в ТУ на ОУ. Паспортными данными ОУ являются *входной ток смещения*

$$I_{вх} = \frac{(I_{вх1} + I_{вх2})}{2} \quad (3.4)$$

и разность входных токов

$$\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2}. \quad (3.5)$$

Разность входных токов – абсолютное значение разности токов двух входов ОУ при выходном напряжении, равном нулю. Этот параметр также в значительной степени характеризует величину несимметрии входных каскадов ОУ.

Неизвестные токи $I_{\text{ВХ1}}$ и $I_{\text{ВХ2}}$ выразим через паспортные параметры ОУ $I_{\text{ВХ}}$ и $\Delta I_{\text{ВХ}}$:

$$I_{\text{ВХ1}} = I_{\text{ВХ}} - \frac{\Delta I_{\text{ВХ}}}{2}; \quad (3.6)$$

$$I_{\text{ВХ2}} = I_{\text{ВХ}} + \frac{\Delta I_{\text{ВХ}}}{2}. \quad (3.7)$$

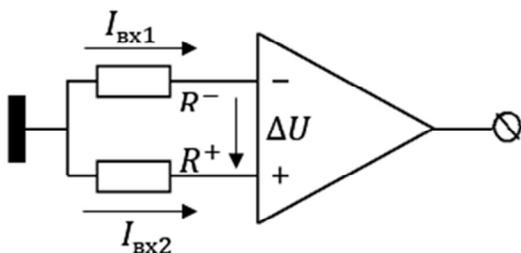


Рис. 3.3. Влияние входных токов

Тогда

$$\Delta U = I_{\text{ВХ}} (R^+ - R^-) + \frac{\Delta I_{\text{ВХ}} (R^+ + R^-)}{2}. \quad (3.8)$$

Анализ полученного выражения показывает, что первую составляющую ΔU можно устранить выбором одинаковых сопротивлений постоянному току в инвертирующем и в неинвертирующем входах ($R^+ = R^-$). При этом вторая составляющая будет равна $\Delta I_{\text{ВХ}} R^- (R^+)$. Эта процедура называется *токовой балансировкой схемы*. Она эффективна только в том случае, если $\Delta I_{\text{ВХ}} \ll I_{\text{ВХ}}$. Из-за наличия разностного входного тока смещение выходного напряжения наблюдается даже в устройствах, сбалансированных по постоянному току. Его влияние особенно заметно при высокоомных цепях. Для уменьшения второй составляющей ΔU (3.8) надо или выбирать номиналы резисторов по возможности минимальными, или использовать ОУ с малыми входными токами (на полевых транзисторах).

Таким образом, действие напряжения смещения и входных токов проявляется в том, что при отсутствии входного сигнала на выходе ОУ появляется конечное постоянное напряжение, изменяющееся во времени («дрейф нуля выходного напряжения»). Это напряжение можно непосредственно измерить, подключив к выходу вольтметр постоянного тока. Оно является абсолютным показателем выходной статической погрешности. Если это напряжение поделить на коэффициент передачи операционной схемы (ОУ + внешние элементы) на нулевой частоте, то вычисленное таким образом напряжение будет называться входной статической погрешностью (ВСП). Эту погрешность нельзя непосредственно измерить. Это вычисленное эквивалентное напряжение. Знание ВСП позволяет определить отношение сигнал/шум на входе схемы, т. е. оценить ее реальную чувствительность.

ВСП имеет две составляющие – потенциальную и токовую:

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{СМ}} + I_{\text{ВХ1}}R^- - I_{\text{ВХ2}}R^+. \quad (3.9)$$

В наихудшем случае, когда все факторы, порождающие ВСП, не создают взаимно компенсирующего воздействия, оценка $\Delta U_{\text{ВХ}}$ может быть выполнена по формуле

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = |U_{\text{СМ}}| + |I_{\text{ВХ1}}R^- - I_{\text{ВХ2}}R^+|. \quad (3.10)$$

Способы уменьшения обеих составляющих ВСП были рассмотрены выше.

3.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ОУ

Динамические параметры ОУ характеризуют его быстродействие (широкополосность). Их можно разделить на параметры для *малого* и *большого* сигналов. К первой группе динамических параметров относятся *частота единичного усиления* f_1 и *время установления* t_y . Эти параметры называются *малосигнальными*, так как они измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ. К второй группе относятся *скорость нарастания выходного напряжения* и *мощностная полоса пропускания* f_p . Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале ОУ (более 50 мВ).

Время установления – это параметр, показывающий, через какое время после приложения ступенчатого входного сигнала выходное напряжение установится с требуемой точностью относительно конечного значения (рис. 3.4). Оно измеряется для повторителя напряжения (рис. 3.5). Величина δ установлена государственным стандартом и равна 0,1 или 0,01 %.

Частота единичного усиления – важный справочный параметр при определении свойств ОУ на малом сигнале. Эта частота определяет активную полосу пропускания, максимально реализуемую для данного типа ОУ (см. разд. 3.3 в [3]). Современные ОУ имеют f_1 от сотен килогерц до сотен мегагерц (быстродействующие ОУ).

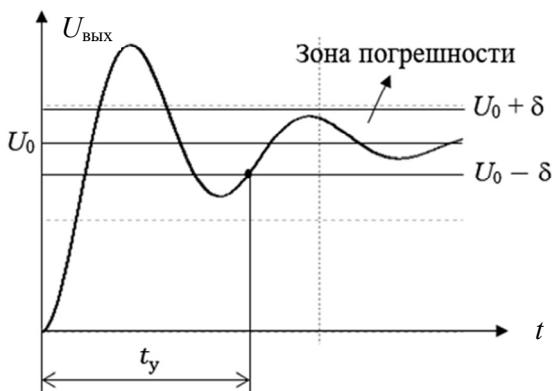


Рис. 3.4. Время установления

Мощностная полоса пропускания ОУ определяется по виду амплитудно-частотной характеристики, снятой при максимально возможной амплитуде неискаженного выходного сигнала. Вначале на низких частотах устанавливают такую амплитуду сигнала от генератора гармонических колебаний, чтобы амплитуда выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ max}}$ немного не доходила до границ насыщения усилителя. Затем увеличивают частоту входного сигнала. Мощностная полоса пропускания f_p соответствует значению $U_{\text{ВЫХ max}}$, равному 0,707 от первоначального значения.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{ВЫХ max}}}$ – наибольшая скорость изменения выходного напряжения

ОУ при воздействии прямоугольного входного импульса такой амплитуды, которая соответствует верхней границе линейного режима. Определяется она как отношение приращения выходного напряжения $U_{нар}$ к времени $t_{нар}$, за который оно произошло,

$$V_{U_{\text{вых max}}} = \frac{U_{нар}}{t_{нар}}. \quad (3.11)$$

Отреагировать мгновенно на изменение входного напряжения усилитель не может из-за своих внутренних емкостей, скорость заряда которых ограничена. По этой причине ограничена и скорость изменения выходного напряжения. Скорость нарастания характеризует способность ОУ передавать без искажений большие сигналы. Типичные значения для ОУ общего применения 0,5...10 В/мкс, для быстродействующих – 20...100 В/мкс. Паспортные данные относятся к включению ОУ в качестве повторителя напряжения (рис. 3.5). Скорость нарастания выходного напряжения не одинакова при изменении сигнала в разных направлениях.

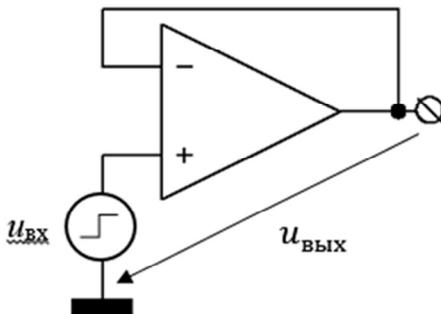


Рис. 3.5. Повторитель напряжения

Вследствие ограниченного значения максимальной скорости нарастания при быстрых изменениях входного напряжения возникают так называемые динамические искажения сигнала, которые не могут быть устранены введением ОС.

3.4. ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОУ

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к источникам питания, а также температурный диапазон работы усилителя. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы ОУ. К основным эксплуатационным параметрам относятся: номинальное значение питающего напряжения U_{Π} ; допустимый диапазон питающих напряжений; ток, потребляемый от источника питания $I_{\text{пот}}$; максимальный выходной ток $I_{\text{вых max}}$; максимальные значения выходного напряжения при номинальном питании; максимально-допустимые значения синфазных и дифференциальных входных напряжений.

3.5. ТИПЫ ОУ

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных ОУ. Все это многообразие можно разделить на группы, объединенные общей технологией и схемотехникой, точностными, динамическими или эксплуатационными характеристиками, причем эти группы могут пересекаться, т. е. включать общие элементы.

С точки зрения внутренней схемотехники операционные усилители можно разделить на биполярные и биполярно-полевые. В биполярно-полевых ОУ полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом или МОП-транзисторы обычно используются в качестве входных в дифференциальном входном каскаде. За счет этого достигаются высокое входное сопротивление и малые входные токи.

Большая часть номенклатуры ОУ относится к *усилителям общего назначения*. Это дешевые усилители среднего быстродействия, невысокой точности и малой выходной мощности. Обычные параметры: $K_u = 20\,000 \dots 200\,000$; $U_{\text{см}} = 0,1 \dots 20$ мВ; $f_1 = 0,1 \dots 10$ МГц. Типичные примеры: 140УД6, 140УД3.

Быстродействующие усилители при средних точностных параметрах имеют высокие динамические характеристики ($f_1 = 20 \dots 1000$ МГц, $v = 10 \dots 1000$ В/мкс). Типичные примеры: 140УД10, 574УД3, ОРА634.

Прецизионные усилители имеют высокий дифференциальный коэффициент усиления по напряжению, малое напряжение смещения

нуля и малый входной ток обычно при низком или среднем быстродействии. Типичные примеры: 140УД26; 140УД24, МАХ430 (с прерыванием).

Микромощные усилители используются в приборах, получающих питание от гальванических или аккумуляторных батарей. Эти усилители потребляют очень малый ток от источников питания (например, ОУ МАХ406 потребляет ток не более 1,2 мкА). Все другие параметры (особенно быстродействие) у них обычно невысокие. Появился целый класс микросхем (так называемых наноамперных), работающих от напряжения питания 3 В и потребляющих при этом ток менее 1 мкА. Например, TLV2401 (880 нА). Такие устройства могут работать непрерывно десятки лет от одной литиевой батарейки.

Мощные и высоковольтные операционные усилители. Большинство типов ОУ рассчитаны на напряжение питания ± 15 В. Некоторые допускают питание от источников вплоть до ± 22 В. Этого недостаточно для управления, например, пьезоэлектрическими преобразователями, для некоторых физических и биологических исследований. Поэтому промышленность производит *высоковольтные ОУ*, допускающие более высокие питающее и выходное напряжения. К высоковольтным относят операционные усилители, имеющие разность положительного и отрицательного питающих напряжений свыше 50 В. Большинство ОУ с напряжением питания свыше 100 В изготавливается в виде гибридных ИМС. В то же время фирма Apex Microtechnology (США) производит полупроводниковые интегральные ОУ РА90, РА92 и РА94, с номинальным напряжением питания ± 200 В, выходным напряжением ± 170 В и выходным током до 14 А.

3.6. БЛОК-СХЕМА ОУ

Блок-схема ОУ показана на рис. 3.6. Первый каскад ОУ определяет его важнейшие статические параметры: напряжение смещения нуля, коэффициент ослабления синфазной составляющей входного сигнала, входные токи и входное сопротивление. Поэтому он и выполняется по дифференциальной схеме.

Однако ОУ должен обеспечить большой коэффициент усиления, чем может дать один каскад. Поэтому ОУ строится в основном по двухкаскадной схеме. В обоих усиливающих каскадах коллекторной нагрузкой служат не резисторы, а источники тока, обладающие большим динамическим сопротивлением. Это позволяет при низковольт-

ном источнике питания получить большое (несколько тысяч) усиление от одного каскада. В частности, в качестве динамической нагрузки широко используется так называемое токовое зеркало.



Рис. 3.6. Блок-схема ОУ

Выходной каскад представляет собой двухтактный эмиттерный повторитель (рис. 3.7), позволяющий реализовать достаточно низкое выходное сопротивление.

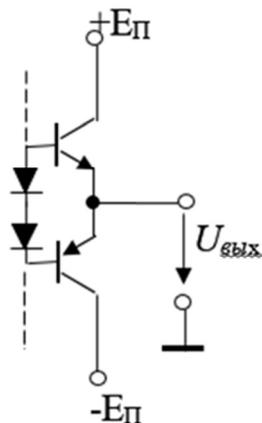


Рис. 3.7. Схема выходного каскада

Частотные свойства каждого каскада ОУ аналогичны частотным свойствам ФНЧ первого порядка [3]. Если f_c, f_1 – частота среза и частота единичного усиления ОУ, то в диапазоне частот от f_c до f_1 модуль коэффициента усиления ОУ обратно пропорционален частоте:

$$K(f) = \frac{K_0 f_c}{f}, \quad (3.12)$$

что приводит к простому соотношению

$$f_1 = K_0 f_c. \quad (3.13)$$

Частота единичного усиления равна произведению коэффициента усиления на полосу пропускания на уровне -3 дБ.

Это утверждение справедливо не только для отдельных каскадов, но и для всего ОУ, если в нем осуществлена полная частотная коррекция.

3.7. УСЛОВИЯ УСТОЙЧИВОСТИ ОУ

Как мы выяснили в предыдущем разделе, ОУ состоит из нескольких каскадов. Поэтому его частотные свойства аналогичны ФНЧ высокого порядка. Системы такого рода, имеющие большой коэффициент усиления, склонны к самовозбуждению. Это проявляется в том, что в отсутствие сигнала на входе системы на ее выходе могут возникнуть стационарные или прерывистые колебания относительно большой амплитуды, вплоть до полного размаха выходного напряжения. Естественно, что такая система становится неработоспособной. Это объясняется тем, что каждый каскад ОУ на верхних частотах вносит запаздывание (фазовый сдвиг) -90° (рис. 3.4 в [3]). Если таких каскадов несколько, то общий фазовый сдвиг может достичь -180° и ОС из отрицательной перейдет в положительную. Если при этом возвратное отношение (петлевое усиление) $|T| = |K_e B| \geq 1$, то операционная схема возбуждётся.

Постановка задачи

ОУ в области нижних частот охвачен частотно-независимой ($B = \text{const}$) ООС. Какую максимальную глубину ОС можно допустить, чтобы не произошло его возбуждения на верхних частотах?

Для ответа на поставленный вопрос нарисуем диаграммы Боде АЧХ и ФЧХ некорректированного ОУ, состоящего из двух каскадов. Для простоты построения будем считать, что частоты срезов этих каскадов различаются на порядок, т. е. $f_{c2} = 10f_{c1}$ (рис. 3.8).

На частоте f_{c1} находится самый низкочастотный полюс ПФ. Фазовый сдвиг на этой частоте -45° (если пренебречь влиянием следующих каскадов). В области частот с f_{c1} до f_{c2} коэффициент усиления убывает со скоростью -20 дБ/дек. Выше частоты f_{c2} начинает действовать второй каскад, теперь коэффициент усиления убывает со скоростью -40 дБ/дек, а фазовый сдвиг приближается к -180° .

Усилитель с приведенными АЧХ и ФЧХ охватываем в области низких частот частотно-независимой ООС. ООС может перейти в положительную, если дополнительный фазовый сдвиг по петле ОС составит -180° . Так как ОС частотно-независимая (ЦОС не содержит реактивных элементов), то она не будет вносить фазовых сдвигов $\varphi_B = 0$.

Поэтому дополнительный фазовый сдвиг будет обусловлен только реактивными элементами самого ОУ.

Частота, на которой фазовый сдвиг, вносимый ОУ $\varphi_u = -180^\circ$, называется критической ($f_{кр}$). Частоту, на которой модуль петлевого усиления равен 1 ($|T| = |K_u B| = 1$), обозначим через $f_{п}$. Если эти частоты совпадут, то произойдет самовозбуждение усилителя. На рис. 3.8 прямые 1, 2 и 3 отражают значение $K_{uF}(0)$ для различных глубин ОС.

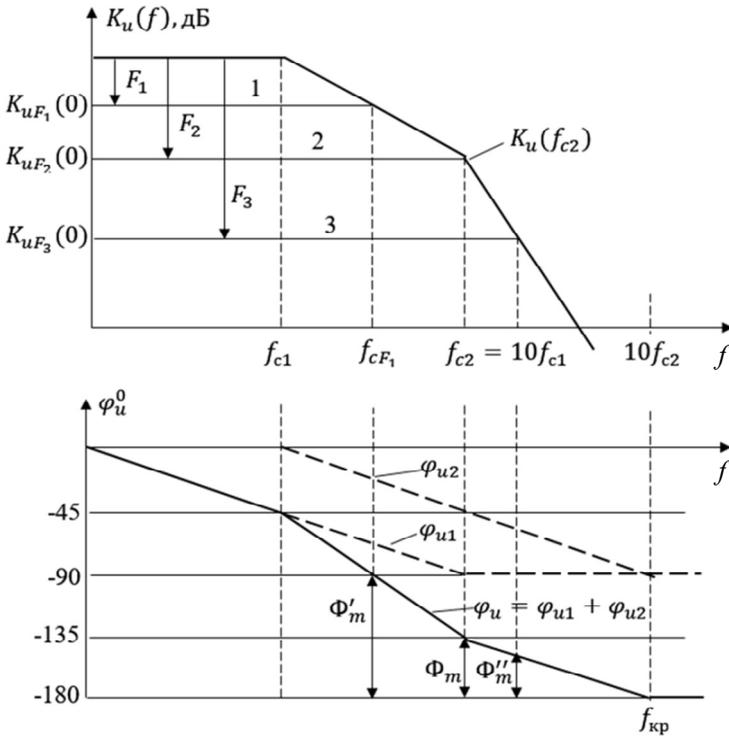


Рис. 3.8. Диаграммы Бode АЧХ и ФЧХ двухкаскадного ОУ

В точках пересечения этих прямых с АЧХ ОУ без ОС имеем

$$K_{uF}(0) = K_u = 1 / B. \quad (3.14)$$

Действительно, при глубокой ОС ($K_u(0)B \gg 1$)

$$K_{uF}(0) = \frac{K_u(0)}{1 + K_u(0)B} = \frac{1}{B}. \quad (3.15)$$

Значит, именно в токах пересечения выполняется одно из условий самовозбуждения: $K_u B = 1$. Для обеспечения гарантированной устойчивой работы ОУ вводят запас устойчивости по фазе (см. разд. 5.7 в [1]):

$$\Phi_m = \varphi_u(f_n) - \varphi_u(f_{кр}),$$

равный 45° . Для прямой 1 этот запас (Φ'_m) равен 90° , а для прямой 3 $\Phi''_m < 45^\circ$ и усилитель будет работать неустойчиво. Прямая 2 соответствует граничному случаю.

Значит, условие устойчивости ОУ можно сформулировать следующим образом (рис. 3.8).

Усилитель с ОС устойчив, если прямая его коэффициента усиления пересекает АЧХ ОУ без ОС на участке с наклоном -20 дБ/дек.

Если требуется глубина ОС больше, чем F_2 , то необходимо в ОУ осуществить частотную коррекцию, т. е. изменить АЧХ так, чтобы она имела спад -20 дБ/дек в большем интервале частот.

3.8. КОРРЕКЦИЯ АЧХ ОУ

Если ОУ разрабатывается для универсального применения, то фазовый сдвиг его при $|K_u| > 1$ должен быть по абсолютной величине меньше 120° . При этом для любого коэффициента передачи $0 < B < 1$ запас по фазе будет составлять не менее 60° . Это требование выполняется коррекцией частотной характеристики, причем коррекция производится так, чтобы при $|K_u| > 1$ она была аналогична характеристике фильтра нижних частот первого порядка, т. е. имела бы спад -20 дБ/дек вплоть до частоты $2f_1$ (рис. 3.9, АЧХ 1). Такая коррективка называется *полной*. Чаще всего она формируется с помощью элементов, находящихся внутри ИМС. ОУ с внутренней коррекцией работают устойчиво при любой глубине ОС, они удобны в применении, если не требуется широкая полоса пропускания.

При *неполной* частотной коррекции (АЧХ 2) АЧХ ОУ занимает промежуточное положение между характеристиками без коррекции (АЧХ 3) и полностью скорректированной АЧХ. Положение АЧХ зависит от номинальных значений R и C элементов коррекции. Для их подключения в ОУ предусматриваются специальные выводы. Обычно такая АЧХ имеет две точки излома в полосе пропускания (рис. 3.9, АЧХ 2). Из рис. видно, что ОУ может работать в большем интервале частот ($f_{c1}'' > f_{c1}'$), но максимальная глубина ОС определяется точкой второго излома на скорректированной АЧХ.

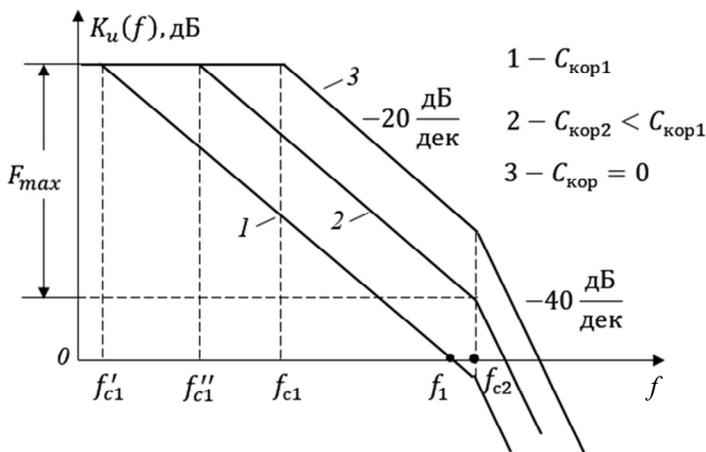


Рис. 3.9. Частотная коррекция шунтирующим конденсатором

В справочной литературе для ОУ без внутренней коррекции (например, К140Д1, Л153УД1) приводятся рекомендации по выбору внешних элементов коррекции для различных коэффициентов усиления с ОС.

Существуют различные способы коррекции АЧХ ОУ, рассмотрим наиболее распространенные.

Коррекция с помощью шунтирующего конденсатора является простейшей. Корректирующий конденсатор подключается к выходу каскада ОУ с более низкой частотой среза. Так как частоты срезов остальных каскадов не меняются, то при полной частотной коррекции необходимо выбирать емкость конденсатора $C_{кор}$ (рис 3.9) такой, чтобы скорректированная АЧХ достигала значения $K_u = 1$ (0 дБ) до того как

начнется влияние второго излома на частоте f_{c2} . Рассмотренный метод существенно сужает полосу пропускания и требует значительных корректирующих емкостей.

Частотная коррекция с использованием эффекта умножения емкости в этом отношении выгодно отличается от предыдущей и получила наибольшее распространение в ИМС с внутренней коррекцией. Здесь также используется один корректирующий конденсатор (см. рис. 3.6), однако включается он между коллектором и базой транзистора второго усилительного каскада. Возникающая при этом местная ОС (параллельная ООС по напряжению) изменяет работу ОУ на высоких частотах; заметно увеличиваются входная емкость второго каскада, которая шунтирует выход первого каскада, как в предыдущем методе коррекции. Однако в данном случае величина шунтирующей емкости равна $K_2 C_{кор}$ (эффект Миллера), что позволяет получить тот же самый эффект, что и в первом случае (рис. 3.10), но при значительно меньшей емкости $C_{кор}$ ($C_{кор}$ уменьшается примерно с 80 000 до 30 пФ). Такой корректирующий конденсатор можно реализовать внутри ИМС.

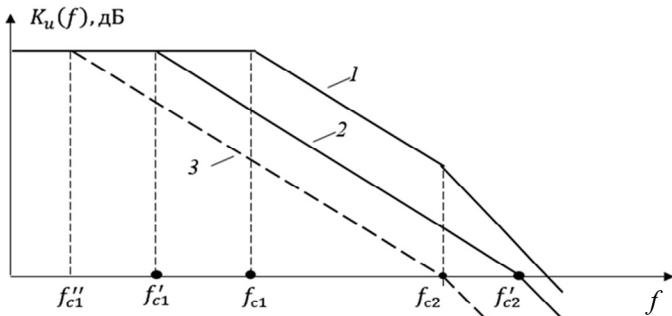


Рис. 3.10. Частотная коррекция с использованием эффекта умножения емкости:

- 1 – АЧХ без коррекции; 2 – полная частотная коррекция;
- 3 – полная частотная коррекция шунтирующим конденсатором

Кроме того, эта местная ОС снижает выходное сопротивление второго каскада и приводит к увеличению частоты второго излома f_{c2} приблизительно с частот от сотен килогерц до десятка мегагерц. Это явление известно под названием «расщепление частот среза»

(частота f_{c1} уменьшалась до частоты f'_{c1} (рис. 3.10), а частота f_{c2} возросла до частоты f'_{c2}). Сравнивая на рис. 3.10 диаграммы Бode 2 и 3, приходим к выводу, что полная частотная коррекция при втором способе коррекции реализуется при значительно большей частоте среза ($f'_{c1} \gg f''_{c1}$), т. е. при более широкой полосе пропускания.

3.9. КОСВЕННЫЕ ПРИЗНАКИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ

Запас устойчивости по фазе Φ_m характеризует относительную устойчивость ОУ с ОС (см. разд. 5.8 в [3]), т. е. удаленность схемы от неустойчивого состояния. Для этого необходимо знать аргумент петлевого усиления φ_T . Если φ_T определять аналитически, то необходимо иметь уравнение передаточной функции. Однако любое аналитическое выражение есть только приближение к реальности, поскольку в нем не могут быть учтены все паразитные эффекты (реактивности на входе и выходе ОУ, емкость нагрузки, полное сопротивление шин питания и т. д.). Экспериментальное определение φ_T также связано с значительными трудностями. Поэтому об относительной устойчивости ОУ судят по косвенным признакам: по поведению АЧХ и переходной характеристики ОУ с ОС.

Чем меньше запас устойчивости по фазе, тем схема ближе к неустойчивому состоянию. Это может привести к недопустимо большим искажениям АЧХ в области верхних частот и переходной характеристики в области малых времен. На АЧХ появится подъем (рис. 3.11, а), называемый резонансным пиком. M_p , а на переходной характеристике – выброс (перерегулирование) σ (рис. 3.11, б). Резонансный пик обычно оценивается в децибелах, а перерегулирование – в процентах. M_p и σ – это характеристики линейной схемы, поэтому амплитуду входного сигнала (синусоидального и прямоугольного) надо выбирать такой, чтобы ОУ с ОС работал в линейном режиме. В противном случае возникнут искажения результатов за счет нелинейности ОУ.

Появление подъема на АЧХ и выброса в ПХ возможно только в схеме с порядком не ниже второго.

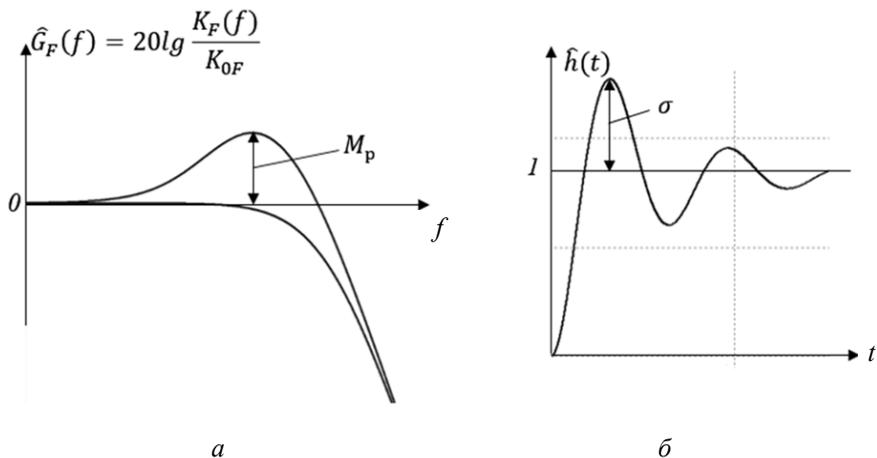


Рис. 3.11. Косвенные признаки относительной устойчивости:

M_p – резонансный пик (а); σ – перерегулирование (б)

Порядок операционной схемы (ОУ плюс элементы обратной связи) – это порядок передаточной функции вдоль разомкнутой петли обратной связи, т. е. порядок петлевого усиления $B(p)K(p)$.

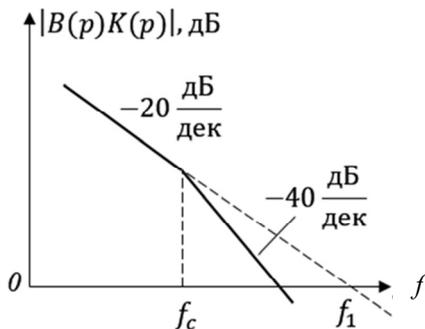


Рис. 3.12. АЧХ операционной схемы второго порядка

Пусть мы имеем дело с операционной схемой второго порядка. В этом случае зависимость $|B(p)K(p)|$ будет иметь два излома (рис. 3.12) и данная схема будет вести себя как колебательный контур. Поэтому

для количественного описания поведения этой схемы применяют те же параметры, что и для колебательного контура: собственную частоту ω_0 ; резонансную частоту ω_p ; коэффициент затухания k и т. д. Понятно, что эти параметры зависят как от параметров ОУ без ОС, так и от параметров цепи ОС.

Наиболее важный из них – коэффициент затухания, он и определяет поведение АЧХ и ПХ операционного усилителя с обратной связью. Критическое значение затухания соответствует точке $k = 1$ (рис. 3.13). При $k > 1$ переходный процесс в усилителе будет устанавливаться по аperiodическому закону. Выброс (перерегулирование) ПХ σ и резонансный пик АЧХ M_p будут отсутствовать. При $0 < k < 1$ переходная характеристика будет иметь вид затухающей синусоиды (рис. 3.11, б). Чем меньше коэффициент затухания (чем больше добротность), тем больше выброс перерегулирования σ и тем медленнее затухают колебания. То же самое можно сказать и о резонансном пике, но он будет иметь место только при $0 < k < 0,707$ (при $Q > 1$). При $k = 0$ $M_p = \infty$ и $\sigma = 100\%$, т. е. происходит самовозбуждение усиления.

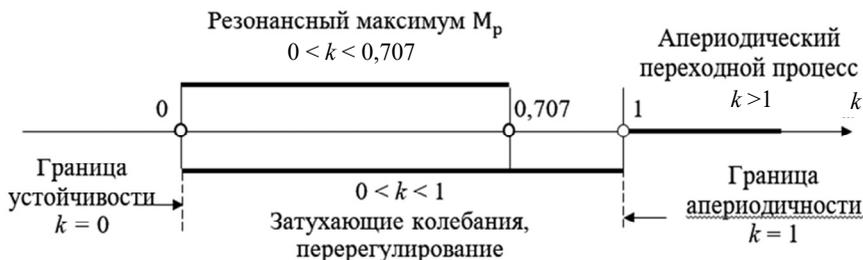


Рис. 3.13. Характерные значения коэффициента затухания k

Зная коэффициент затухания, можно определить резонансный пик и перерегулирование, а также запас устойчивости по фазе, поскольку между этими параметрами существует связь (соответствие) (см. табл. 3.1). Это делает возможным косвенное определение запаса устойчивости по фазе по экспериментально найденным M_p и σ без разрыва (размыкания) петли ОС и без исследования ее внутренней структуры. Например, общепринятому запасу устойчивости по фазе $\Phi_m = 45^\circ$ соответствует

$M_p = 2,5$ дБ и $\sigma = 25$ %. При $k = 0$ запас устойчивости по фазе $\Phi_m = 0^\circ$, а $M_p = \infty$ и $\sigma = 100$ %, т. е. (как уже отмечалось) происходит самовозбуждение усиления. При $k > 0,949$ АЧХ и переходная характеристика имеют монотонный характер, запас устойчивости по фазе больше 75° , т. е. схема надежно устойчива.

Таблица 3.1

**Показатели относительной устойчивости операционной
схемы второго порядка**

Запас устойчивости по фазе, град.	Резонансный пик M_p , дБ	Относительное перерегулирование σ , %	Коэффициент затухания k
75	–	0,0	0,949
65	0	4,7	0,697
45	2,3	23,3	0,42
30	5,7	41,6	0,269
0	∞	100	0

Если воспользоваться обозначениями рис. 3.12, то коэффициент затухания будет

$$k = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f_c}{f_1}}, \quad (3.16)$$

где f_c – частота второго излома, а f_1 – частота единичного усиления.

Значит, для увеличения k , т. е. для повышения относительной устойчивости схемы (для увеличения запаса устойчивости по фазе), необходимо увеличивать f_c , т. е. протяженность участка АЧХ со скоростью спада – 20 дБ/дек. Это можно сделать, применяя частотную коррекцию АЧХ ОУ. Вопросы частотной коррекции ОУ достаточно полно изложены в предыдущем разделе.

3.10. ВЛИЯНИЕ ЕМКОСТИ НАГРУЗКИ И ВХОДНОЙ ЕМКОСТИ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ОУ

Предположим, что АЧХ ОУ полностью скорректирована, т. е. в активной полосе частот ($K(f) > 1$) АЧХ не имеет изломов и спадает со скоростью -20 дБ/дек. Значит, ОУ будет системой первого порядка. Охватим ОУ частотно-независимой ОС (коэффициент передачи цепи ОС B не зависит от частоты). Порядок операционной схемы останется первым (сколько изломов в диаграмме Боде петлевого усиления – таков и порядок схемы). Теперь учтем влияние емкости нагрузки. ОУ характеризуется своей частотой единичного усиления f_1 и действительным выходным сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$. Выходной емкостью ОУ или пренебрегают, или относят к емкости нагрузки.

Инерционное звено $R_{\text{ВЫХ}}C_{\text{Н}}$ создает полюс на частоте

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{\text{ВЫХ}}C_{\text{Н}}}. \quad (3.17)$$

На этой частоте возникает излом (рис. 3.14) и далее АЧХ спадает со скоростью 40 дБ/дек, т. е. усилитель ведет себя как операционная схема второго порядка с коэффициентом затухания (3.16)

$$k = \frac{1}{2\sqrt{2\pi f_1 C_{\text{Н}} R_{\text{ВЫХ}}}}. \quad (3.18)$$

Из (3.18) следует, что при возрастании емкости $C_{\text{Н}}$ уменьшается k , возрастает M_p и σ и снижается запас устойчивости по фазе (см. табл. 3.1), т. е. схема приближается к неустойчивому состоянию. Это объясняется тем, что на высоких частотах емкость нагрузки $C_{\text{Н}}$ вносит дополнительные фазовые сдвиги и ОС меняет знак, из отрицательной становится положительной, это вызывает подъем АЧХ и выброс на переходной характеристике.

Из (3.18) следует, что при постоянной емкости нагрузки ($f_c = \text{const}$) коэффициент затухания k тем меньше, чем больше частота единичного усиления ОУ f_1 . Этот факт служит одной из причин, того что f_1 для ОУ широкого применения выбирается около 1 МГц (не выше!).

Наличие входной емкости ОУ $C_{\text{ВХ}}$ (рис. 3.15, а) также уменьшает запас устойчивости схемы, переходная характеристика принимает вид затухающей синусоиды (рис. 3.11, б) (возникает «звон»).

Если, как и прежде, считать ОУ без ОС системой первого порядка (ОУ полностью откорректирован), то при учете входной емкости $C_{вх}$ порядок петлевого усиления будет вторым (рис. 3.15, б), поскольку ОС станет частотно-зависимой и

$$B(p) = \frac{B(0)}{1 + pC_{вх}R_1}, \quad (3.19)$$

где $B(0) = R_1 / R_2$ – коэффициент передачи ЦОС на нулевой частоте.

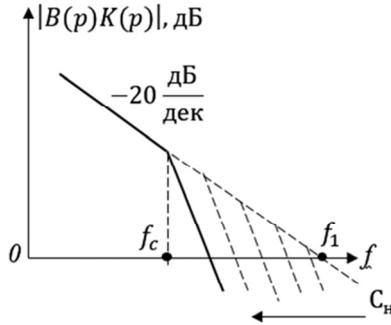


Рис. 3.14. Влияние емкости нагрузки

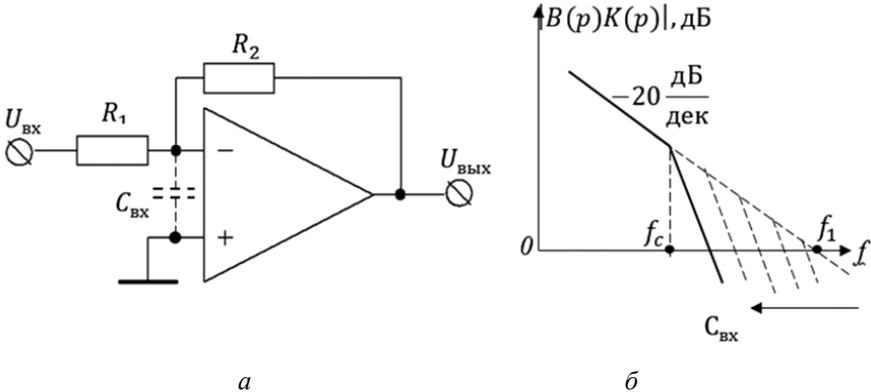


Рис. 3.15. Влияние входной емкости на запас устойчивости ОУ:

а – эквивалентная схема; б – АЧХ

Второй полюс возникнет на частоте

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_{\text{ВХ}}}.$$

Дальнейшие рассуждения идентичны предыдущему случаю (влияние емкости нагрузки $C_{\text{Н}}$), только необходимо заменить $C_{\text{Н}}$ на $C_{\text{ВХ}}$, а $R_{\text{ВЫХ}}$ на R_1 .

3.11. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ В ЦЕПИ ОС

Из предыдущего раздела следует, что наличие $C_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{Н}}$ уменьшает запас устойчивости схемы. Это в лучшем случае приведет к искажениям АЧХ в области верхних частот и ПХ в области малых значений времени и в худшем – к возбуждению усилителя. Как скомпенсировать (уменьшить) вредное влияние этих емкостей?

Компенсация входной емкости

Исходный полностью откорректированный ОУ при введении ОС превращается в схему второго порядка из-за частотной зависимости коэффициента передачи ЦОС (3.19). Изменим ЦОС так, чтобы ее коэффициент передачи не зависел от частоты, для чего параллельно резистору R_2 включим конденсатор C малой емкости (рис. 3.16), тогда выражение (3.19) примет вид

$$B(p) = B(0) \frac{1 + pCR_2}{1 + pC_{\text{ВХ}}R_1}. \quad (3.20)$$

Если подобрать емкость конденсатора C таким образом, чтобы выполнялось условие

$$CR_2 = C_{\text{ВХ}}R_1,$$

то получим частотно-независимый делитель в ЦОС ($B(p) = B(0) = \text{const}$) и операционную схему первого порядка. Так как при полной частотной коррекции $f_c = 2f_1$ (см. рис. 3.9), то из (3.16) получим, что коэффициент затухания $k = 0,707$, резонансный пик $M_p = 0$ (см. табл. 3.1),

выброс перерегулирования $\sigma \approx 4,7\%$ и запас устойчивости по фазе примерно 65° . Однако за счет конденсатора C увеличивается глубина отрицательной ОС в области верхних частот, что приводит к сужению полосы пропускания усилителя в этой области частот и к возрастанию времени установления ПХ. Это плата за повышение относительной устойчивости схемы!

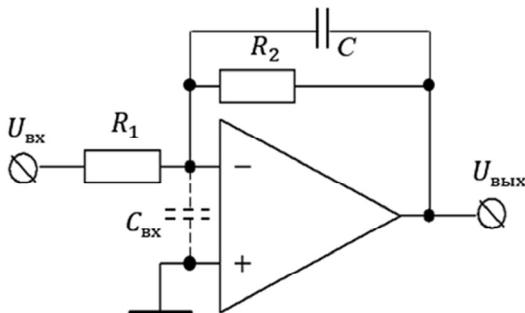


Рис. 3.16. Компенсация входной емкости

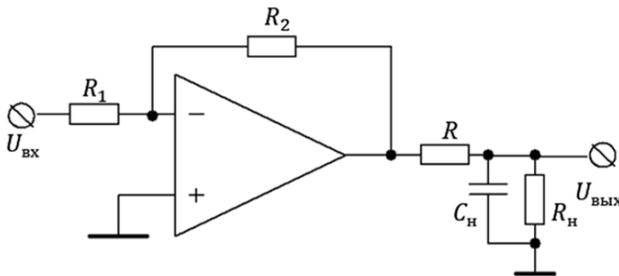
Компенсация емкости нагрузки

Как уже отмечалось, наличие емкости нагрузки C_H приводит к дополнительному излому АЧХ петлевого усиления $|K(P)V(P)|$ (см. рис. 3.14), что уменьшает запас устойчивости по фазе.

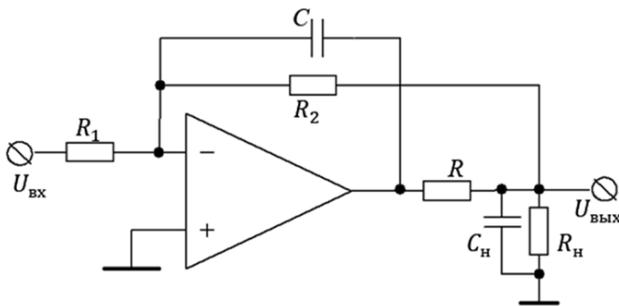
Один из методов борьбы с влиянием емкости C_H – подбор ОУ с низким выходным сопротивлением. Чем ниже выходное сопротивление ОУ, тем на большую емкость C_H он может работать без потери устойчивости, так как при этом возрастает частота второго излома (частота полюса) (3.17). Избежать генерации можно также, используя дополнительный резистор R , отключающий емкость нагрузки от выхода ОУ (рис. 3.17, а), в этом случае ОС становится частотно-независимой, операционная схема приобретает первый порядок, что обеспечивает требуемый запас устойчивости. Колебания прекращаются, и «звон» исчезает. Однако вместе с тем утрачивается полезное свойство ОУ – независимость выходного напряжения от нагрузки.

Выходное сопротивление ОУ снова вернется к низкоомному значению, если сопротивление R ввести в петлю ОС и включить компенсирующий конденсатор C малой емкости между выходом и инвертиру-

ющим входом (рис. 3.17, б). В этом случае возникает два параллельных канала передачи сигнала в ЦОС: по постоянному (за счет сопротивления R_2) и переменному (через конденсатор C) току. Работу канала по постоянному току мы обсудили в предыдущем разделе. За счет дополнительного фазового сдвига, вносимого емкостной нагрузкой, могут возникнуть автоколебания. Этому препятствует канал ОС по переменному току, поскольку конденсатор C передает выходное напряжение на вход без дополнительного фазового сдвига (емкость C_H не входит в данную петлю ОС). В области высоких частот благодаря низкому сопротивлению конденсатора C глубина ОС по каналу переменного тока будет больше, чем по каналу постоянного тока. Происходит компенсация вредного влияния емкости нагрузки.



а



б

Рис. 3.17. Схемы, устраняющие влияние емкости нагрузки

Сложность цепи не позволяет предложить удобную формулу для выбора корректирующих элементов. Начальным приближением может

служить условие $R_n C_n = (R_1 \parallel R_2) C$. Конкретные значения R и C лучше выбирать экспериментально по наблюдению переходной характеристики на экране осциллографа.

Таким образом, конденсатор небольшой емкости, включенный между выходом и инвертирующим входом ОУ, – эффективное средство, устраняющее многие проблемы, связанные с потерей устойчивости. Он сужает полосу шумов, компенсирует входную емкость и противостоит влиянию емкости нагрузки.

3.12. ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СХЕМАХ НА ОУ

Все устройства с ОУ можно условно разделить на три группы. К первой относятся схемы с глубокими ООС, ко второй – устройства, в которых ОУ используются без ОС, к третьей – схемы на ОУ с ПОС.

Наибольшее распространение получили устройства первой группы. Благодаря большому коэффициенту усиления ОУ K_u выполняется условие большой глубины ООС $F = 1 + K_u B \gg 1$ и практическая независимость свойств устройств на ОУ от характеристик самого ОУ.

Характер преобразования аналоговых сигналов в таких устройствах формируется и задается ЦОС. Передаточные свойства ЦОС могут быть заданы и сформированы с большой определенностью, что обуславливает в условиях глубокой ОС ($F \gg 1$) высокую стабильность и определенность характеристик схем на ОУ и, как следствие этого, широкое использование ОУ в устройствах усиления и преобразования аналоговых сигналов.

Передаточные свойства цепи ОС могут носить как частотно-независимый, так и частотно-зависимый характер.

Вольт-амперные характеристики этой цепи могут быть нелинейными, а в ряде случаев – изменяться под воздействием дополнительных управляющих сигналов. В соответствии с этим из совокупности схем обработки на ОУ с глубокими ООС могут быть выделены отдельные группы.

Большую группу составляют так называемые *масштабные усилители*. В них цепи ОС организуются на основе частотно-независимых (резистивных) двухполосников, в результате чего коэффициент усиления (коэффициент масштабирования) оказывается постоянным в

широкой частотной области. По существу, масштабные усилители являются широкополосными усилителями, выполненными с применением ОУ.

Отдельную группу составляют схемы на ОУ, в которых передаточные свойства цепи ОС имеют частотно-зависимый характер. К этой группе относятся активные фильтры, схемы, выполняющие функции дифференцирования текущих значений сигналов, а также их интегрирования и ряд других.

Нелинейные преобразования сигналов выполняют схемы с нелинейными элементами в ЦОС. К схемам этого типа, например, относятся устройства логарифмирования, возведения в степень и др.

Устройства на ОУ, в которых передаточные свойства цепи ОС и соответственно тракта в целом изменяются (управляются) с помощью дополнительного сигнала, называются *устройствами параметрического типа*. К ним могут быть отнесены, например, схема деления двух сигналов и ряд других устройств.

Что же касается схем на ОУ без обратных связей, а также схем, в которых ОУ охвачен петлей ПОС, то они в первую очередь используются как схемы сравнения двух сигналов. Такие схемы называются *компараторами*.

3.13. ИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Инвертирующий усилитель (ИУ) – это усилитель, обладающий стабильным (наперед заданным) коэффициентом усиления с разностью фаз между входным и выходным сигналами 180°. ИУ служит основой построения большинства АЭУ. На его базе реализуются дифференциальные усилители постоянного тока, мостовые усилители, интеграторы, дифференциаторы, сумматоры и другие функциональные устройства, а также такие нелинейные схемы, как ограничители и логарифмические усилители.

Базовая схема ИУ показана на рис. 3.17, т. е. ИУ – это ОУ, охваченный параллельной ООС по напряжению.

Если ОУ идеален, т. е. имеет нулевой уровень статических ошибок, $K_u = K_{ОС\ сф} = \infty$, $R_{вх} = \infty$ и $R_{вых} = 0$, то выражение для коэффициента передачи ИУ можно получить, не прибегая к теории ОС.

Действительно, неинвертирующий вход заземлен и напряжение на нем равно нулю (рис 3.18). Так как $K_u = \infty$, а выходное напряжение

ОУ ограничено напряжением питания, то и входное напряжение (между «+» и «-» входами) также равно нулю.

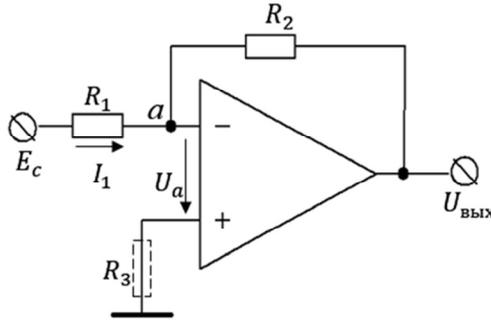


Рис. 3.18. Базовая схема инвертирующего усилителя

Значит, инвертирующий вход (узел a) – это «потенциальная земля» («мнимая земля», «виртуальный ноль») – узел, который постоянно находится под потенциалом земли, будучи практически незаземленным. Ток I_1 втекает в инвертирующий вход и, так как $R_{вх} = \infty$, весь этот ток течет через резистор R_2 , создавая на нем падение напряжения $U_{R2} = I_1 R_2 = (E_c - U_a) R_2 / R_1 = E_c R_2 / R_1$. Поскольку левый вывод этого резистора заземлен (узел a), $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{R2} = -E_c R_2 / R_1$, а коэффициент передачи ИУ

$$K_{eF} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (3.21)$$

Для реального ОУ расчетная формула для K_{eF} будет сложнее, однако уже при глубине ОС $F > 10$ погрешность расчета по приближенной формуле (3.21) не будет превышать 10 %.

Таким образом, коэффициент передачи ИУ не зависит от параметров ОУ (а значит, стабилен). Его можно менять в широких пределах путем соответствующего выбора величин внешних сопротивлений R_1 , R_2 .

Если $R_2 = R_1$, т. е. $K_{eF} = -1$, то такой ИУ называется *инвертором*.

Выходное сопротивление ИУ при идеальном ОУ равно нулю, так как ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление.

Недостатком ИУ является низкое входное сопротивление, так как параллельная ООС уменьшает входное сопротивление схемы, которую она охватывает.

Сопротивление R_1 (рис. 3.17) имитирует как внутренне сопротивление источника сигнала, так и величину сопротивления резистора, который вводится в схему специально для получения требуемого коэффициента передачи ИУ, т. е. $R_1 = R_c + R_{доб}$. Поэтому входное сопротивление ИУ

$$R_{вх} = R_{доб}.$$

Это следует из того, что правый по схеме вывод резистора R_1 потенциально заземлен и он оказывается включенным параллельно генератору источника сигнала.

Так как R_c имеет, как правило, неопределенное и нестабильное значение, то коэффициент передачи такой схемы не будет стабильным, что является недостатком схемы. Для его устранения необходимо выполнение условия $R_{доб} \gg R_c$ т. е. $R_1 \approx R_{доб}$.

В отсутствие сигнала на выходе ОУ имеет место конечное постоянное напряжение, называемое *выходной статической погрешностью*. Величина этой погрешности для ИУ

$$\Delta U_{вых} = U_{см} (R_2 / R_1 + 1) + I_{вх1} R_2 \approx U_{см} (R_2 / R_1 + 1) + I_{вх} R_2. \quad (3.22)$$

Для уменьшения погрешности от входных токов в схему вводят резистор $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, тогда

$$\Delta U_{вых} \approx U_{см} (R_2 / R_1 + 1) + \Delta I_{вх} R_2, \quad (3.23)$$

где $\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2} < I_{вх}$.

Таким образом, максимальное сопротивление резистора R_2 ограничено допустимым значением выходной статической погрешности $\Delta U_{вых}$. Для большинства современных ОУ R_{2max} составляет от 100 кОм до 1 МОм.

Минимально допустимая величина R_2 ограничена максимально допустимым выходным током ОУ. Обычно полагают, что

$$R_{2min} \approx 10 U_{вых max} / I_{вых max}.$$

Например, у К140УД1А, Б

$$I_{\text{ВЫХ max}} = 3 \text{ мА}, U_{\text{ВЫХ max}} = 6 \text{ В} \text{ и } R_{2\text{min}} = 20 \text{ кОм}.$$

Для уменьшения потенциальной составляющей выходной статической погрешности $U_{\text{см}}(R_2 / R_1 + 1)$, т. е. для уменьшения $U_{\text{см}}$, на соответствующие выводы ОУ необходимо подать регулируемое постоянное напряжение. Конкретная схема настройки нуля определяется изготовителем ОУ. Если же у ОУ этих выводов нет, то балансировка схемы осуществляется по входу ОУ.

3.14. НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Неинвертирующий усилитель (НУ) – это усилитель, обладающий стабильным коэффициентом усиления при нулевой разности фаз между входными и выходными сигналами.

В НУ (рис. 3.19) имеет место последовательная ООС по напряжению, которая увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление. Поэтому при идеальном ОУ выходное сопротивление НУ будет равно нулю, а входное будет бесконечно большим.

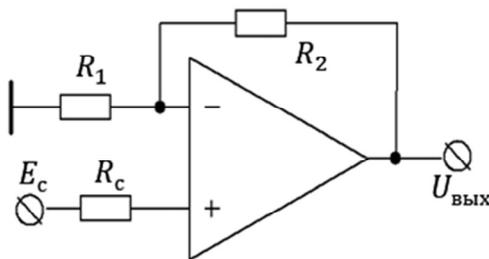


Рис. 3.19. Базовая схема неинвертирующего усилителя

При глубокой ОС

$$K_{eF} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = \frac{K_u}{1 + K_u B} \approx \frac{1}{B}. \quad (3.24)$$

Так как ЦОС представляет собой делитель на резисторах R_1 и R_2 , то

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.25)$$

Подставив (3.25) в (3.24), получим

$$K_{eF} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.26)$$

Коэффициент усиления НУ не зависит от сопротивления источника сигнала R_c , так как входное сопротивление НУ бесконечно большое, и ток через R_c не протекает. Поэтому падение напряжения на этом сопротивлении отсутствует и $K_{eF} = K_F \neq f(R_c)$. При $R_2 = 0$ и $R_1 = \infty$ (рис. 3.5) $K_{eF} = 1$. Значит, выходное напряжение полностью повторяет входное (только на более высоком уровне мощности). Отсюда и название – *повторитель напряжения*.

Единичный коэффициент передачи, бесконечно большое входное сопротивление и нулевое выходное делают повторитель идеальным буферным каскадом (трансформатором полного сопротивления).

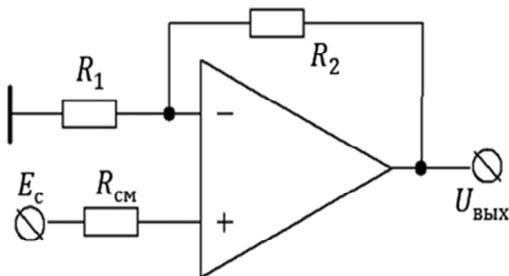


Рис. 3.20. Схема токовой балансировки при $R_c = 0$

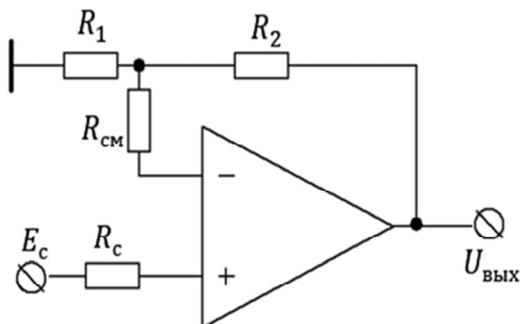


Рис. 3.21. Схема токовой балансировки при $R_c = \text{const}$

Метод резистивной балансировки этой схемы зависит от обстоятельств. Если $R_c = 0$, то симметрирующий резистор $R_{см} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ включается последовательно с неинвертирующим входом (рис. 3.20). При этом $\Delta u_{\text{вых}}$ описывается выражением (3.23). Ненулевое, но известное и фиксированное внутреннее сопротивление R_c можно сбалансировать только резисторами ОС, при условии, что $R_c = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Однако при этом будет изменяться и коэффициент усиления схемы (3.26). Проще резисторы R_1 и R_2 выбрать исходя из требуемого коэффициента усиления, а токовую балансировку схемы обеспечить сопротивлением

$$R_{см} = R_c - R_1 R_2 / (R_1 + R_2),$$

включенным последовательно с инвертирующим входом (рис. 3.21).

Для этой схемы

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx U_{см} (1 + R_2 / R_1) + \Delta I_{\text{вх}} R_c (1 + R_2 / R_1). \quad (3.27)$$

Если R_c имеет неопределенное и нестабильное значение, то лучше применить ОУ с входным каскадом (дифференциальным) на полевых транзисторах.

Для уменьшения потенциальной составляющей выходной статической погрешности $\Delta U_{\text{вых}}$ нужно либо использовать соответствующие выводы ОУ, либо при их отсутствии выполнить балансировку схемы по входу.

3.15. СУММИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Суммирующий усилитель (сумматор) суммирует сигналы, подаваемые на вход. Сумматор представляет собой расширение инвертора напряжения путем подключения к инвертирующему входу ОУ дополнительных источников напряжения u_1, u_2, \dots, u_n через дополнительные суммирующие резисторы R_1, R_2, \dots, R_n (рис. 3.22).

Токи u_k / R_k , протекающие через соответствующие суммирующие резисторы R_k , в суммирующей точке a складываются. Суммарный

ток отводится через резистор ОС R_0 и преобразуется в выходное напряжение

$$u_{\text{ВЫХ}} = - \left(\frac{R_0}{R_1} u_1 + \frac{R_0}{R_2} u_2 + \dots + \frac{R_0}{R_n} u_n \right) = - \sum_{k=1}^n \frac{R_0}{R_k} u_k. \quad (3.28)$$

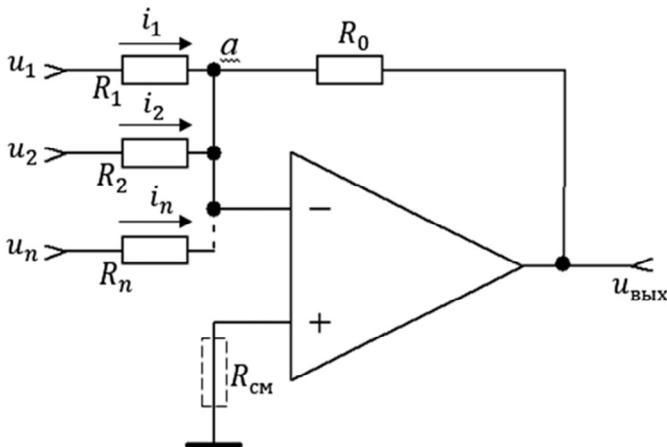


Рис. 3.22. Суммирующий усилитель

Коэффициенты усиления $K_k = -R_0 / R_k$ каждого из n входных напряжений не зависят от величины коэффициентов усиления для других входов (от величины суммирующих сопротивлений); не зависят от того, подключены или нет другие входные источники и даже от того, заземлены отключенные входы или же они оставлены открытыми. Это обусловлено тем, что все входы изолированы друг от друга потенциальным заземлением суммирующей точки a .

Полагая, что все входы должны быть заземлены (гальванически или на частоте сигнала), можно считать, что суммирующие резисторы действуют как параллельная цепь и условие токовой балансировки схемы принимает вид $R_{\text{CM}} = R_0 \parallel R_1 \parallel R_2 \dots \parallel R_n$, где символ « \parallel » означает параллельное включение данных резисторов.

Выясним влияние количества входов сумматора на величину входной статической погрешности (ВСП). Рассмотрим, например, первый вход. При увеличении количества входов коэффициент усиления

сигнала по этому входу не изменяется, но отношение сигнал-помеха станет более низким, так как возрастает уровень ВСП до величины

$$\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{см}} \frac{R_1}{R_0 \parallel R_1 \parallel R_2 \dots \parallel R_n} + \Delta I_{\text{вх}} R_1. \quad (3.29)$$

Если $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$, то из (3.29) следует

$$\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{см}} \left(n + \frac{R}{R_0} \right) + \Delta I_{\text{вх}} R_1. \quad (3.30)$$

Сравним полученную погрешность со входной статической погрешностью инвертирующего усилителя ($n = 1$), которую можно получить из (3.23), поделив $\Delta U_{\text{вых}}$ на коэффициент усиления ИУ на постоянном токе $|K_{eF}| = R_2 / R_1$:

$$\Delta U_{\text{вх}} \approx U_{\text{см}} (R_1 / R_2 + 1) + \Delta I_{\text{вх}} R_1. \quad (3.31)$$

Сравнивая (3.30) с (3.31) при $n = 5$ и $R = R_0 = R_2$, получим, что при пяти входах потенциально составляющая ВСП сумматора в 3 раза выше, чем в инверторе напряжения ($n = 1$). Если усиление с ОС высокое, т. е. $R / R_0 \ll 1$, то при $n = 5$ отношение сигнал-помеха в сумматоре примерно в 5 раз ниже, чем в инвертирующем усилителе. Возрастание ВСП с увеличением входов объясняется повышением проводимости между суммирующей точкой и землей.

3.16. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Дифференциальный усилитель (ДУ) предназначен для усиления разности двух входных напряжений (рис. 3.23).

Стабилизация коэффициентов усиления ДУ, так же как и для инвертирующего и неинвертирующего усилителей, осуществляется с помощью ООС. Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = u_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - u_1 \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.32)$$

Если

$$R_4 / R_3 = R_2 / R_1 = a,$$

то

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_2 \frac{a}{1+a} (1+a) - u_1 a = a(u_2 - u_1) = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1), \quad (3.33)$$

т. е. выходное напряжение ДУ пропорционально разности входных напряжений.

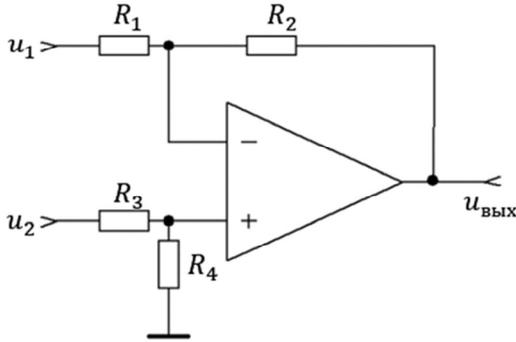


Рис. 3.23. Схема простейшего дифференциального усилителя

Внутренние сопротивления источников сигналов R_{c1} и R_{c2} включаются последовательно с R_1 и R_3 и влияют на коэффициент усиления этих сигналов. Если $R_{c1} = R_{c2}$, то для соблюдения условия (3.32) целесообразно принять $R_3 = R_1$ и $R_4 = R_2$. В этом случае наличие не равных нулю R_{c1} и R_{c2} повлияет на коэффициент усиления дифференциального сигнала, но не будет нарушено условие «дифференциальности» усилителя, т. е. коэффициент передачи синфазного сигнала будет оставаться близким к нулю.

К недостаткам схемы на рис. 3.22 следует отнести низкие входные сопротивления и трудность регулировки коэффициента усиления. Регулировка возможна только путем одновременного изменения сопротивления двух резисторов (например, R_2 и R_4). В противном случае будет нарушаться равенство (3.33).

Выходная статическая погрешность дифференциального усилителя при $R_3 = R_1$ и $R_4 = R_2$ определяется выражением (3.23).

3.17. ИНТЕГРАТОР

Интегратор – это устройство, у которого выходной сигнал пропорционален интегралу (по времени) от входного сигнала.

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = A \int_0^t u_{\text{ВХ}}(t) dt, \quad (3.34)$$

где A – коэффициент пропорциональности с размерностью, обратной времени.

Интеграторы широко используются в аналоговой схемотехнике. Наиболее часто они применяются в активных фильтрах, а также в системах автоматического регулирования для интегрирования сигнала ошибки.

Передаточная функция идеального интегратора имеет вид

$$\underline{K}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{A}{p}. \quad (3.35)$$

Если в качестве интегратора использовать RC -цепь (рис. 3.24), то для нее

$$\underline{K}(p) = \frac{1}{1 + p\tau}, \quad (3.36)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени цепи.

Сравнивая (3.35) и (3.36), приходим к выводу, что *пассивный интегратор ведет себя как идеальный интегратор, только при большой постоянной времени τ .*

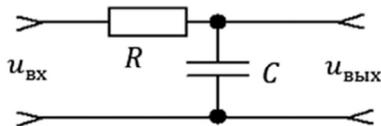


Рис. 3.24. Пассивный интегратор

Однако получение большой постоянной τ требует применения высокоомного резистора и конденсатора большой емкости. Резисторы с большим сопротивлением имеют большие разбросы, значительную паразитную емкость и высокий уровень шумов. Конденсаторы большой емкости очень громоздки, имеют плохие частотные характеристики, большой разброс емкостей и значительные паразитные утечки. Кроме

того, чем выше τ , тем меньше коэффициент передачи интегратора (RC -цепи) на высокой частоте.

Поэтому предпочтение отдают активным интеграторам на базе ОУ (рис. 3.25).

Из (3.21) следует, что при идеальном ОУ

$$\underline{K}(p) = -\frac{\underline{Z}_2(p)}{\underline{Z}_1(p)} = \frac{A}{p}, \quad (3.37)$$

где $A = -1/\tau = 1/R_1C$.

Таким образом, если пассивная RC -цепь ведет себя как интегратор, только при большой постоянной времени τ , то активный интегратор на базе идеального ОУ интегрирует при любой τ .

При учете конечного значения коэффициента усиления ОУ K_u передаточная функция активного интегратора примет вид

$$\underline{K}(p) = -\frac{K_u}{1 + p\tau K_u}, \quad (3.38)$$

т. е. реальный активный интегратор ведет себя как инерционное звено первого порядка (как пассивная RC -цепь (3.36)), но имеет усиление K_u и эквивалентную постоянную времени

$$\tau_э = \tau K_u. \quad (3.39)$$

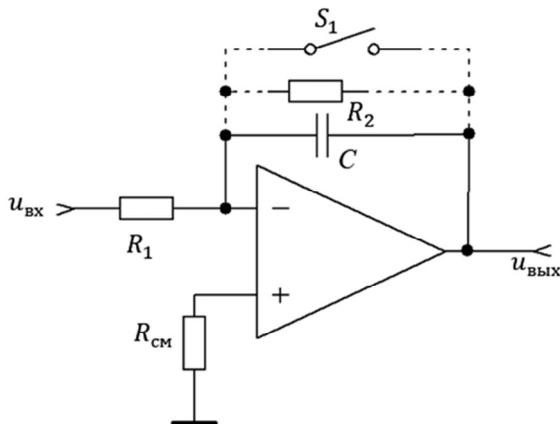


Рис. 3.25. Схема активного интегратора

Наличие входных токов $I_{\text{ВХ1}}, I_{\text{ВХ2}}$ и напряжения смещения нуля $U_{\text{см}}$ приводит к ограничению максимальной длительности интегрирования полезного сигнала, так как с течением времени напряжение ошибки постепенно возрастает. В результате ОУ может попасть в режим насыщения. Это обусловлено зарядом конденсатора C этими токами и напряжением. Остановимся на этом вопросе более подробно.

Как известно (см. разд. 3.2), входная статическая погрешность (ВСП) ОУ имеет токовую и потенциальную составляющие. Выражение для выходной статической погрешности инвертирующего усилителя имеет вид (3.22)

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{см}} (R_2 / R_1 + 1) + I_{\text{ВХ1}} R_2. \quad (3.40)$$

Поделив (3.40) на коэффициент усиления ИУ на постоянном токе $|K_{eF}| = R_2 / R_1$, получим выражение для ВСП ИУ

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{см}} (R_1 / R_2 + 1) + I_{\text{ВХ1}} R_1. \quad (3.41)$$

ВСП для интегратора найдем из (3.41), полагая $R_2 = \infty$ (резистор R_2 отсутствует!):

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{см}} + I_{\text{ВХ1}} R_1.$$

Ошибку, связанную с токовой составляющей, можно уменьшить с помощью симметрирующего резистора $R_{\text{см}} = R_1$, тогда

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{ВХ}} R_1. \quad (3.42)$$

Если требуется интегрировать сигналы постоянного тока, в цепь обратной связи можно ввести ключ сброса S_1 (рис. 3.25) для периодического разряда конденсатора C . В качестве ключа обычно используются МОП-транзисторы.

До подачи сигнала ключ замкнут (режим «сброс») и происходит разряд конденсатора. Непосредственно перед подачей сигнала ключ размыкается, подается сигнал и протекает процесс интегрирования. В процессе интегрирования за счет ВСП (3.40) появляется ошибка интегрирования. Действительно, до подачи сигнала на выходе интегратора имелось напряжение, выражение для которого можно получить из

(3.40) при $R_2 = 0$, т. е. $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}0} = U_{\text{см}}$. При размыкании ключа и подаче сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ через конденсатор потечет зарядный ток

$$(u_{\text{вх}}(t) - U_{\text{см}}) / R_1 - \Delta I_{\text{вх}}.$$

По истечении времени t_0 на выходе интегратора появится напряжение

$$u_{\text{вых}}(t_0) = U_{\text{см}} + (U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вх}} R_1) \frac{t_0}{\tau} - \frac{1}{\tau} \int_0^{t_0} u_{\text{вх}}(t) dt. \quad (3.43)$$

Первые два члена в (3.43) образуют выходную статическую погрешность (выходной сдвиг) интегратора, причем основной вклад дает второй член, который линейно растет от времени, достигая максимального значения $(U_{\text{см}} + \Delta I_{\text{вх}} R_1) t_0 / \tau$. Отношение t_0 / τ часто трактуют как эквивалентный коэффициент усиления интегратора. Ошибка интегрирования за счет выходного сдвига особенно существенна при интегрировании медленно изменяющегося сигнала, или когда интегрирование ведется на большем интервале времени. В этом случае необходимо использовать высококачественные ОУ с малыми значениями $U_{\text{см}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$.

Если интегрируемый сигнал не содержит постоянной составляющей, то в цепь обратной связи ОУ можно специально включить резистор R_2 , показанный на рис. 3.24. Этот резистор обеспечивает путь для входных токов смещения в обход конденсатора C . Такой прием используется только в случаях, когда нижняя частота спектра входных сигналов превышает 1 Гц, поскольку при меньших частотах понадобится слишком большой резистор. Сопротивление резистора должно быть, с одной стороны, достаточно малым, чтобы уменьшить выходное смещение до приемлемого уровня (3.40), а с другой – достаточно большим для того, чтобы схема работала как интегратор во всем диапазоне частот входного сигнала.

Если ОУ без ОС эквивалентен инерционному звену первого порядка с постоянной времени τ_y , т. е.

$$\underline{K}_u(p) = \frac{K_u}{1 + p\tau_y},$$

то при интегрировании ступенчатого сигнала появляется дополнительная погрешность, выражающаяся в запаздывании сигнала (рис. 3.26)

$$t_3 \approx \frac{\tau_{\text{ВЫХ}} + \tau_y}{K_u},$$

где $\tau_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}} C$.

Наибольшее отличие переходных характеристик имеет место в начальный момент времени, так как из-за своей инерционности ОУ не успевает обработать входной сигнал и часть этого сигнала через резистор R_1 и конденсатор C

проходит на выход. Затем срабатывает ОУ и выходное напряжение меняется почти линейно, но с отставанием t_3 . Для коррекции такого запаздывания можно последовательно с конденсатором C включить дополнительное сопротивление

$$R_{\text{доп}} = R_1 \frac{\tau_{\text{ВЫХ}} + \tau_y}{K_u \tau}. \quad (3.44)$$

Однако, как правило, эту задержку не корректируют ввиду ее малости.

3.18. ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Дифференциатор (ДФ) – это устройство, выходное напряжение которого пропорционально скорости изменения сигнала на входе:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = B \frac{du_{\text{ВХ}}(t)}{dt}, \quad (3.45)$$

где B – коэффициент пропорциональности, имеющий размерность времени.

Если при разработке интеграторов основные проблемы связаны с дрейфом и низкочастотным участком АЧХ, то в ДФ они связаны с шумами, устойчивостью и параметрами АЧХ на высоких частотах.

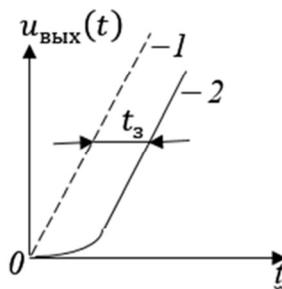


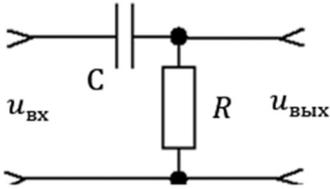
Рис. 3.26. ПХ интегратора:

- 1 – безынерционный ОУ;
- 2 – инерционный ОУ

Передаточная функция идеального ДФ

$$\underline{K}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = Bp. \quad (3.46)$$

Для пассивной ДФ (RC-цепи) (рис. 3.27)



$$\underline{K}(p) = \frac{p\tau}{1 + p\tau}, \quad (3.47)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени цепи.

Рис. 3.27. Пассивный ДФ

Из сравнения (3.46) и (3.47) следует, что пассивный ДФ ведет себя как идеальный ДФ только при малой постоянной времени $\tau = B$

(при $p\tau \ll 1$). Однако уменьшение τ (т. е. уменьшение R и C) приводит к снижению коэффициента передачи ДФ на низкой частоте. Поэтому предпочтение отдают активному ДФ (рис.3.28), который состоит из резистора R_2 , конденсатора C_1 и ОУ.

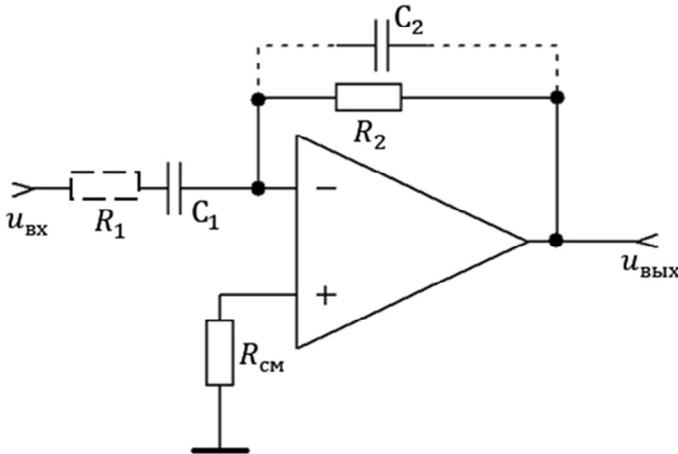


Рис. 3.28. Схема простейшего активного ДФ

При идеальном ОУ

$$\underline{K}(p) = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = -\frac{R_2}{1/pC_1} = -p\tau. \quad (3.48)$$

Таким образом, в отличие от пассивного ДФ активный ДФ на базе идеального ОУ дифференцирует при любой τ .

Если учесть конечное значение коэффициента усиления ОУ K_u , то

$$\underline{K}(p) = \frac{p\tau}{1 + p\tau / K_u}, \quad (3.49)$$

т. е. активный ДФ ведет себя как инерционное звено первого порядка (как RC-цепь), но имеет эквивалентную постоянную времени, в K_u раз меньшую, чем RC-цепь при тех же значениях R и C .

Если ОУ без ОС эквивалентен звену первого порядка, то ДФ имеет двухполюсную с нулем АЧХ, что указывает на возможность его самовозбуждения и появление динамической ошибки из-за колебательности переходного процесса. Кроме этого, полное входное сопротивление ДФ имеет емкостный характер и, следовательно, на высоких частотах ток, отбираемый от генератора сигнала, может увеличиваться, что меняет условия работы последнего, если его сопротивление недостаточно мало.

Полное входное сопротивление ДФ можно увеличить, включив последовательно с конденсатором C_1 резистор R_1 (рис. 3.27). Уменьшить влияние шумов и повысить запас устойчивости по фазе можно, шунтируя резистор R_2 конденсатором C_2 , т. е. применяя те же самые меры, что и для нейтрализации входной емкости ОУ $C_{вх}$ (см. разд. 3.11).

При $C_2 = 0$ и $R_1 = 0$ ДФ ведет себя как колебательное звено с коэффициентом затухания k , определяемым выражением (3.16), где

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}. \quad (3.50)$$

Коэффициент затухания k имеет малую величину, на переходной характеристике появляются выбросы (рис. 3.11, б), уменьшается запас устойчивости по фазе (см. табл. 3.1), и ДФ склонен к самовозбуждению. Выброс на переходной характеристике будет отсутствовать,

а значит, повысится запас устойчивости по фазе, если в схему включить резистор R_1 и выбрать его величину из условия

$$R_{1\text{опт}} = \sqrt{\frac{4R_2}{\omega_1 C_1}}. \quad (3.51)$$

При $R_1 < R_{1\text{опт}}$ переходный процесс будет носить колебательный характер, но со значительно большим коэффициентом затухания k .

Величина шунтирующей емкости C_2 выбирается из равенства $R_1 C_1 = R_2 C_2$, переходная характеристика будет монотонной даже при $R_1 \neq R_{1\text{опт}}$.

В прецизионных ДФ с большим коэффициентом усиления приходится учитывать погрешности, вызванные напряжением смещения нуля и входными токами.

3.19. ЛОГАРИФМИРУЮЩИЕ И АНТИЛОГАРИФМИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Логарифмирующий усилитель (ЛУ) – это устройство, у которого выходная переменная, например напряжение, пропорциональна логарифму входной переменной.

ЛУ используются при сжатии (компрессии) сигнала, измерении величин, имеющих большой динамический диапазон, при выполнении аналогового умножения и деления.

Чтобы выполнить логарифмирование аналогового сигнала, необходимо в цепь ОС ОУ включить элемент с логарифмической ВАХ, например полупроводниковый диод (рис. 3.29).

Известно, что ток и напряжение полупроводникового диода связаны выражением

$$I_d = I_0 \left(\exp\left(\frac{U_d}{m\varphi_T}\right) - 1 \right) \approx I_0 \left(\exp\left(\frac{U_d}{m\varphi_T}\right) \right), \quad (3.52)$$

где I_0 – ток утечки при некотором обратном смещении p - n -перехода (тепловой обратный ток); $\varphi_T = kT/q$ – температурный потенциал (при комнатной температуре $\varphi_T \approx 26$ мВ); m – коэффициент, учитывающий

отклонение характеристик диода и зависящий от прямого тока I_D через диод. В зависимости от типа диода $m=1...2$.

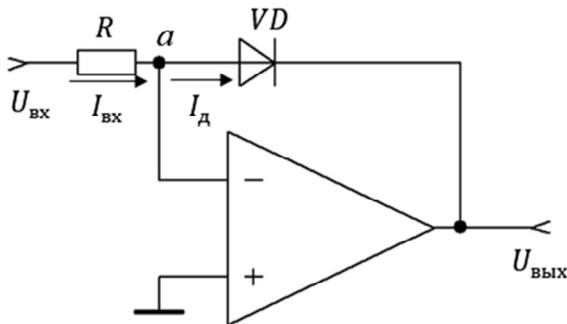


Рис. 3.29. Логарифмирующий усилитель с диодом в цепи ООС

Решив (3.52) относительно U_D , получим

$$U_D = m\varphi_T \ln \frac{I_D}{I_0}.$$

Так как узел a – это потенциальная земля (см. раздел 3.13), а входное сопротивление ОУ велико, то

$$I_D = I_{ВХ} = U_{ВХ} / R \text{ и } U_{ВЫХ} = -U_D.$$

Поэтому

$$U_{ВЫХ} = -m\varphi_T \ln \left(\frac{U_{ВХ}}{RI_0} \right) = -E_0 m \ln \left(\frac{U_{ВХ}}{RI_0} \right), \quad (3.53)$$

где $E_0 = \varphi_T \ln 10 \approx 2,3\varphi_T$.

Эта схема может работать только с однополярным (положительным) входным напряжением. При этом напряжение на выходе будет отрицательным. Если изменить полярность диода, то изменятся и полярности входного и выходного напряжений.

Для сжатия динамического диапазона знакопеременных сигналов применяют так называемые двусторонние логарифмические преобразователи (рис. 3.30).

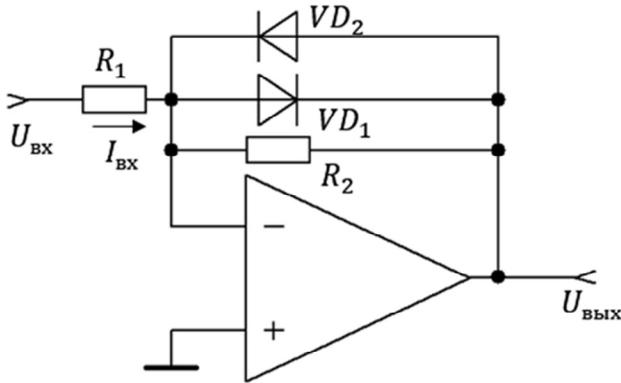


Рис. 3.30. Двусторонний логарифмический преобразователь

В реальных условиях величина корректирующего множителя m в (3.53) зависит от величины анодного тока диода, поэтому удовлетворительное логарифмирование входного напряжения в рассматриваемой схеме (рис. 3.29) возможно только в узком диапазоне входного тока (в пределах двух-трех декад).

Применение в качестве элемента нелинейной обратной связи транзистора позволяет расширить динамический диапазон входного сигнала (рис. 3.30). В этой схеме транзистор включен по схеме с ОБ. Вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода описывается выражением

$$I_{\text{э}} = I_{\text{э0}} \left(\exp \left(\frac{U_{\text{эб}}}{m\varphi_T} \right) - 1 \right) \approx I_{\text{э0}} \left(\exp \left(\frac{U_{\text{эб}}}{m\varphi_T} \right) \right). \quad (3.54)$$

Так как $I_{\text{к}} = \alpha I_{\text{э}}$, то из (3.54) следует, что

$$I_{\text{к}} = \alpha I_{\text{э0}} \left(\exp \left(\frac{U_{\text{эб}}}{m\varphi_T} \right) \right). \quad (3.55)$$

Решив (3.55) относительно $U_{\text{эб}}$, получим

$$U_{\text{эб}} = m\varphi_T \left(\ln \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{э0}}} - \ln \alpha \right). \quad (3.56)$$

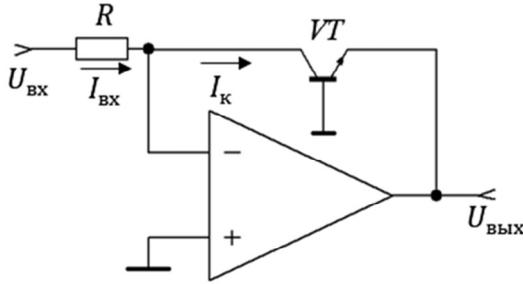


Рис. 3.31. Логарифмирующий усилитель с транзистором в цепи ООС

Учитывая, что при идеальном ОУ $I_{\text{К}} = I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / R$ и $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ЭБ}}$, выражение (3.56) примет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = m\varphi_T \left(\ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{RI_{\text{Э0}}} - \ln \alpha \right). \quad (3.57)$$

В литературе показано, что корректирующий множитель m и коэффициент передачи тока эмиттера α имеют противоположную зависимость от входного тока, поэтому выражение (3.57) можно переписать в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = \gamma \left(\ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{RI_{\text{Э0}}} \right), \quad (3.58)$$

где γ – коэффициент пропорциональности, который слабо зависит от входного тока в широком диапазоне от 10^{-12} до 10^{-3} А и приблизительно равен единице. Поэтому логарифмический усилитель с транзистором в цепи обратной связи имеет лучшую точность и более широкий динамический диапазон по сравнению с усилителем на диоде.

Рассмотренная схема ЛУ получила название схемы с заземленной базой, кроме того, часто ЛУ строят по схеме, показанной на рис. 3.32, известной под названием «логарифмический усилитель с транзистором в диодном включении». В этой схеме $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Э}}$. Так как $I_{\text{Э}} = I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / R$ и $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ЭБ}}$, а также с учетом выражения (3.54) получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = m\varphi_T \left(\ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{RI_{\text{Э0}}} \right). \quad (3.59)$$

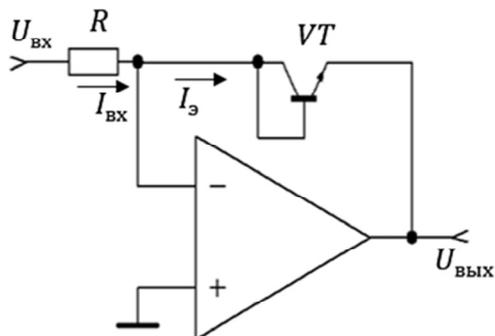


Рис. 3.32. Логарифмический усилитель с транзистором в диодном включении

Полезный диапазон входного тока в данной схеме составляет от 10^{-9} до 10^{-3} А.

В отличие от узлов с пассивной ОС в ЛУ ЦОС одновременно и активная, и нелинейная, ее коэффициент передачи зависит от амплитуды входного сигнала, вследствие чего ЛУ склонны к самовозбуждению.

Для устранения самовозбуждения необходимо включить резистор $R_э$ между эмиттером транзистора и выходом ОУ и корректирующий конденсатор C в ЦОС (рис. 3.33). Резистор снижает усиление в ЦОС, а конденсатор компенсирует сдвиг фазы за счет входной емкости (см. разд. 3.11).

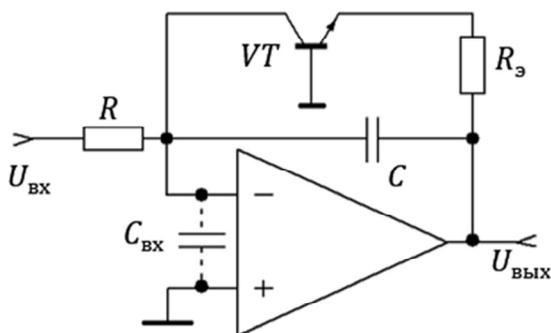


Рис. 3.33. Схема частотной коррекции логарифмического усилителя

Если поменять местами входной резистор R и элемент ОС (например, диод в схеме рис. 3.29), то получится схема, в суммирующей точке a которой формируется входной ток, представляющий антилогарифм от входного напряжения, соответственно и выходное напряжение будет пропорционально антилогарифму от входного напряжения, т. е.

$$U_{\text{вых}} = -RI_0 \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{m\varphi_T}\right). \quad (3.60)$$

Антилогарифмирующие усилители обычно используют совместно с ЛУ в схемах аналогового умножения, при компрессии сигнала, в нелинейных преобразователях и других подобных устройствах.

4. КОМПАРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

4.1. КОМПАРАТОРЫ НА ОУ

Компараторы являются простейшими аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), т. е. устройствами, преобразующими непрерывный сигнал в дискретный. Они предназначены для сравнения входного сигнала с опорным. При этом в зависимости от того, больше входной сигнал опорного или меньше, на выходе компаратора за минимальное время должно установиться напряжение логической единицы или логического нуля.

В качестве компараторов могут использоваться как ОУ, так и интегральные микросхемы, разработанные специально для выполнения этих функций и обеспечивающие, как правило, гораздо лучшие характеристики.

Однако при сравнении низкочастотных сигналов с высокой точностью (десятки микровольт) при минимальной потребляемой мощности использование компараторов на базе ОУ часто оказывается предпочтительнее, чем полупроводниковых компараторов.

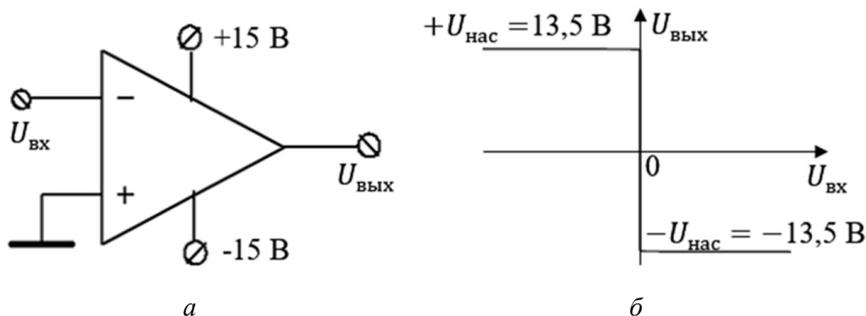


Рис. 4.1. ОУ без ОС (а) и его передаточная характеристика (б)

ОУ в качестве компаратора работает без ООС. Поэтому даже при очень малых входных напряжениях он входит в состояние насыщения. Пусть напряжение питания ОУ $E_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$ (рис. 4.1). Если на инвертирующий вход подать небольшое положительное напряжение, то за короткий отрезок времени напряжение на выходе установится на уровне примерно $-13,5 \text{ В}$. Обозначим это напряжение через $-U_{\text{нас}}$. Если же входное напряжение отрицательное, то $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}} \approx +13,5 \text{ В}$. Передаточная характеристика (зависимость выходного напряжения от входного) такого ОУ показана на рис. 4.1, б.

Подадим на вход ОУ гармонический сигнал (рис. 4.2). В тот полупериод, когда $U_{\text{вх}} > 0$, $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$ и, наоборот, при $U_{\text{вх}} < 0$ $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$. Таким образом, данная схема преобразует входной сигнал синусоидальной формы в выходной прямоугольный сигнал. Поэтому ее называют схемой формирования прямоугольных импульсов.

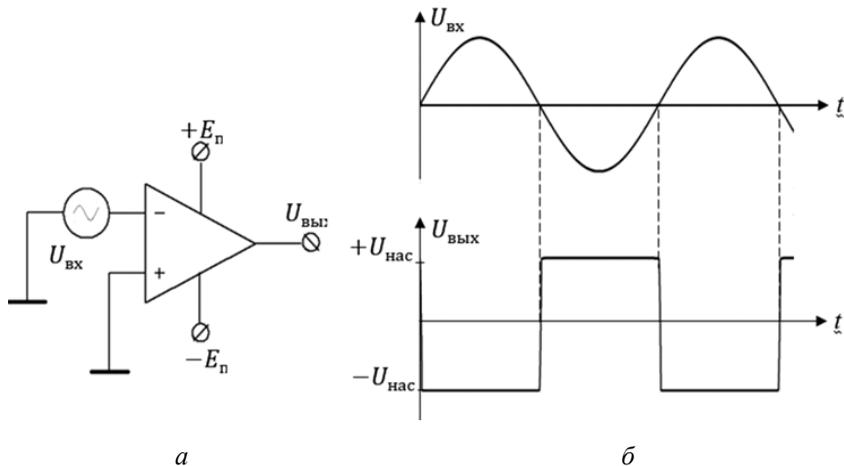


Рис. 4.2. Схема включения ОУ как компаратора (а) и формы сигналов на входе и выходе (б)

В приведенной схеме уровни выходного напряжения имеют фиксированные значения $+U_{\text{нас}}$ и $-U_{\text{нас}}$, зависящие от напряжения питания. Они могут не совпадать с уровнями напряжения, которые требуются для конкретной взятой нагрузки. Например, для транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) требуется, чтобы на ее входе напряжение

было либо около +5 В, либо 0 В. Очевидно, напряжение $\pm 13,5$ В находится за пределами этого напряжения.

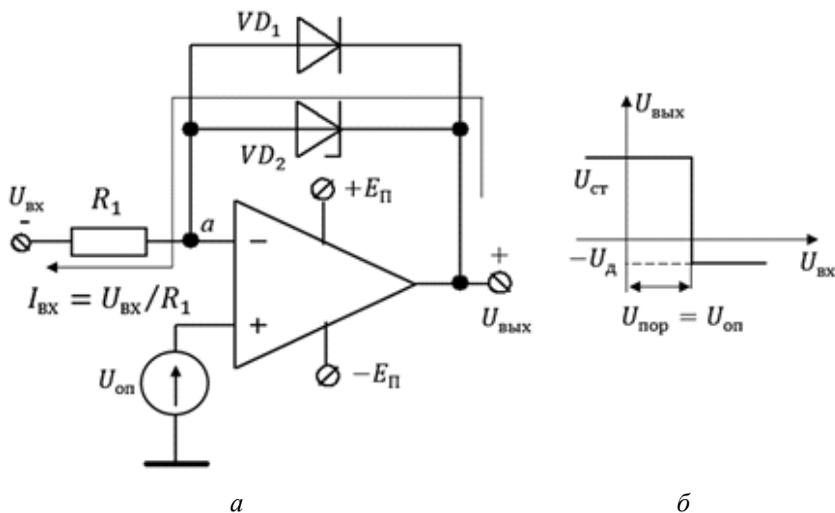


Рис. 4.3. Схема ограничения уровней выходного напряжения (а) и ее передаточная характеристика (б)

Рассмотрим работу схемы на рис. 4.3, а, в которой для получения нужных уровней выходного напряжения в цепь ОС включены стабилитрон и диод.

При $U_{вх} = U_{оп}$ напряжение $U_{вых} = 0$ (предполагается, что напряжение смещения нуля скомпенсировано), стабилитрон и диод закрыты, а ОС разомкнута. Если напряжение на входе, например, уменьшится на несколько десятков микровольт, т. е. инвертирующий вход по отношению к неинвертирующему будет иметь отрицательный потенциал (именно это случай рассмотрен на рис. 4.3, а), то изменение напряжения на выходе в положительном направлении составит единицы вольт благодаря большому коэффициенту усиления ОУ. Это изменение прекратится, как только $U_{вых}$ достигнет напряжения пробоя стабилитрона $U_{ст}$. Так как анод стабилитрона имеет потенциал земли (узел а – «потенциальная земля», см. разд. 9.13), а катод соединен с выходным зажимом ОУ, то $U_{вых} = U_{ст}$ и ток через стабилитрон $I_{ст} = I_{вх} = U_{вх} / R_1$ (поскольку ток, потребляемый входом ОУ, пренебрежимо мал).

Если $U_{\text{ВХ}}$ изменяет свою величину, то при этом изменяется и ток через стабилитрон. Однако стабилитрон удерживает на своих зажимах почти неизменное напряжение независимо от того, какой величины ток протекает через него (в пределах от $I_{\text{СТ min}}$ до $I_{\text{СТ max}}$). Таким образом, $U_{\text{СТ}}$, а следовательно, и $U_{\text{ВЫХ}}$ не зависят от $U_{\text{ВХ}}$. Значит, при любых значениях $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ОП}}$ напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ будет ограничено уровнем $U_{\text{СТ}}$, а не $+U_{\text{нас}}$.

Если же $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ОП}}$, то откроется диод VD1, напряжение на нем останется приблизительно 0,6 В, независимо от величины тока, равного $U_{\text{ВХ}} / R_1$. Так как анод диода находится под потенциалом земли, а катод соединен с выходным зажимом ОУ, то $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{Д}}$ а не $-U_{\text{нас}}$. Передаточная характеристика рассмотренной схемы показана на рис. 4.3, б.

При медленных изменениях входного напряжения на фоне шумов возможно ложное срабатывание компаратора при пересечении смеси сигнала и шума опорного уровня. Очень часто такой «дребезг» недопустим, поскольку он приводит к погрешности в работе цифровой схемы, подключенной к выходу компаратора. Наиболее эффективный метод борьбы с этим явлением – введение положительной ОС.

В схеме на рис. 4.4 положительная ОС осуществляется путем подачи части выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на неинвертирующий вход через делитель на резисторах R_1 и R_2 . Это напряжение выполняет роль изменяемого в процессе работы опорного напряжения. Если напряжения насыщения ОУ равны $+U_{\text{нас}}$ и $-U_{\text{нас}}$, то напряжения

$$U_{\text{В}} = +U_{\text{нас}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.1)$$

и

$$U_{\text{В}} = -U_{\text{нас}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.2)$$

называются соответственно напряжением верхнего и нижнего порога переключения.

Когда на выходе ОУ напряжение с положительным потенциалом насыщения, то напряжение на прямом входе равно $U_{\text{В}}$ (4.1). Предпо-

ложим, что входной сигнал постепенно увеличивается с нуля (рис. 4.4, б). Пока напряжение входного сигнала не превышает напряжения на U_B , схема находится в стабильном состоянии. Как только входной сигнал превзойдет напряжение U_B , напряжение на выходе ОУ сменит свою полярность на отрицательное напряжение насыщения $-U_{нас}$.

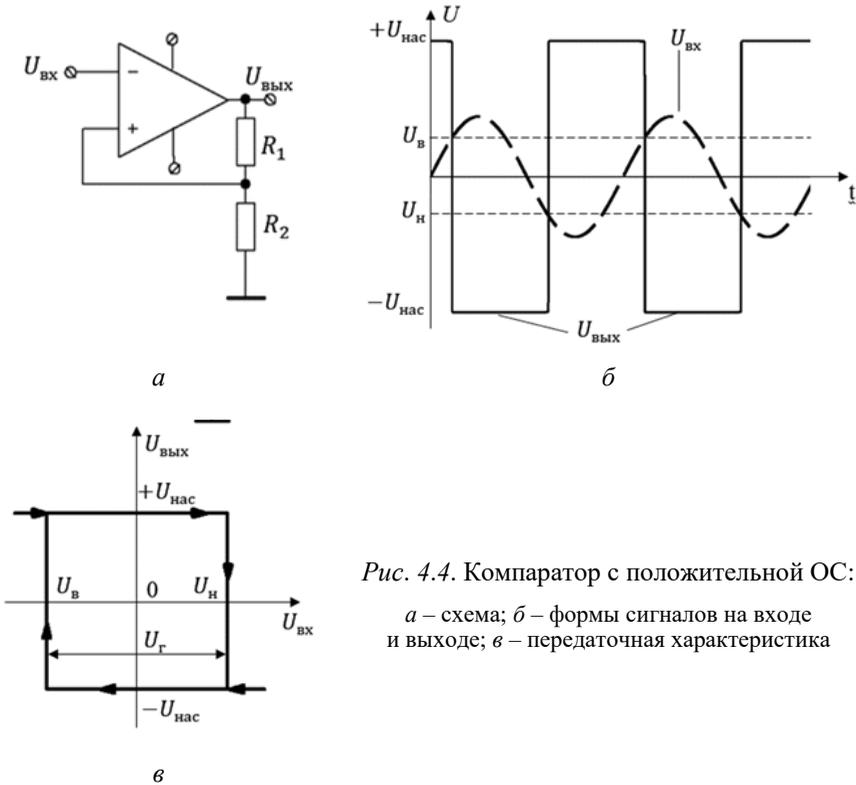


Рис. 4.4. Компаратор с положительной ОС:
 а – схема; б – формы сигналов на входе и выходе; в – передаточная характеристика

Это изменит напряжение на неинвертирующем входе ОУ (т. е. изменит опорное напряжение), и оно будет равно U_H (4.2). Теперь текущее значение входного сигнала сравнивается с опорным напряжением U_H . Пока оно выше опорного, $U_{вых} = -U_{нас}$. Как только напряжение сигнала на входе станет меньше U_H , напряжение на выходе изме-

нится и будет равным положительному потенциалу насыщения $+U_{\text{нас}}$ и т. д. Такое изменение порогового уровня называется гистерезисом. Он позволяет исключить влияние шумов, амплитуда которых меньше ширины петли гистерезиса (рис. 4.4, в), и предотвратить множественные переключения компаратора из одного состояния в другое. Кроме того, положительная ОС позволяет ускорить процесс переключения выхода за счет усиления разности напряжений на входе ОУ.

4.2. ПАРАМЕТРЫ КОМПАРАТОРОВ

Параметры, характеризующие качество работы компаратора, можно разделить на статические (точностные) и динамические.

Основные статические параметры компараторов (наряду с параметрами, характеризующими ОУ):

- *пороговая чувствительность* – минимальный разностный сигнал, который можно обнаружить компаратором и зафиксировать на выходе как логический сигнал;

- *напряжение гистерезиса* U_{Γ} (рис. 4.4, в) – разность входных напряжений, вызывающих срабатывание компаратора при увеличении или уменьшении входного напряжения;

- *выходные логические уровни* – значение напряжения $U_{\text{ВЫХ}}^1$ и $U_{\text{ВЫХ}}^0$.

Основным динамическим параметром компараторов является *время переключения* t_{Π} , которое характеризует его быстродействие.

Время переключения – это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение компаратора достигает порога срабатывания логической схемы. На один вход подается постоянное опорное напряжения 100 мВ, а на другой вход – перепад напряжения той же полярности, но большей амплитуды (рис. 4.5). Время переключения зависит от разницы напряжений на входах компаратора $U_{\text{д}}$. Обычно в справочных данных время переключения приводится для $U_{\text{д}} = 5$ мВ. Время переключения компаратора t_{Π} можно разбить на две составляющие: время задержки t_3 и время нарастания до порога срабатывания логической схемы $t_{\text{н}}$. Можно в качестве компаратора использовать обычный ОУ без ОС. Однако независимо от быстродей-

ствия (широкополосности) последних трудно получить время t_{Π} меньше 1 мкс, причем основной вклад в t_{Π} будет давать задержка.

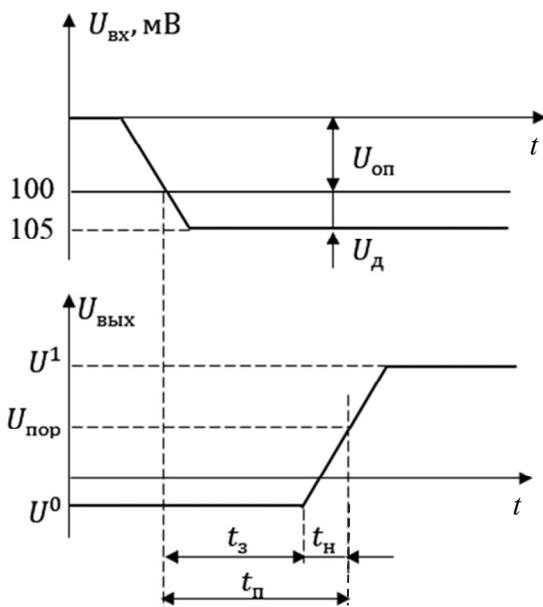


Рис. 4.5. Переходные характеристики компаратора

Это объясняется тем, что в режиме перегрузки (нормальном для компаратора), как правило, насыщаются транзисторы усилительных каскадов ОУ. Поэтому после снятия перегрузки требуется значительное время для рассасывания накопленного в базах транзисторов заряда. Это служит основной причиной разработки специализированных интегральных компараторов напряжения со временем переключения менее 100 нс. В этих компараторах предусмотрены специальные меры, обеспечивающие быстрый выход усилительных каскадов из режима насыщения.

Кроме того, в отличие от ОУ выходной сигнал компаратора обычно изменяется в пределах, позволяющих производить непосредственное управление логическими интегральными схемами.

Компаратор не предназначен для работы с ООС, поэтому в нем не предусмотрены цепи коррекции, устраняющие самовозбуждение. Схемы компараторов сходны со схемами ОУ, но обычно проще их.

4.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПАРАТОРОВ

Упрощенная структурная схема компаратора напряжения показана на рис. 4.6. Она состоит из входного дифференциального каскада (ДК), устройства смещения уровней и выходной логики. Входной ДК обеспечивает основное усиление разностного сигнала. Устройство смещения в ДК исключает его насыщение при большом уровне входных сигналов и, кроме того, устанавливает соответствующие уровни напряжения и тока в выходном логическом каскаде. Благодаря этому обеспечивается работа компаратора с определенным типом логики: ТТЛ, ЭСЛ или КМОП.

Наличие балансирующего входа позволяет выполнять балансировку выхода при помощи внешнего подстроечного резистора и дает возможность скорректировать напряжение смещения нуля входного ДК.

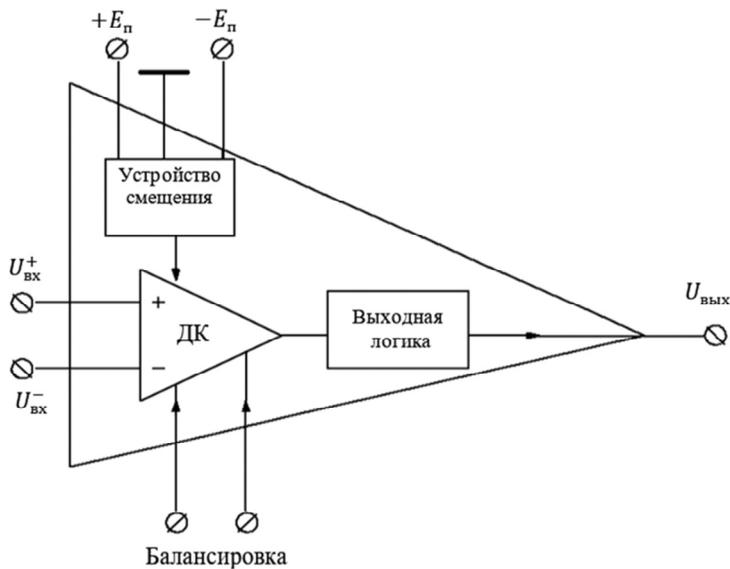


Рис. 4.6. Упрощенная структурная схема компаратора

Некоторые современные компараторы имеют стробирующий вход: сравнение входных сигналов происходит только в момент подачи соответствующего импульса (строба). Применение стробирования увеличивает помехоустойчивость компаратора, поскольку помеха может

изменить его состояние лишь в короткое время стробирующего импульса.

В настоящее время производятся сотни интегральных компараторов различных наименований. Эти ИМС по совокупности параметров можно условно разделить на следующие группы: универсальные (общего применения), быстродействующие, прецизионные, микромощные. В таблице приведены основные параметры некоторых моделей компараторов различных типов.

Основные параметры некоторых типов интегральных компараторов

Наименование компаратора	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, В/мВ	$U_{см}$, мВ	$I_{вх}$, нА	Ток потребления, мА	Время переключения, нс
Универсальные компараторы						
521CA2	+12; -6	1,5	3	25 000	8	90
Прецизионные компараторы						
521CA3	$\pm 3 \dots \pm 15$	200	3	100	6	200
597CA3	$\pm 12 \dots \pm 18$	70	3	350	2	300
Быстродействующие компараторы						
597CA1	$\pm 5 \dots -5,2$	1	2	10000	35	6,5
MAX9685	$+5 \dots -5,2$	—	5	10000	32	1,3
Микромощные компараторы						
MAX922	$\pm 1,5 \dots \pm 5,5$	10	10	5	$3,2 \cdot 10^{-3}$	12 000
TLC339	$\pm 1,5 \dots \pm 8$	—	5	0,005	$10 \cdot 10^{-3}$	2500

На основе материала, рассмотренного в этом разделе, можно сделать следующие выводы.

1. Так как компараторы разрабатываются для чистого и быстрого переключения, то они нередко имеют худшие параметры на постоянном токе, чем многие ОУ.

2. ОУ можно использовать в качестве компаратора в схемах, где требуются низкое напряжение смещения $U_{см}$ и низкий входной ток $I_{вх}$.

3. Нецелесообразно применять ОУ в качестве компаратора, если требуется получить высокое быстродействие.

5. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Устройство, аналоговый выходной сигнал которого пропорционален произведению двух или более независимых входных сигналов, называется перемножителем аналоговых сигналов (ПАС).

ПАС является вторым по массовости применения после ОУ универсальным функциональным элементом. На его базе могут быть построены устройства модуляции, демодуляции, управления параметрами усилителей, генераторов, активных фильтров и многие другие.

Выходное напряжение ПАС

$$U_{\text{вых}} = kU_xU_y, \quad (5.1)$$

где U_x, U_y – перемножаемые (входные) напряжения; k – масштабный коэффициент (коэффициент передачи ПАС), имеющий размерность $[B^{-1}]$. Для того чтобы погрешности перемножения, обусловленные неидеальностью масштабного коэффициента, были приемлемыми, обычно выбирают достаточно большие уровни входных напряжений (до 10 В) при больших напряжениях питания (15 В), поэтому как правило $k = 0,1 B^{-1}$. Такое значение k обеспечивает $U_{\text{вых}} = 10$ В при $U_x = U_y = 10$ В, благодаря чему не требуются высоковольтные источники питания для микросхем перемножителей и применима стандартная технология изготовления полупроводниковых микросхем. Условное изображение ПАС показано на рис. 5.1.

Чтобы были понятны дальнейшие рассуждения, рассмотрим построение на базе ПАС такого простого функционального элемента, как удвоитель частоты.

В основу построения схем удвоителей частоты положено общеизвестное преобразование тригонометрических функций: $\cos 2x = 1 - \sin^2 x$.

Схемная реализация удвоителя частоты с помощью ПАС очевидна. Для этого следует объединить входы ПАС и подать на них синусоидальное напряжение $U_m \sin \omega t$. В этом случае выходное напряжение будет иметь вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_m^2 (1 - \cos 2\omega t),$$

где $k = 1/U_m$ – коэффициент передачи ПАС. Таким образом, в выходном сигнале ПАС будут содержаться некоторая постоянная составляющая напряжения и сигнал удвоенной частоты.

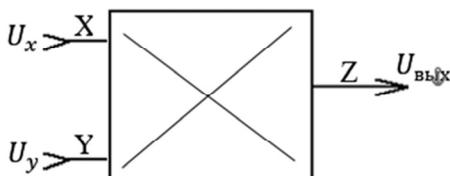


Рис. 5.1. Условное изображение умножителя

Идеальный ПАС должен обладать бесконечно большим входным сопротивлением по обоим входам, нулевым выходным сопротивлением, идеальной точностью выполнения соотношения (5.1) в неограниченном диапазоне входных и выходных напряжений и частот. Выходное напряжение идеального ПАС должно быть равно нулю, если напряжение на любом из входов равно нулю, т. е. идеальный ПАС должен быть свободен от напряжений смещения, дрейфов и шумов, иметь частотно-независимый масштабный коэффициент, который не зависит ни от U_x , ни от U_y . Естественно, что реальные ПАС не обладают идеальными характеристиками, т. е. перечисленные выше свойства идеального ПАС реализуются с какой-то степенью приближения, описываемой системой его электрических параметров.

Если умножители позволяют умножать сигналы любых полярностей, то их называют четырехквadrантными, а если один из сигналов может быть только одной полярности, то двухквadrантными. Умножители, умножающие однополярные сигналы, называются одноквadrантными. Четырехквadrантный ПАС является самым универсальным, но и самым сложным и дорогостоящим.

В современных ПАС наибольшее распространение получили четыре метода аналогового умножения: с управляемым сопротивлением, импульсные, логарифмические и с переменной крутизной.

ПАС на основе управляемого сопротивления наиболее просты. Если сопротивление пропорционально управляющему напряжению, то ток через это сопротивление пропорционален произведению входного и управляющего сигналов или частному от их деления. В качестве сопротивлений, управляемых напряжением, можно использовать полевые транзисторы. Этот тип ПАС обычно применяют в тех случаях, когда необходимо получить максимальное быстродействие (широкую полосу пропускания) и не требуется высокая точность умножения.

Алгоритм синтеза ПАС на логарифмических усилителях сводится к выполнению последовательности операций: $\ln x$, $\ln y$, $\ln x + \ln y = \ln xy$, $\text{anti} \ln xy = xy$. Для реализации этих операций необходимо иметь два логарифмических усилителя, сумматор и антилогарифмический усилитель (рис. 5.2).

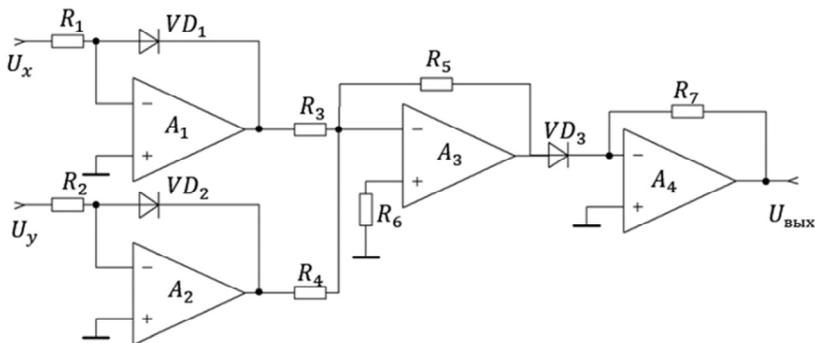


Рис. 5.2. Логарифмический ПАС

На рисунке ОУ A_1 и A_2 производят логарифмирование входных напряжений, а A_3 используется в качестве сумматора, на выходе которого напряжение равно

$$U_0 = k_1(\ln U_x + \ln U_y) = k_2 \ln U_x U_y.$$

С помощью ОУ A_4 производят антилогарифмирование:

$$U_{\text{вых}} = k_3 \text{anti} \ln U_0 = k_3 U_x U_y.$$

Следует заметить, что в этих выражениях используются напряжения, нормированные относительно одного вольта. Коэффициенты пропорциональности k_1, k_2, k_3 определяются резистивными элементами, включенными в цепи ООС используемых ОУ.

К достоинствам такого типа ПАС следует отнести широкий диапазон изменения входных напряжений, а к недостаткам – зависимость полосы рабочих частот от величины входных сигналов: чем меньше эта величина, тем уже полоса частот. Так, если при входном напряжении 10 В верхняя частота перемножаемых напряжений может составлять 100 кГц, то при входном напряжении 1 В полоса рабочих частот сужается до 10 кГц. Кроме того, эти ПАС могут быть только одноквadrантными.

Если необходима точность перемножения лучше 0,1 % и достаточна полоса рабочих частот в несколько десятков герц, то целесообразно применять *импульсные перемножители*. Работа этих ПАС основана на том, что среднее значение последовательности прямоугольных импульсов (рис. 5.3) зависит как от амплитуды импульсов, так и от их скважности $q = T / t_u$, т. е.

$$U_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} U_m dt = \frac{U_m}{q}.$$

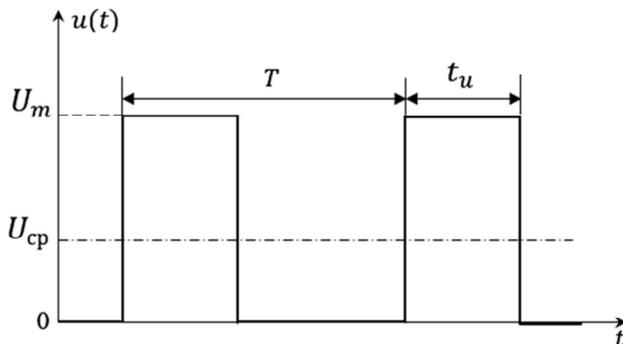


Рис. 5.3. Параметры последовательности прямоугольных импульсов

Один вход ПАС используется для управления амплитудой импульса, а другой – скважностью. Полученная последовательность подается

на фильтр нижних частот. Выделяемое этим фильтром $U_{\text{ср}}$ будет пропорционально произведению двух входных сигналов.

ПАС с *переменной крутизной*, видоизмененный в соответствии с требованиями полупроводниковой технологии, оказался наиболее удачным для изготовления в виде ИМС. Поэтому рассмотрим этот тип ПАС более подробно.

5.2. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ С ПЕРЕМЕННОЙ КРУТИЗНОЙ

Идея этого метода проста: один сигнал изменяет крутизну активного элемента, который усиливает другой входной сигнал. В результате выходное напряжение схемы будет пропорционально произведению входных сигналов. Этот метод основан на использовании экспоненциальной зависимости тока через $p-n$ -переход от напряжения.

Рассмотрим работу и оценим основные параметры ПАС, построенного на дифференциальном каскаде (рис. 5.4), которые реализует этот метод.

Эмиттерные токи транзисторов VT1, VT2 определяются выражением

$$I_3 = I_{360} \left[\exp\left(\frac{U_{63}}{\Phi_T}\right) - 1 \right], \quad (5.2)$$

где I_{360} – начальный ток эмиттерного перехода; Φ_T – температурный потенциал. Если $U_{63} / \Phi_T \gg 1$, то крутизна этих транзисторов

$$g_{21} = \frac{dI_{\text{к}}}{U_{63}} \approx \frac{dI_3}{U_{63}} \approx \frac{I_y}{2\Phi_T}, \quad (5.3)$$

где $I_y = I_{31} + I_{32}$ – ток управляемого источника тока (УИТ), величина которого определяется уровнем напряжения U_y :

$$I_y = K_{\text{УИТ}}^y U_y, \quad (5.4)$$

где $K_{\text{УИТ}}^y$ – коэффициент передачи УИТ, имеющий размерность $[\text{Ом}^{-1}]$.

Коэффициент передачи ДК при симметричном выходе (см. разд. 1.4.3) $K_d = g_{21}R_3$, с учетом (5.3) и (5.4) получим

$$\Delta U_K = K_d U_x = \frac{R_3 K_{\text{УИТ}}^y U_x U_y}{2\varphi_T}. \quad (5.5)$$

Напряжение ΔU_K усиливается дифференциальным усилителем, построенным на ОУ A_1 . Поэтому

$$U_{\text{вых}} = \Delta U_K \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2 R_3 K_{\text{УИТ}}^y}{2R_1 \varphi_T} U_x U_y = k U_x U_y, \quad (5.6)$$

где

$$k = \frac{R_2 R_3 K_{\text{УИТ}}^y}{2R_1 \varphi_T} \quad (5.7)$$

– масштабный коэффициент (коэффициент передачи ПАС), имеющий необходимую размерность $[B^{-1}]$.

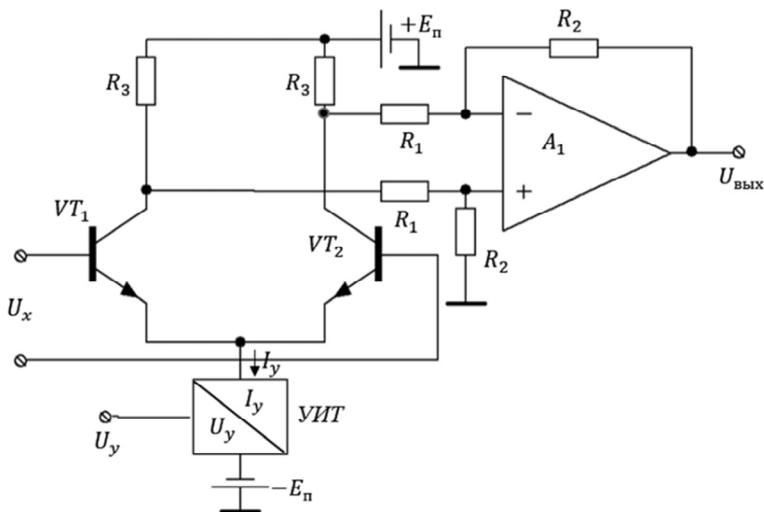


Рис. 5.4. Схема ПАС на дифференциальном усилителе (УИТ – управляемый источник тока)

Данная схема обладает существенными недостатками.

1. Выходное напряжение зависит от φ_T – параметра с низкой температурной стабильностью.

2. Уже при $U_x > 10$ мВ начинает сказываться нелинейная зависимость $I_э = f(U_{бэ})$ (5.2), что приводит к возникновению существенных нелинейных искажений и к ограничению динамического диапазона ПАС.

Для решения проблемы температурной стабилизации и нелинейных искажений было предложено простое и эффективное решение (рис. 5.5). В этой схеме для компенсации экспоненциальной зависимости эмиттерных токов транзисторов VT1 и VT2 от напряжения $U_{бэ}$ используются логарифмические свойства диодов VD1 и VD2 (или транзисторов в диодном включении).

Из рис. 5.5 следует, что

$$U_{д1} - U_{д2} + U_{бэ2} - U_{бэ1} = 0,$$

или

$$U_{д1} - U_{д2} = U_{бэ1} - U_{бэ2} = 0. \quad (5.8)$$

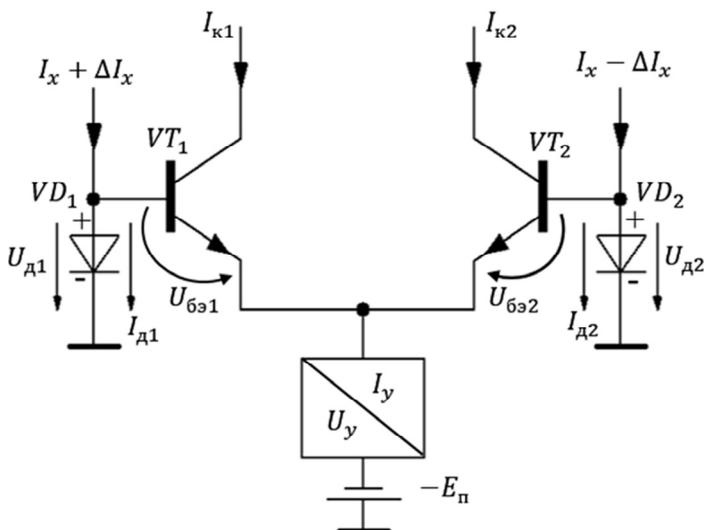


Рис. 5.5. Принцип действия линеаризованного перемножителя

Из (5.2) имеем

$$U_{\text{бэ}} \approx \varphi_T \ln \frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{э60}}} \approx \varphi_T \ln \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{э60}}}. \quad (5.9)$$

Аналогично для диода

$$U_{\text{д}} \approx \varphi_T \ln \frac{I_{\text{д}}}{I_{\text{д0}}}, \quad (5.10)$$

где $I_{\text{д0}}$ – начальный ток через диод. Подставляя (5.9) и (5.10) в (5.8), получим

$$\varphi_T \ln \frac{I_{\text{д1}}}{I_{\text{д01}}} - \varphi_T \ln \frac{I_{\text{д2}}}{I_{\text{д02}}} = \varphi_T \ln \frac{I_{\text{к1}}}{I_{\text{э601}}} - \varphi_T \ln \frac{I_{\text{к2}}}{I_{\text{э602}}}.$$

Если транзисторы и диоды образуют согласованные пары, т. е.

$$I_{\text{д01}} = I_{\text{д02}} \text{ и } I_{\text{э601}} = I_{\text{э602}}, \text{ то } \ln(I_{\text{д1}} / I_{\text{д2}}) = \ln(I_{\text{к1}} / I_{\text{к2}}).$$

Значит,

$$I_{\text{д1}} / I_{\text{д2}} = I_{\text{к1}} / I_{\text{к2}}. \quad (5.11)$$

Таким образом, отношение выходных токов прямо пропорционально отношению входных токов независимо от температуры или величины этих токов. Другими словами, данная схема (с учетом сделанных допущений) является линейной и обладает идеальной температурной стабильностью.

Если сигнал на входе X есть разность $2\Delta I_x$ токов диодов VD1 и VD2 (рис. 5.5), а выходной сигнал – разность $2\Delta I_k$ коллекторных токов транзисторов VT1 и VT2, то можно показать, что при $h_{21} \gg 1$

$$\Delta I_k = \frac{\Delta I_x I_y}{I_x}. \quad (5.12)$$

Из (5.12) следует, что ток I_x , т. е. ток, протекающий через диоды VD1 и VD2 при отсутствии напряжения на входе X , является для двухквadrантного ПАС (двухполярный вход X и однополярный вход Y) масштабным коэффициентом.

Данная схема обладает рядом преимуществ по сравнению с ПАС на обычном дифференциальном усилителе (рис. 5.4).

1. Имеет более широкую полосу пропускания (1...10 МГц).

2. Обладает лучшей линейностью (более широким динамическим диапазоном). Сигнал по входу X можно варьировать в пределах $-I_x < \Delta I_x < I_x$, сохраняя линейность ПАС.

3. Имеет более высокую температурную стабильность, так как согласно (5.12) связь между сигналами на входе и выходе не зависит от температуры. В практических схемах эта зависимость существует (за счет, например, температурных изменений h_{21}). Однако, если в схеме на рис. 5.4 масштабный коэффициент меняется на 0,3 % на 1°С, то в такой схеме рис. 5.5 на порядок меньше (около 0,02 %/°С).

В силу перечисленных достоинств линеаризованная усилительная схема (рис. 5.5) стала использоваться в качестве функционального узла в ПАС широкого применения.

Чтобы на базе этой схемы создать ПАС, следует кроме УИТ по входу Y предусмотреть УИТ и по входу X , т. е.

$$\Delta I_x = K_{\text{УИТ}}^x U_x. \quad (5.13)$$

Таким образом, для получения линейной зависимости $U_{\text{вых}}$ от U_x необходимо предварительно напряжение U_x преобразовать в ток, а затем этот ток прологарифмировать с помощью диодов VD1 и VD2. В результате будем иметь логарифмическую зависимость входного напряжения дифференциального усилителя от U_x и линейную зависимость $U_{\text{вых}}$ от U_x .

Учитывая (5.12) и (5.13), получим

$$\Delta U_k = 2\Delta I_k R_3 = \frac{2K_{\text{УИТ}}^x U_x K_{\text{УИТ}}^y U_y R_3}{I_x},$$

$$U_{\text{вых}} = \Delta U_k \frac{R_2}{R_1} = k U_x U_x, \quad (5.14)$$

где

$$k = \frac{2K_{\text{УИТ}}^x K_{\text{УИТ}}^y R_3 R_2}{R_1 I_x} \quad (5.15)$$

– масштабный коэффициент ПАС, имеющий необходимую размерность $[B^{-1}]$.

Современные ПАС, выполненные по интегральной технологии (K525ПC1, K525ПC2, K526ПC3), как раз и реализуют метод переменной крутизны

5.3. ПАРАМЕТРЫ ПАС

Параметры ПАС во многом аналогичны параметрам ОУ, за исключением некоторых статических и динамических характеристик. Рассмотрим эти характеристики

1. *Относительная погрешность перемножения* ε – это максимальная разность между практическими и теоретическими значениями выходного напряжения, приведенная к предельному значению этого напряжения в пределах рабочего диапазона перемножителя:

$$\varepsilon = \left| \frac{U_{\text{ВЫХ Р}} - U_{\text{ВЫХ И}}}{U_{\text{ВЫХ МАХ}}} \right| \times 100 \%, \quad (5.16)$$

где $U_{\text{ВЫХ Р}}$, $U_{\text{ВЫХ И}}$ – выходные напряжения реального и идеального ПАС. Для K525ПC1 $\varepsilon = 2\%$, т. е. при $U_{\text{ВЫХ МАХ}} = 10 \text{ В}$ $\varepsilon = 0,2 \text{ В}$.

2. *Нелинейность перемножения* по входу X (или Y) $N_x(N_y)$:

$$N_x = \frac{0,5(U_{\text{ВЫХ}} - U_x)}{U_{\text{ВЫХ МАХ}}} 100 \%. \quad (5.17)$$

3. *Остаточное напряжение по входу* X и Y . Если на один вход идеального ПАС подается конечное напряжение, а напряжение на втором входе равно нулю, то $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Однако в реальном ПАС $U_{\text{ВЫХ}} \neq 0$ и его значение определяет *остаточное напряжение* $U_{\text{ост } x}$ или $U_{\text{ост } y}$. Для K525ПC1 $U_{\text{ост } x} = 50 \text{ мВ}$ и $U_{\text{ост } y} = 100 \text{ мВ}$.

4. *Полоса пропускания* ПАС измеряется при максимальном постоянном сигнале на одном входе и 10 %-ном от этого сигнала синусоидальном напряжении на другом. Полоса пропускания определяется на уровне спада выходного напряжения 3 дБ. Одновременно может быть

измерена частота, при которой амплитуда выходного напряжения уменьшается на 1 %. Эта частота называется *граничной частотой амплитудной погрешности* перемножения. У К525ПС1 $f_{3дБ} = 1,5 \text{ МГц}$, а $f_{1\%} = 100 \text{ кГц}$.

5.4. ПРИМЕНЕНИЕ ПАС

5.4.1. ОБРАБОТКА РАДИОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Амплитудный и балансный модуляторы

Наиболее распространенными устройствами обработки радиочастотных сигналов являются умножители частоты, модуляторы-демодуляторы и различные амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

С принципами построения умножителей частоты мы ознакомились в начале данного раздела. Теперь остановимся на амплитудном и балансном модуляторе.

При амплитудной модуляции модулированное колебание $u_{\text{ам}}(t)$ имеет вид

$$u_{\text{ам}}(t) = u_{\text{с}}(t)[1 + ms(t)], \quad (5.18)$$

где

$$u_{\text{с}}(t) = U_{m\omega} \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (5.19)$$

– несущее колебание; $s(t)$ – модулирующая функция (информационный сигнал), определяемая так, чтобы $|s(t)| \leq 1$, а m – величина, которая характеризует степень воздействия этой функции, может принимать значения от 0 до 1 и называется глубиной модуляции.

В случае синусоидальной модуляции

$$s(t) = U_{m\Omega} \sin(\Omega t). \quad (5.20)$$

Подставляя (5.19) и (5.20) в (5.18) и полагая $\varphi_0 = 0$, получаем

$$u_{\text{ам}}(t) = U_{m\omega} [1 + mU_{m\Omega} \sin(\Omega t)] \sin(\omega_0 t). \quad (5.21)$$

Это выражение можно записать в виде

$$u_{\text{ам}}(t) = U_{m\omega} \sin(\omega_0 t) + \frac{mU_{m\omega}U_{m\Omega}}{2} (\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t). \quad (5.22)$$

Таким образом, амплитудно-модулированное колебание имеет дискретный спектр, состоящий из трех спектральных составляющих. Частота немодулированного колебания ω_0 носит название несущей частоты; возникшие в результате модуляции дополнительные частоты $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$ называются боковыми частотами.

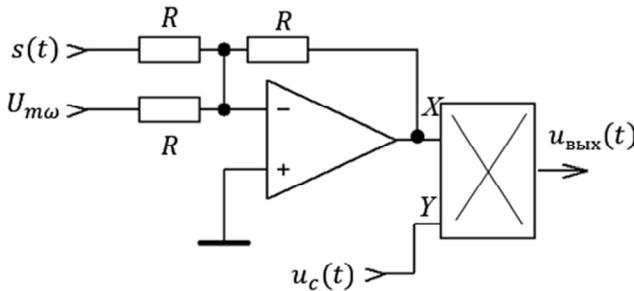


Рис. 5.6. Амплитудный модулятор

Блок-схема амплитудного модулятора на основе ПАС показана на рис. 5.6; на один вход сумматора с единичным коэффициентом передачи поступает модулирующее колебание $s(t)$, а на второй – постоянное напряжение, равное амплитуде модулируемого колебания $U_{m\omega}$. На выходе схемы получим напряжение

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}}(t) &= -(U_{m\Omega} \sin(\Omega t) + U_{m\omega}) U_{m\omega} \sin(\omega_0 t) = \\ &= -U_{m\omega}^2 k \left(1 + \frac{U_{m\Omega}}{U_{m\omega}} \sin(\Omega t) \right) \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (5.23)$$

Здесь $k = 1/U_{m\omega}$ – коэффициент передачи ПАС; $U_{m\Omega}/U_{m\omega} = m$ – глубина модуляции. Сравнение выражения (5.23) с (5.21) показывает их полную идентичность.

Разновидностью АМ является *балансная модуляция* (АМ с подавленной несущей). Несущая частота не переносит информационный сигнал, но на нее приходится значительная доля мощности сигнала АМ. Поэтому в ряде случаев несущую подавляют. Сигнал балансной модуляции $u_{\text{бМ}}(t)$ формируется перемножением несущей $u_c(t)$ (5.19) и модулирующего сигнала $s(t)$ (5.20) (для простоты начальные фазы опустим):

$$\begin{aligned} u_{\text{бМ}}(t) &= mU_{m\omega}U_{m\Omega} \sin(\Omega t)\sin(\omega_0 t) = \\ &= \frac{mU_{m\omega}U_{m\Omega}}{2} (\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t). \end{aligned} \quad (5.24)$$

Таким образом, спектр однотоновой АМ с подавлением несущей содержит всего две гармоники с частотами $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$.

Для реализации балансного модулятора достаточно одного ПАС (рис. 5.7). Здесь

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{m\Omega} \sin(\Omega t)U_{m\omega} \sin(\omega_0 t) = kU_{m\Omega}U_{m\omega} \sin(\Omega t)\sin(\omega_0 t), \quad (5.25)$$

где $k = 1/U_{m\omega}$ – коэффициент передачи ПАС.

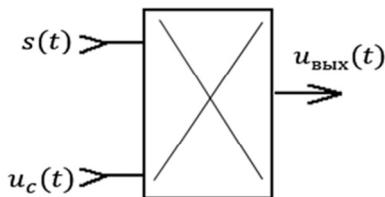


Рис. 5.7. Балансный модулятор

Делитель частоты

Для получения гармонического сигнала с частотой, вдвое меньшей частоты входного сигнала, можно использовать ПАС, включенный в цепь обратной связи операционного усилителя, как показано на рис. 5.8. На вход делителя подается напряжение $u_x(t) = \cos \omega_x t$. Напряжение на выходе будет равно

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{kk_1k_2}{2} \cos \frac{\omega_x}{2}. \quad (5.26)$$

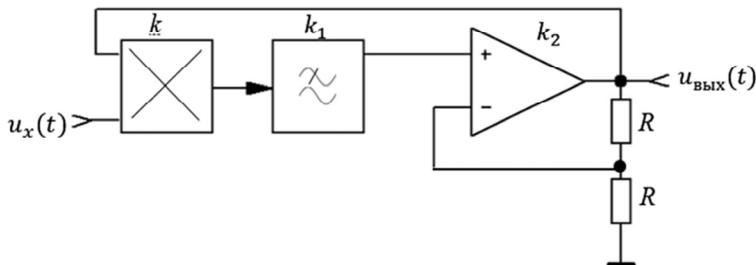


Рис. 5.8. Делитель частоты

Фазовый детектор

В измерительной технике часто возникает задача получения напряжения, пропорционального сдвигу фаз между двумя сигналами одинаковой частоты:

$$u_x(t) = U_x \cos \omega t \text{ и } u_y(t) = U_y \cos(\omega t + \varphi).$$

Для решения задачи перемножим эти сигналы и результат подадим на фильтр нижних частот (ФНЧ), как показано на рис. 5.9. После перемножения получим

$$u_1(t) = \frac{1}{2} k_1 U_x U_y \times [\cos(2\omega t + \varphi) + \cos \varphi].$$

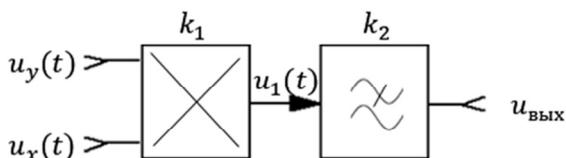


Рис. 5.9. Фазовый детектор

После ФНЧ останется только постоянная составляющая полученного напряжения

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2} k_1 U_x U_y \cos \varphi, \quad (5.27)$$

зависящая от сдвига фаз между входными сигналами.

Схема вычисления среднеквадратичного значения напряжения

Вычисление среднеквадратичного значения сигнала производится непосредственно по формуле

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{k}{RC} \int u_{\text{ВХ}}^2(t) dt. \quad (5.28)$$

Измеряемый сигнал $u_{\text{ВХ}}(t)$ сначала подается на квадратор, а затем интегрируется, как показано на рис. 5.10.

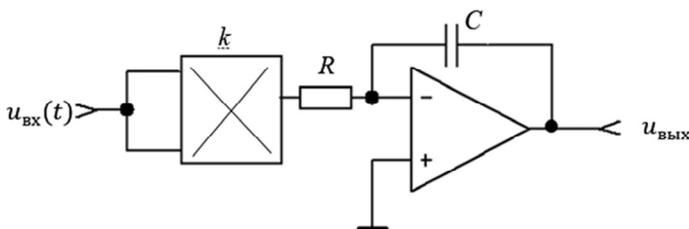


Рис. 5.10. Схема вычисления среднеквадратичного значения напряжения

5.4.2. ВЫПОЛНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ

Делитель напряжения

Деление – действие, обратное умножению. Отличительным свойством ОУ с ОС является то, что передаточная функция всей схемы обратна передаточной функции цепи ОС. Значит, для получения аналогового делителя необходимо в петлю ОС инвертирующего усилителя поместить аналоговый умножитель (рис. 5.11).

Из (5.1) следует, что

$$U_z = kU_x U_y = kU_{\text{ВХ1}} U_{\text{ВЫХ}}. \quad (5.29)$$

Так как ОУ имеет бесконечно большое входное сопротивление и полюс 1 – это потенциальная земля, то

$$I_2 = U_{\text{ВХ2}} / R, \quad I_z = -U_z / R \quad \text{и} \quad I_2 = I_z,$$

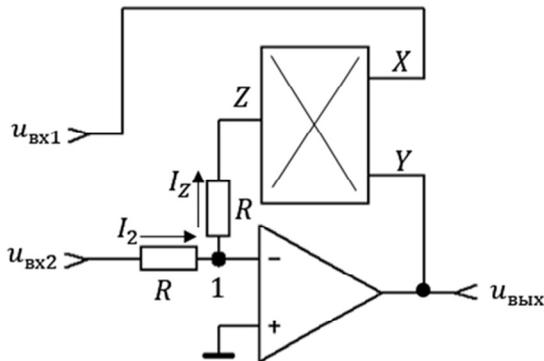


Рис. 5.11. Делитель напряжения

следовательно,

$$U_{\text{ВХ2}} / R = -U_z / R, U_{\text{ВХ2}} = -U_z. \quad (5.30)$$

Подставив (5.29) в (5.30), получим

$$U_{\text{ВХ2}} = -kU_{\text{ВХ1}}U_{\text{ВЫХ}}, \text{ или } U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ2}} / kU_{\text{ВХ1}}. \quad (5.31)$$

Таким образом, мы доказали, что аналоговый умножитель может работать как делитель, если его поместить в цепь обратной связи.

Извлечение корня

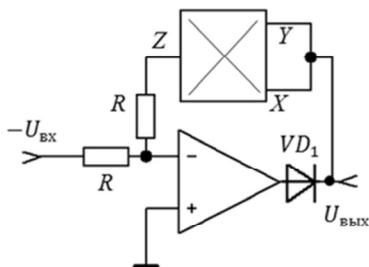


Рис. 5.12. Схема извлечения корня квадратного

Устройство для извлечения квадратного корня образуется путем включения в петлю ОС инвертирующего усилителя схемы квадратора. Действительно, если в (5.31) положить, что (рис. 5.12) $U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВЫХ}}$, а $U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{ВХ}}$, то

$$U_{\text{ВЫХ}}^2 = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{k} \text{ и } U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{-U_{\text{ВХ}}}{k}}.$$

В этой схеме напряжение $U_{\text{вх}}$ может быть только отрицательным, так как при положительном напряжении $U_{\text{вх}}$ связь становится положительной и схема запирается (ОУ входит в состояние насыщения). Вновь в исходное рабочее состояние ее можно привести только разрывом петли ОС. Для предотвращения запираания схемы на выходе ОУ необходимо включить диод VD_1 , который прерывал бы ОС при отрицательном выходном напряжении.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Волович Г.И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. 3-е изд. стер.; / Волович Г. И. – М.: Додэка-XXI, 2011. – 528 с.
2. *Достал И.* Операционные усилители: пер. с англ. / И. Достал – М.: Мир, 1982. – 512 с.
3. *Дуркин В.В.* Схемотехника аналоговых электронных устройств. Основные понятия, обратные связи, работа усилительного элемента в схеме: учеб. пособие / В.В. Дуркин, С.В. Тырыкин. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 101 с.
4. *Коломбет Е.А.* Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е.А. Коломбет. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.
5. *Павлов В.Н.* Схемотехника аналоговых электронных устройств: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В.Н. Павлов. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 288 с.
6. *Павлов В.Н.* Схемотехника аналоговых электронных устройств / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – М.: Горячая линия, 2001. – 320 с

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Список принятых сокращений	3
1. Каскады предварительного усиления.....	5
1.1. Особенности каскадов предварительного усиления.....	5
1.2. Резисторный каскад на биполярном транзисторе	6
1.2.1. Принципиальная и эквивалентная схемы	6
1.2.2. Область средних частот.....	9
1.2.3. Область нижних частот и больших времен	10
1.2.4. Область верхних частот и малых времен.....	16
1.3. Коррекция амплитудно-частотных и переходных характеристик	19
1.3.1. Общие сведения	19
1.3.2. Схема эмиттерной высокочастотной коррекции.....	20
1.3.3. Схема индуктивной высокочастотной коррекции	23
1.3.4. Схема низкочастотной коррекции.....	25
1.4. Дифференциальный каскад.....	28
1.4.1. Общие сведения	28
1.4.2. Принцип действия.....	29
1.4.3. Параметры дифференциального каскада	33
2. Выходные каскады	37
2.1. Общие сведения	37
2.2. Двухтактные каскады	38
2.2.1. Свойства двухтактного каскада	38
2.2.2. Работа двухтактного каскада в режиме B	41
2.2.3. Особенности схемного решения бестрансформаторных ДК	43
3. Функциональные устройства на операционных усилителях (ОУ)	48
3.1. Общие сведения	48
3.2. Статические параметры ОУ	50

3.3. Динамические параметры ОУ	55
3.4. Эксплуатационные параметры ОУ	58
3.5. Типы ОУ	58
3.6. Блок-схема ОУ	59
3.7. Условия устойчивости ОУ	61
3.8. Коррекция АЧХ ОУ	63
3.9. Косвенные признаки относительной устойчивости	66
3.10. Влияние емкости нагрузки и входной емкости на устойчивость ОУ	70
3.11. Частотная коррекция в цепи ОС	72
3.12. Особенности обработки сигналов в схемах на ОУ	75
3.13. Инвертирующий усилитель	76
3.14. Неинвертирующий усилитель	79
3.15. Суммирующий усилитель	81
3.16. Дифференциальный усилитель	83
3.17. Интегратор	85
3.18. Дифференциатор	89
3.19. Логарифмирующие и антилогарифмирующие усилители	92
4. Компараторы напряжения	98
4.1. Компараторы на ОУ	98
4.2. Параметры компараторов	103
4.3. Особенности построения и классификация полупроводниковых компараторов	105
5. Перемножители аналоговых сигналов	107
5.1. Общие сведения	107
5.2. Перемножители с переменной крутизной	111
5.3. Параметры ПАС	116
5.4. Применение ПАС	117
5.4.1. Обработка радиочастотных сигналов	117
5.4.2. Выполнение математических операций	121
Библиографический список	124

**Дуркин Валерий Вячеславович
Тырыкин Сергей Владимирович
Степанов Максим Андреевич**

**СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ
ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

**БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ОСНОВНЫХ
ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ**

Учебное пособие

Редактор *И.Л. Кескевич*
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Корректор *И.Е. Семенова*
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*
Компьютерная верстка *Л.А. Веселовская*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 3000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 25.09.2017. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная. Тираж 100 экз.
Уч.-изд. л. 7,44. Печ. л. 8,0. Изд. № 20. Заказ № 1185. Цена договорная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20