

В1. Цель и задачи курса «Микроэлектронные и преобразовательные устройства. Основные определения в микроэлектронике. Классификация, система условных обозначений, методы изготовления ИС.

Интегральная микросхема – ИС, ряд элементов которой выполнены нераздельно и электрически соединены между собой таким образом, что с точки зрения технических требований, испытаний, торговли и эксплуатации устройство рассматривается как одно целое.

Под микросхемой понимают микроэлектронное устройство, рассматриваемое как единое изделие, имеющее высокую плотность расположения элементов и (или) компонентов, эквивалентных элементам обычной схемы.

Элемент ИС (Элемент) – часть ИС, реализующая функцию какого-либо простого электрорадиоэлемента (резистора, конденсатора, транзистора, диода), выполненная нераздельно с кристаллом ИС.

Компонент ИС (Компонент) – отличается от элемента только тем, что до монтажа эта часть ИС была самостоятельным изделием (диод, транзистор, резистор, конденсатор).

Корпус ИС (Корпус) – часть конструкции, предназначенная для защиты ИС от внешних воздействий и для соединений с внешними электрическими цепями посредством выводов. Типы и размеры корпусов определяются ныне действующим

Подложка ИС (Подложка) – заготовка из диэлектрического материала, предназначенная для нанесения на ее поверхности элементов гибридных ИС, межэлементных и (или) межкомпонентных соединений, а также контактных площадок.

Полупроводниковая пластина (Пластина) – заготовка из полупроводникового материала, предназначенная для изготовления полупроводниковых ИС.

Кристалл ИС (Кристалл) – часть полупроводниковой пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковых ИС, межэлементные соединения и контактные площадки.

Базовый кристалл ИС (Базовый кристалл) – часть полупроводниковой пластины с определенным набором сформированных элементов, в том числе электрически соединенных и (или) не соединенных между собой, используемая для создания ИС путем изготовления межэлементных соединений.

Контактная площадка ИС (Контактная площадка) – металлизированный участок на подложке, кристалле или корпусе ИС, служащий для присоединения выводов компонентов и кристаллов, перемычек, а также для контроля ее электрических параметров и режимов.

Бескорпусная ИС (Бескорпусная микросхема) – кристалл ИС, предназначенный для монтажа в гибридную ИС или микросборку.

Вывод бескорпусной ИС (Вывод) – провод, соединенный с контактной площадкой бескорпусной ИС и предназначенный для электрического соединения с внешними электрическими цепями. Выполняет также функцию отвода тепла.

степень интеграции ИС (Степень интеграции) как показатель сложности ИС, характеризуемый числом содержащихся в ней элементов и (или) компонентов:

$$K = \lg N,$$

где K – коэффициент, определяющий степени интеграции, округляемый до ближайшего большего числа; N – число элементов и компонентов.

К первой степени интеграции относятся ИС, содержащие до 10 элементов, ИС второй степени интеграции содержат от 11 до 100 элементов и компонентов и т.д.

В настоящее время реальны ИС шестой степени интеграции.

Имеют место количественные оценки сложности ИС: малая (МИС), средняя (СИС), большая (БИС), сверхбольшая (СБИС), сверхскоростная (ССИС), которые зависят от числа элементов и компонентов, технологии изготовления и

функционального назначения. Цифровые большие ИС насыщены элементами, как правило, во много раз больше, чем аналоговые того же ранга. При проектировании РЭА важное значение приобретает плотность упаковки элементов ИС.

Плотность упаковки ИС (Плотность упаковки) – отношение суммы элементов ИС и (или) элементов, содержащихся в составе компонентов, к объему ИС (без учета объема выводов).

Классификация интегральных схем

В зависимости от технологии изготовления ИС могут быть полупроводниковыми, пленочными или гибридными.

Полупроводниковая ИС (ПИС) (Полупроводниковая микросхема) – это ИС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме или на поверхности полупроводникового материала. (Термин «Твердая схема», образовавшийся в результате буквального перевода с английского,

Пленочная ИС (Пленочная микросхема) – это ИС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в виде пленок. Различают варианты: толстопленочные ИС, толщина пленок которых свыше 1 мкм, и тонкопленочные ИС, толщина пленок которых до 1 мкм.

Гибридная ИС (ГИС) (Гибридная микросхема) – это ИС, содержащая, кроме

элементов, компоненты и (или) кристаллы.

В зависимости от функционального назначения ИС бывают: аналоговые и цифровые.

Аналоговая ИС (АИС) (Аналоговая микросхема) – это ИС, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции.

Цифровая ИС (ЦИС) (Цифровая микросхема) – ИС, с помощью которых преобразуются и обрабатываются сигналы, выражаемые по закону дискретной функции. Термин «Логическая ИС» к применению не допускается.

Аналоговые и цифровые ИС выпускаются в виде серий.

Серия ИС (Серия) – совокупность типов ИС, обладающих конструктивной, электрической и, при необходимости, информационной и программной совместимостью и предназначенных для совместного применения.

Тип ИС – ИС конкретного функционального назначения и определенного конструктивно-технологического и схематехнического решения, имеющая свое условное обозначение.

Система условных обозначений

В соответствии с принятой системой условных обозначений по конструктивно-технологическому исполнению выпускаемые серии ИС делятся на три группы: полупроводниковые, гибридные, прочие.

К последней группе относят пленочные ИС, вакуумные и керамические. Этим группам присвоены следующие цифры: 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые ИС (7 – бескорпусные полупроводниковые ИС); 2, 4, 8 – гибридные; 3 – прочие ИС.

По функциональному назначению ИС подразделяются на подгруппы (например, усилители, генераторы, модуляторы) и виды (например, преобразователи напряжений, частоты, фазы).

Обозначение ИС состоит из четырех элементов. Первый элемент – это цифра, соответствующая конструктивно-технологической группе. Второй элемент – две-три цифры, характеризующие порядковый номер разработки серии ИС. Первые два элемента, состоящие из трех-четырех цифр, определяют полный номер серии ИС. Третий элемент (две буквы) соответствует подгруппе и виду ИС. Четвертый элемент, состоящий из одной или нескольких цифр, является порядковым номером разработки ИС в данной серии, в которой может быть несколько одинаковых по функциональному признаку ИС.

Существует несколько видов технологий изготовления ИС.

Полупроводниковая технология характеризуется тем, что как активные, так и пассивные элементы схем выполняют внутри объема кристалла полупроводника, который и является конструктивной основой ИС.

Основным полупроводниковым материалом является кремний. Он обладает рядом ценных свойств.

Из-за большей, чем у германия, ширины запрещенной зоны кремний позволяет получать активные элементы с меньшими обратными токами (можно

обеспечить высокотемпературный режим работы ИС до температур примерно 400 °С и создать микромощный режим). В обычном диапазоне рабочих токов (миллиамперы) можно считать, что кремниевые транзисторы обладают более высоким порогом отпирания, а это повышает помехоустойчивость.

Простота получения изолирующей поверхности достигается путем окисления исходной кремниевой пластины и образования пленки двуокиси кремния. Эта пленка используется в качестве маски при проведении диффузии в отдельных областях кристалла, а также для создания изоляции между отдельными элементами схемы.

Полупроводниковые ИС обеспечивают высокую степень интеграции.

Тонкопленочная технология: конструктивной основой ИС является изоляционная пластина, на которую наносят пленки из полупроводниковых, металлических и диэлектрических материалов.

Все пассивные элементы являются пленочными с улучшенными параметрами.

Пленочные активные элементы не находят применения из-за недостаточной стабильности их параметров.

Например, сопротивления пленочных резисторов являются более термостабильными, легко поддаются контролю, имеют достаточно широкий диапазон номиналов.

Тонкопленочные конденсаторы, в отличие от полупроводниковых, обладают более высоким пробивным напряжением, большей удельной емкостью, независимостью емкости от напряжения.

Совмещенная технология обладает преимуществами каждой из рассмотренных технологий и исключает свойственные им недостатки.

Конструктивной основой, как и в полупроводниковой технологии, является полупроводниковый кристалл, в объеме которого формируются все активные элементы – транзисторы, диоды. Пассивные элементы создаются методом вакуумного напыления пленок, как в тонкопленочной технологии. Изолирующие области получают путем использования пленок двуокиси кремния или с помощью p-n-переходов.

Недостаток: необходимость сочетания двух типов технологических процессов – диффузии примесей (для активных элементов) и напыления (для пассивных элементов) – удорожает изготовление ИС.

Совмещенная технология позволяет получить достаточно высокую степень интеграции и предоставляет возможность выбора параметров пассивных элементов в широких пределах.

Гибридная технология: пассивные элементы изготавливают методами пленочной технологии.

В2. ОУ как активный элемент схемотехники. Модели ОУ и представление их АЧХ и ФЧХ. Обеспечение устойчивости ОУ с цепью с ООС. Реальные параметры и идеализированные св-ва ОУ.

Свое название ОУ получил от способности выполнения различного рода операций (преобразований) с помощью пассивных цепей отрицательной обратной связи (ООС), определяющих с достаточной точностью передаточную функцию преобразования всего устройства, в наименьшей степени зависящую от собственных параметров усилителя.

Для современных интегральных ОУ характерны две структурные схемы

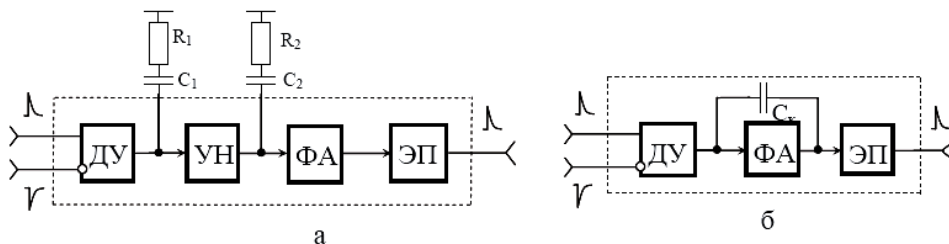


Рис. 1.1.1. Трёхкаскадная (а) и двухкаскадная (б) модели ОУ

(модели): трехкаскадная и двухкаскадная (рис. 1.1).

ДУ-Диф.усилитель; УН-ус-ль напряжения; ФА-формир-ль амплитуды; ЭП-эммит.повторитель.

Любой многокаскадный усилитель на высоких частотах можно представить в виде генератора сигнала КУвх, нагруженного на ряд эквивалентных

«интегрирующих» RC-цепей. Коли-

чество этих цепей соответствует числу независимых каскадов усиления, которые и определяют форму спада АЧХ в области верхних частот.

Коэффициент передачи по напряжению одного каскада с такой RC-цепью (рис. 1.2,а)

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega CR} = \frac{K}{1 + \frac{j\omega}{\omega_c}} = \frac{K}{1 + \frac{jf}{f_c}}, \quad \left(R = \frac{1}{\omega_c C} \right)$$

где ω_c – круговая частота среза, определяемая из условия равенства активного и реактивного сопротивлений RC-цепи на этой частоте

f_c – частота среза этой же цепи.

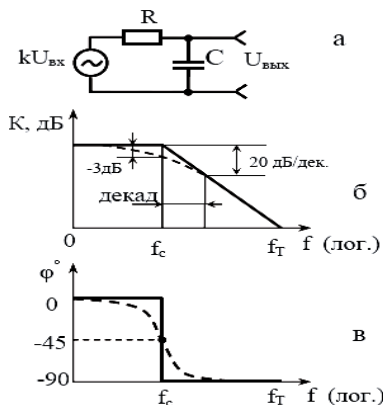


Рис. 1.2. Эквивалентная схема одного каскада ОУ (а) и его АЧХ (б) и ФЧХ (в)

АЧХ (рис. 1.2,б) дано

го каскада представляется в виде модуля коэффициента передачи (1.1)

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) определяется отношением мнимой (Im) и реальной (Re) составляющих комплексного коэффициента передачи (1.1)

$$|K(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \varphi = \arctg\left(-\frac{f}{f_c}\right).$$

необходимо обеспечить ФЧХ, с помощью, например, ООС определенной глубины (см. рис. 1.4).

Для исключения амплитудно-фазовых искажений в данной полосе частот

нужно обеспечить равномерную АЧХ и линей-

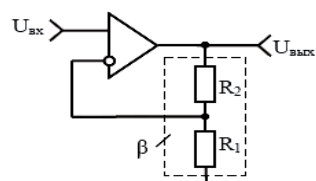


Рис. 1.4. ОУ с цепью ООС

На рис. 1.5 представлены в двойном логарифмическом масштабе АЧХ и в одинарном логарифмическом масштабе ФЧХ трехкаскадного ОУ с замкнутой цепью ООС. Коэффициент передачи ОУ с ООС (см. рис. 1.4).

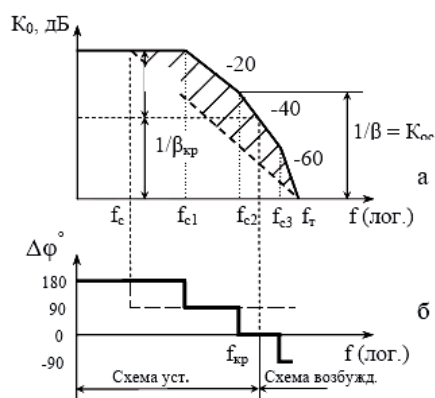


Рис.1.5. Логарифмические АЧХ (а) и ФЧХ (б) трёхкаскадного ОУ с цепью ООС

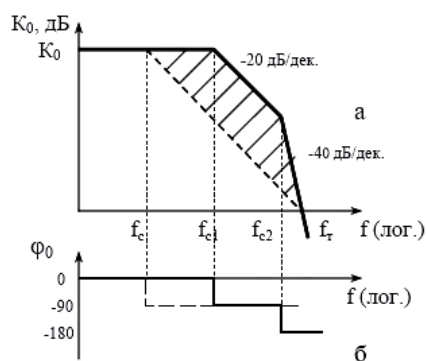


Рис.1.6. Логарифмические АЧХ (а) и ФЧХ (б) двухкаскадной модели ОУ

$$K_{ос} = \frac{K_o}{F} = \frac{K_o}{1 + \beta K_o} \Big|_{\beta K_o \gg 1} = \frac{1}{\beta},$$

где K_o и F – коэффициент передачи ОУ на постоянном токе и глубина ООС; β – коэффициент передачи цепи ООС; βK_o – петлевое усиление, определяемое при разомкнутой цепи ООС.

Введение ООС расширяет полосу пропускания и линеаризует реальную ФЧХ, однако при этом возникает опасность самовозбуждения ОУ на верхних частотах, если линия $1/\beta$ пересекает участки спада АЧХ (рис. 1.5,а), скорость которых составляет –40 или –60 дБ/дек. За некоторой критической частотой $f_{кр}$ сдвиг фазы вы-

ходного сигнала относительно входного достигает -180° или превышает эту величину.

Отсюда вытекает основное требование обеспечения устойчивости.

Прямая, соответствующая коэффициенту передачи ОУ с ООС (1.5), должна

обязательно пересекать участок АЧХ с наклоном –20 дБ/дек. Это обеспечивает максимальный запас фазы по цепи ООС до самовозбуждения, равный $+90^\circ$ на второй частоте среза f_{c2} . На частоте $f_{кр}$ этот запас отсутствует.

Частота среза оптимально скорректированной АЧХ (см. рис. 1.5,а), определяемая в соответствии с соотношением

$$f_c = \frac{f_T}{K_o},$$

Параметры реальных и идеальных ОУ

№ п/п	Параметры	Реальные ОУ	Идеальные ОУ
1	Усилительные K_o , тыс.	Десятки–сотни	∞
2	Входные сопротивления $R_{вх.д.}$, $R_{вх.с.}$, кОм	Десятки–тысячи	∞
3	Выходное сопротивление $R_{вых.}$, Ом	Десятки–сотни	0
4	Частотные f_T , МГц	Единицы–десятки	∞
5	Временные $t_{уст.}$, нс	Десятки–тысячи	0
6	Скоростные, v , В/мкс	Единицы–сотни	∞
7	Дрейфовые: $U_{см.о.}$, мВ $TK_{U_{см.о.}}$, мкВ/°С	Сотые доли–десятки Единицы–десятки	0 0

В3. Основные ОС. Инвертирующая ОС: оценка точности и реализация на ее основе сумматора сигналов и ПТН.

Для инвертирующей ОС, эквивалентная схема которой с учётом внутренней структуры ОУ (см. рис. 1.7) представлена на рис. 1.21, можем записать:

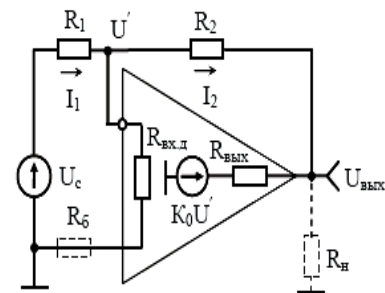


Рис.1.21. Эквивалентная инвертирующая ОС

$$\frac{U_c - U'}{R_1} = \frac{U'}{R_{\text{вх.д}}} + \frac{U' - U_{\text{вых}}}{R_2}, \quad (1.23)$$

где U' – разность потенциалов между выходами ОУ, которая с учётом пренебрежения в первом приближении выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ ОУ принимается равной отношению выходного напряжения ОУ $U_{\text{вых}}$ к его коэффициенту передачи K_0 :

$$U' = -\frac{U_{\text{вых}}}{K_0}$$

Решая совместно (1.23) и (1.24), получаем коэффициент передачи $K_{\text{и}}$ инвертирующей ОС где $F_{\text{и}}$ – глубина ООС инвертирующей ОС по коэффициенту передачи;

$$K_{\text{и}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_{\text{вх.д}}} \right)} = \frac{-K_0}{1 + R_1 \left(\frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_{\text{вх.д}}} \right)} = \frac{-K_0}{F_{\text{и}}}, \quad (1.25)$$

Коэффициент передачи (1.25) для идеального ОУ раздельно по параметрам

$$F_{\text{и}} = \frac{-K_0}{K_{\text{и}}} = 1 + R_1 \left(\frac{K_0 + 1}{R_2} + \frac{1}{R_{\text{вх.д}}} \right) \Big|_{R_{\text{вх.д}} \geq R_1} = 1 + \frac{R_1}{R_2} (K_0 + 1). \quad (1.26)$$

$K_0 \rightarrow \infty$ и $R_{\text{вх.д}} \rightarrow \infty$ приобретает вид

$$K_{\text{и}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (1.27)$$

$$K_{\text{и}} \Big|_{R_{\text{вх.д}} \rightarrow \infty} = -\frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_2} (K_0 + 1)}$$

Для оценки входного сопротивления инвертирующей ОС воспользуемся законом Ома и запишем с учетом (1.24) соотношение

$$R_{\text{вх.и}} = \frac{U_c}{I_1} = \frac{R_1}{1 - \frac{U'}{U_c}} = \frac{R_1}{1 + \frac{U_{\text{вых}}}{K_0 U_c}} = \frac{R_1}{1 + \frac{K_{\text{и}}}{K_0}} = \frac{R_1}{1 - \frac{1}{F_{\text{и}}}}. \quad (1.31)$$

При идеальном ОУ по коэффициенту передачи ($K_0 \rightarrow \infty$) входное сопротивление (1.33)

$$R_{\text{вх.и}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = R_1. \quad (1.33)$$

Сумматор сигналов на основе инвертирующей ОС реализуется по схеме, представленной на рис. 1.23,а.

Токи I_1, I_2, \dots, I_n от источников сигналов $U_{c1}, U_{c2}, \dots, U_{cn}$, суммируясь в точке суммирования Σ (см. рис. 1.23,а), образуют ток I (в соответствии с первым правилом полагаем, что ток во входную цепь идеального ОУ не ответвляется), поэтому выходное напряжение сумматора

При условии $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ напряжение (1.48) с точностью до фазы равно сумме входных сигналов, что и определило название данной схемы.

$$U_{\text{вых}} = IR = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n)R = -\left(\frac{U_{c1}}{R_1} + \frac{U_{c2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{cn}}{R_n} \right) R. \quad (1.48)$$

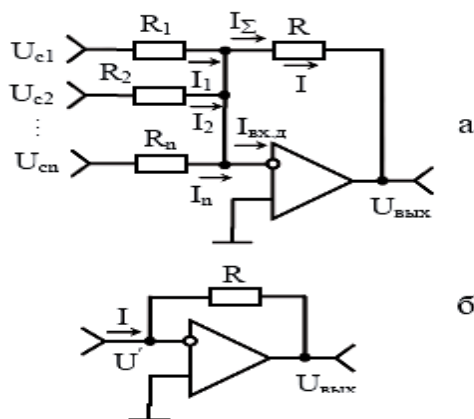
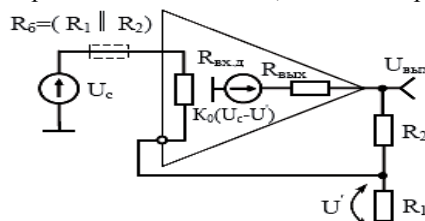


Рис.1.23. Схемы инвертирующего многовходного сумматора (а) и преобразователя тока в напряжение (б)

В4. Неинвертирующая ОС: оценка точности и реализация на ее основе повторителя сигналов(трансформатора сопротивлений).

Используя принцип суперпозиции и пренебрегая влиянием выходного сопротивления $R_{\text{вых}} \text{ ОУ}$, для неинвертирующей ОС, представленной на рис. 1.24, можно записать



$$U_c - \left(\frac{U_c R_1 \| R_2}{R_{\text{вх.д}} + R_1 \| R_2} + \frac{U_{\text{вых}} R_1 \| R_{\text{вх.д}}}{R_2 + R_1 \| R_{\text{вх.д}}} \right) = \frac{U_{\text{вых}}}{K_0}. \quad (1.53)$$

Решая уравнение (1.53), получаем коэффициент передачи неинвертирующей ОС

Рис.1.24. Эквивалентная неинвертирующая ОС

$$K_H = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_2}{R_{\text{вх.д}}} + K_0 \right)} = \frac{K_0}{F_H}, \quad (1.54)$$

где F_H – глубина ООС неинвертирующей ОС;

$$F_H = \frac{K_0}{K_H} = \left[1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_2}{R_{\text{вх.д}}} + K_0 \right) \right] \Big|_{R_{\text{вх.д}} \gg R_1 \| R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0. \quad (1.55)$$

Для идеального ОУ коэффициент передачи (1.54) отдельно по параметрам $K_0 \rightarrow \infty$ и $R_{\text{вх.д}} \rightarrow \infty$ принимает вид

$$K_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.56)$$

Входное сопротивление неинвертирующей ОС (см. рис. 1.24) с учетом закона Ома и соотношения (1.55)

$$K_H \Big|_{R_{\text{вх.д}} \rightarrow \infty} = \frac{K_0}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0}. \quad (1.57) \quad R_{\text{вх.д}} = \frac{U_c R_{\text{вх.д}}}{U_c - U'} = \frac{R_{\text{вх.д}}}{\frac{U_{\text{вых}}}{K_0 U_c}} = R_{\text{вх.д}} F_H = R_{\text{вх.д}} \left(1 + \frac{R_1 K_0}{R_1 + R_2} \right) + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.60)$$

При условии $R_{\text{вх.д}} \gg R_1 R_2$ входное сопротивление (1.60) приобретает удобный для практического исследования вид

$$R_{\text{вх.д}} \Big|_{R_{\text{вх.д}} \gg R_1 \| R_2} = R_{\text{вх.д}} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0 \right). \quad (1.61)$$

Реализация повторителя сигналов (трансформатора сопротивлений).

Частным случаем использования неинвертирующей ОС является посредственное соединение выхода ОУ с инвертирующим входом, образующее повторитель напряжения (рис. 1.25,а), при котором коэффициент передачи по петле ООС $\beta = 1$, а глубина (1.55) $F_H = 1 + K_0$. Точность установки единичного коэффициента передачи повторителя в этом случае гарантируется запасом K_0 (1.54):

$$K_H = \frac{K_0}{1 + K_0}. \quad (1.65)$$

Входное сопротивление повторителя напряжения, как следует из (1.60),

$$R_{\text{вх.п}} = R_{\text{вх.д}} (1 + K_0) \quad (1.66)$$

исключительно велико, а выходное (1.63), (1.39) – чрезвычайно мало.

$$R_{\text{вых.п}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + K_0} \quad (1.67)$$

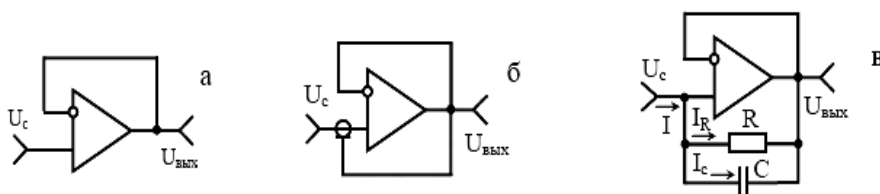
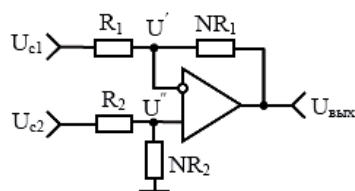


Рис.1.25. Схемы повторителей напряжения

В5. Дифференциальная ОС: оценка точности и реализация на ее основе вычитающего и сравнивающего устройств.
Дифференциальная ОС (рис. 1.26) по существу представляет собой комбинацию инвертирующей и неинвертирующей ОС.



С учетом отмеченного, используя принцип суперпозиции для дифференциальной ОС, изображенной на рис. 1.26 уже без представления внутренней структуры ОУ, но с нормированными величинами номиналов резисторов в виде произвольного числа N , можем записать:

Рис.1.26. Дифференциальная ОС

$$\frac{U_{C2}NR_2}{NR_2+R_2} - \left(\frac{U_{C1}NR_1}{NR_1+R_1} + \frac{U_{ВЫХ}R_1}{NR_1+R_1} \right) = \frac{U_{ВЫХ}}{K_0}.$$

(1.71) Из уравнения (1.71) находим выходное напряжение дифференциальной ОС

$$U_{ВЫХ} = \frac{N(U_{C2} - U_{C1})}{1 + \frac{N+1}{K_0}}.$$

(1.72) При устремлении в бесконечность коэффициента передачи ОУ или выполнении условия $K_0 \gg (N+1)$ выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = N(U_{C2} - U_{C1}).$$

(1.73) Входное сопротивление по первому входу дифференциальной ОС при условии $R_{ВХ.Д} \gg R_2 NR_2$, что равносильно

$$R_{ВХ.Д} \gg \frac{NR_2}{N+1},$$

(1.75) соответствует входному сопротивлению инвертирующей ОС (1.32), которое применительно к данному случаю приобретает вид

$$R_{ВХ.1} = R_1 \left(1 + \frac{N}{K_0 + 1} \right) \approx R_1.$$

(1.76) Входное сопротивление по второму входу рассматриваемой ОС определяется суммарным сопротивлением делителя на резисторах R_2 и NR_2 с учетом ничтожно малого шунтирующего влияния входного сопротивления

неинвертирующей ОС

$$R_{ВХ.2} = R_2 + NR_2 \parallel R_{ВХ.Н} \Big|_{R_{ВХ.Н} \gg NR_2} = (N+1)R_2,$$

$$(1.77) \quad \text{где} \quad R_{ВХ.Н} = R_{ВХ.Д} \left(1 + \frac{K_0}{N+1} \right). \quad (1.78)$$

Дифференциальная ОС может выполнять различные функции в зависимости от значения числа N (1.73). При $N=1$ или $N \neq \infty$ она реализует функцию вычитания двух сигналов или операцию масштабирования разности этих сигналов, а при $N = \infty$ – функцию сравнения данных сигналов. Устройство, реализующее последнюю операцию, получило название сравнивающего устройства или компаратора (рис. 1.27,а).

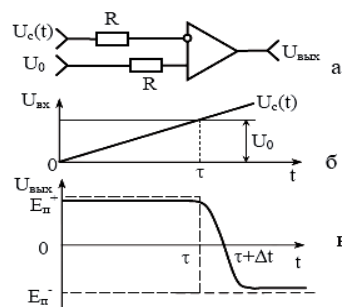


Рис.1.27. Дифференциальная ОС в режиме компаратора (а) и протекающие в ней процессы (б,в)

устройства или компаратора (рис. 1.27,а).

Если на один из входов подать постоянное, так называемое опорное напряжение U_0 , а на второй – линейно изменяющееся $U_c(t)$, то при достижении равенства $U_c(t) = U_0$ в момент времени $t = \tau$ (рис. 1.27,б) на выходе компаратора образуется перепад напряжения, соответствующий переходу выходного напряжения ОУ от уровня несколько меньше $+E_p$ до уровня чуть больше $-E_p$ (рис. 1.27,в). Реально этот переход происходит с некоторой задержкой Δt , определяемой временем перезаряда паразитных емкостей x_e

мы ОУ. Наклон линейной части переходной характеристики зависит от коэффициента передачи K_0 ОУ.

В6. Изолированный от общей шины ПН с оценкой его точности и основных параметров

Дифференциальный измерительный усилитель с высоким входным и низким выходным сопротивлениями, показанный на рис. 1.28, предназначен для преобразования разности потенциалов, образуемых как в заземленных, так и в незаземленных электрических цепях, в напряжение. Это весьма полезно для экспериментальных исследований МЭУ, так как данный ПН можно использовать в качестве составной части изолированного от корпуса вольтметра. Входные ОУ1 и ОУ2 в этой схеме представляют собой неинвертирующие ОС, а выходной ОУ3 – дифференциальную ОС с масштабным коэффициентом преобразования, в первом приближении равном N.

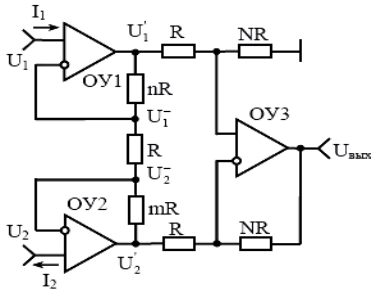


Рис.1.28. Электрометрический измерительный ПН (изолированный от корпуса вольтметр)

Для тока, протекающего по резисторам, включенным между выходами ОУ1 и ОУ2, можно записать

$$I^* = \frac{U_1' - U_1^-}{nR} = \frac{U_1^- - U_2^-}{R} = \frac{U_2^- - U_2'}{mR}, \quad (1.81)$$

где n и m - действительные числа.

Из (1.81) находим напряжения, действующие на выходах ОУ1 и ОУ2,

$$U_1' = (1+n)U_1^- - nU_2^-, \quad U_2' = (1+m)U_2^- - mU_1^- \text{ и их разность}$$

$$U_1' - U_2' = (1+n+m)(U_1^- - U_2^-). \quad (1.82)$$

Напряжения на инвертирующих входах ОУ1 и ОУ2 –

$$U_1^- \text{ и } U_2^- \text{ связаны с их входными и выходными напряжениями соотношениями}$$

ОУ1 и ОУ2 без ООС.

$$U_1 - U_1^- = U_1'/K_0, \quad U_2 - U_2^- = U_2'/K_0,$$

$$U_1^- - U_2^- = (U_1 - U_2) - \frac{U_1' - U_2'}{K_0},$$

Отсюда находим разность этих напряжений которую подставляем в (1.82)

$$U_1' - U_2' = (1+n+m) \left[(U_1 - U_2) - \frac{U_1' - U_2'}{K_0} \right] \text{ и полученное выражение преобразовываем к явному виду искомой разности напряжений}$$

$$U_1' - U_2' = \frac{(1+n+m)(U_1 - U_2)}{1 + \frac{1+n+m}{K_0}}.$$

(1.83)

Можно записать выходное напряжение дифференциальной ОС на ОУ3 и ПН в целом:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(U_1' - U_2')}{1 + \frac{N+1}{K_0}}.$$

(1.84)

Подставляя (1.83) в (1.84), получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(1+n+m)(U_1 - U_2)}{\left(1 + \frac{N+1}{K_0}\right) \left(1 + \frac{1+n+m}{K_0}\right)}. \quad (1.85)$$

При устремлении коэффициента передачи ОУ в бесконечность ($K_0 \rightarrow \infty$) или при выполнении условия $K_0 \gg (1+n+m)$ выходное напряжение ПН

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = N(1+n+m)(U_1 - U_2). \quad (1.86)$$

В7. Изолированный от общей шины ПТН с оценкой его точности и основных параметров

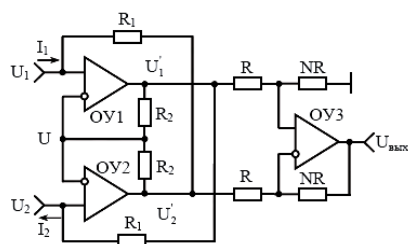


Рис. 1.29. Незаземлённый ПТН
(изолированный от корпуса амперметр)

Построить такой изолированный от корпуса ПТН (рис. 1.29) можно на основе рассмотренного в предыдущем подразделе электрометрического преобразователя (см. рис. 1.28), если в нём исключить резистор R, объединив инвертирующие входы ОУ1 и ОУ2, а токоизмерительный резистор, обычно включаемый между его входами, заменить двумя резисторами R1, с помощью которых создаётся ООС такого типа, что входное сопротивление уменьшается. При этом резисторы R2 (см. рис. 1.29) одинакового номинала создают местную ООС, с помощью которой на инвертирующих входах ОУ1 и ОУ2 устанавливается потенциал U, близкий к входным напряжениям U1 и U2, что определяет малую (в идеале стремящуюся к нулю) разность напряжений (U1 – U2) между входами преобразователя при протекании через них тока.

В данном ПТН втекающий ток $I_1 = (U_1 - U'_1)/R_1$ и вытекающий $I_2 = (U'_2 - U)R_1$

должны быть равными, что в соответствии с (1.88) позволяет определить протекающий по входным зажимам ток:

$$I = \frac{(U_1 - U_2) + (U'_1 - U'_2)}{2R_1}.$$

Напряжения на выходах ОУ1
(1.92) $U'_1 = (U_1 - U)K_0$ и ОУ2 $U'_2 = (U_2 - U)K_0$
а их разность

$$U'_1 - U'_2 = (U_1 - U_2)K_0.$$

(1.93) Внутреннее (входное) сопротивление ПТН с учётом (1.92) и (1.93)

$$R_i = \frac{U_1 - U_2}{I} = \frac{2R_1}{1 + (U'_1 - U'_2)/(U_1 - U_2)} = \frac{2R_1}{K_0 + 1}.$$

(1.94) Выходное напряжение ПТН в целом с учётом (1.84),
(1.93) и (1.94) пропорционально преобразуемому току:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{N(U'_1 - U'_2)}{1 + \frac{N+1}{K_0}} = \frac{NK_0(U_1 - U_2)}{1 + \frac{N+1}{K_0}} = \frac{2NR_1I}{\left(1 + \frac{1}{K_0}\right)\left(1 + \frac{N+1}{K_0}\right)}. \quad (1.95)$$

При $K_0 \rightarrow \infty$ или $K_0 \gg (N+1)$ выходное напряжение (1.95)

$$U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \gg (N+1)} = 2NR_1I. \quad (1.96)$$

Выходное сопротивление ПТН $R_{\text{ВЫХ.ПТН}}$ определяется тем же соотношением (1.90), что и для ПН ($R_{\text{ВЫХ.ПТН}} = R_{\text{ВЫХ.ПН}}$).

$$R_{\text{ВЫХ.ПН}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{K_0}{1+N}}. \quad (1.90)$$

В11. Экстрематоры функций(однополярные и двухполярные)на основе ОУ.Оценка точности формирования экстремума

Экстрематоры предназначены для регистрации момента изменения знака производной исследуемой функциональной зависимости и находят широкое применение в различных областях техники.

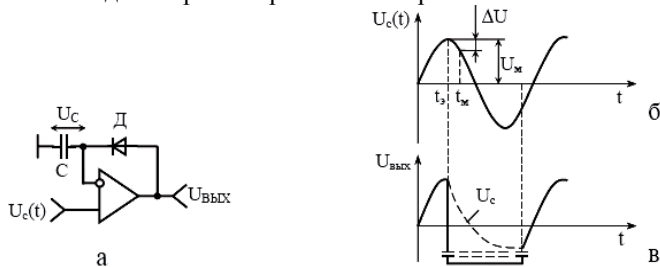


Рис.1.44. Схема однополярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в), описывающие его работу

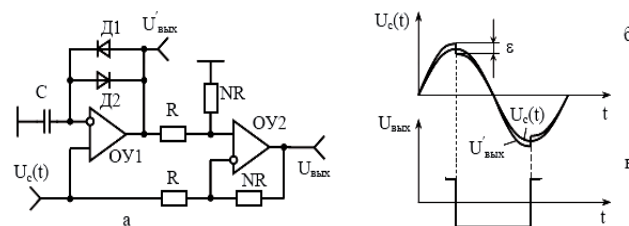


Рис.1.45. Схема двухполярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в) в этой схеме

При возрастании напряжения $U_C(t)$ (рис. 1.44,б) ОУ работает в режиме повторителя, так как рабочая точка диода смещена на прямую ветвь вольт-амперной характеристики (ВАХ), где дифференциальное сопротивление R_D и, следовательно, постоянная времени заряда конденсатора $\tau_3 = R_D C$ малы, при этом напряжение на конденсаторе U_C успевает следить за изменением входного и $U_C = U_C(t)$.

При достижении максимума амплитуды, т.е. при изменении знака производной входного сигнала, сохраняемый конденсатором C накопленный потенциал и убывающий входной сигнал обеспечивают появление разности напряжений между входами ОУ и, следовательно, запирающего напряжения на

диоде, что разрывает цепь ООС и переводит ОУ в режим компаратора, при котором его коэффициент усиления скачком возрастает до максимального значения с образованием резкого перепада выходного напряжения отрицательной полярности (рис. 1.44,в).

Конденсатор постепенно разряжается с постоянной времени τ_p

При малейшем превышении входным сигналом изменяющегося по экспоненте потенциала конденсатора U_C (штриховая линия на рис. 1.44, в) схема возвращается в исходное состояние, ормируя положительный перепад напряжения на выходе ОУ.

В схеме двухполярного экстрематора (рис. 1.45,а) напряжение на конденсаторе C сравнивается с входным при максимальном усилении ОУ1, равном K_0 . При смене знака производной сигнала $U_C(t)$ на выходе ОУ1 формируются перепады напряжения ε (рис. 1.45, б), соответствующие порогам проводимости диодов D_1 и D_2 , при этом коэффициент передачи ОУ1

$$K = \begin{cases} 1 & \text{при } \pm \Delta U K_0 > \varepsilon, \\ K_0 & \text{при } \pm \Delta U K_0 < \varepsilon, \end{cases}$$

где ΔU - разность напряжений между входами ОУ.

В общем случае относительную погрешность в определении кстремума можно оценить по формуле

$$\delta = \frac{t_M - t_{\text{Э}}}{t}, \quad (1.221)$$

где t_M и $t_{\text{Э}}$ - интервалы времени, соответствующие получаемому и истинному моментам экстремума; t - анализируемый интервал времени исследуемого сигнала, обычно принимаемый равным периоду.

В12.

В13 *Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное на основе ОУ. Сущность линейаризации амплитудной характеристики. Критерий малости преобразуемого напряжения. Формирователи модуля. ПН амплитудных значений. Пиковые детекторы.*

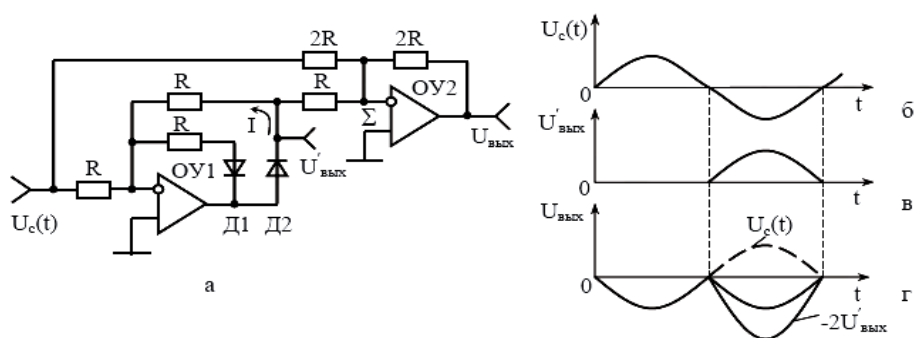


Рис.1.46. Линейный преобразователь переменного напряжения (формирователь модуля) (а) и диаграммы напряжений (б–г), поясняющие принцип его работы

Сущность линейаризации амплитудной характеристики состоит в

том, что в схеме однополупериодного ПН, собранного на ОУ1 (рис. 1.46,а), по нелинейной цепи, состоящей из диода Д2 и резистора R, независимо от ее сопротивления протекает стабильный ток I (см. схему ГСТ на рис. 1.30), мгновенное значение уровня которого пропорционально мгновенной амплитуде входного сигнала $U_c(t)$. В связи с этим выходное напряжение $U'_{вых}$ (рис. 1.46,в), снимаемое с линейного элемента R, с точностью до фазы повторяет тот полупериод входного сигнала (рис. 1.46,б), для которого диод оказывается открытым.

В данном случае отрицательный полупериод сигнала $U_c(t)$ после инвертирования в ОУ1 превращается в положительный и открывает диод Д2. Для другого полупериода Д2 закрыт. Диод Д1 выполняет вспомогательную функцию защиты от перегрузок ОУ1 положительными сигналами и триггерного эффекта, связанного с перезарядом емкостей схемы ОУ.

На основе ОУ можно построить эффективные схемы ПН амплитудных значений (рис. 1.48),

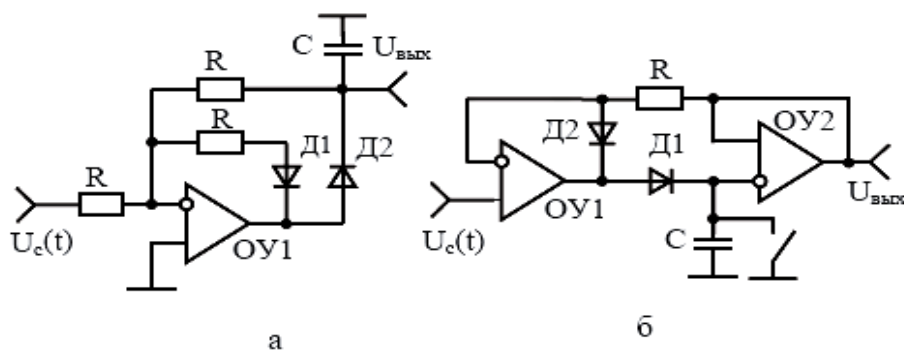


Рис.1.48. ПН амплитудных значений (пиковые детекторы) с нормальной (а) и повышенной (б) постоянной времени разряда

B14.

B15 Электронно-управляемые масштабные ПН на основе ОУ. ПН с линейным и экспоненциальным управлением и электронным переключением полярности коэффициента передачи.

Электронно-управляемые МП реализуются на основе инвертирующей или неинвертирующей ОС с заменой в них резистора R1 на электронноуправляемую проводимость канала ПТ, аппроксимируемую в первом приближении линейной функцией

$$G(U_{зи}) = G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (1.232)$$

где $G_{\text{макс}}$ и $U_{зи.отс}$ – максимальная проводимость канала, соответствующая напряжению между затвором и истоком $U_{зи}=0$, и напряжение отсечки ПТ.

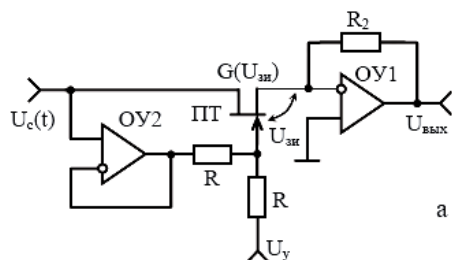


Рис.1.49. Электронно-управляемые МП с линейным управлением коэффициента передачи

Для МП (см. рис. 1.49,а), реализованного по инвертирующей ОС, на основании (1.27), так как неидеальность ОУ практически не сказывается на показателях анализируемых схем, с учетом (1.232) и связи управляющего напряжения U_y с напряжением $U_{зи}$,

$$U_{зи} = \frac{U_y R}{R + R} = \frac{U_y}{2}, \quad (1.233)$$

можем записать:

$$K_H(U_y) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c(t)} = -R_2 G(U_{зи}) = -R_2 G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_y}{2U_{зи.отс}} \right). \quad (1.234)$$

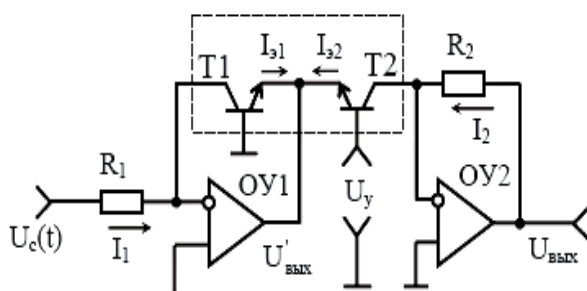


Рис.1.51. МП с экспоненциальным управлением

B16.

B17. Мостовой усилитель как преобразователь приращений сопротивлений (проводимостей) в напряжение. Циркулятор сигналов. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение на основе ОУ.

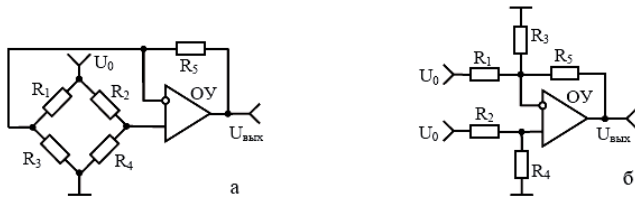


Рис.1.53. Варианты представления схемы мостового усилителя

Для анализа мостового усилителя, изображенного на рис. 1.53,а, целесообразно представить его в виде усилителя с двумя входами (рис. 1.53,б), на которые подано одно и то же опорное напряжение U_0 . Тогда, используя принцип суперпозиции и свойства инвертирующей и неинвертирующей ОС, можно сразу записать выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = U_0 \left[\frac{1}{N} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} \right) - \frac{R_5}{R_1} \right], \quad (1.274)$$

где

$$N = 1 + \frac{R_2}{R_4}. \quad (1.275)$$

При балансе моста ($U_{\text{вых}}=0$) должно выполняться вытекающее из (1.274) условие

$$1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} - \frac{R_5}{R_1} = 0,$$

или

$$1 + \frac{R_5}{R_3} = \frac{R_5}{R_1} (N - 1). \quad (1.276)$$

Под циркулятором [от лат. circu(m)lator – носящий кругом, обносящий] понимают многополюсное устройство для направленной (невзаимной) передачи сигналов от одного полюса к другому (строго определенному) полюсу в соответствии с порядком их чередования (по направлению стрелки, обозначенной на рис. 1.54,а).

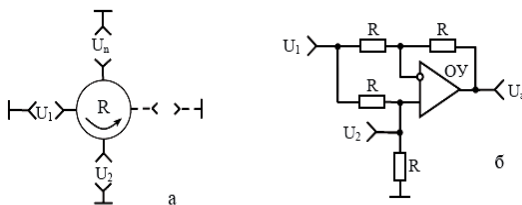


Рис.1.54. Условное обозначение циркулятора сигналов (а) и одно его звено (б)

Принцип действия циркулятора, реализуемого на основе ОУ, рассмотрим на примере одного его звена (рис. 1.54,б), представляющего собой дифференциальную ОС (см. рис. 1.26), в которой масштабный коэффициент $N = 1$ (все резисторы R одинакового номинала) и входы объединены.

При подаче на вход схемы (первый полюс) сигнала U_1 на неинвертирующем входе ОУ (второй полюс) появляется напряжение

$$U_2 = U_1 \frac{R}{R + R} = \frac{U_1}{2}. \quad (1.285)$$

На выходе же ОУ (третий полюс) напряжение $U_3 = 0$, так как разностный сигнал на входе дифференциальной ОС отсутствует – там действует синфазный сигнал U_1 . Таким образом, осуществляется передача сигнала только с первого на второй полюс

циркулятора.

Если на второй полюс подать напряжение U_2 от внешнего источника и закоротить на общую шину первый полюс ($U_1 = 0$), то на третьем полюсе образуется напряжение

$$U_3 = U_2 \left(1 + \frac{R}{R} \right) = 2U_2. \quad (1.286)$$

B2-2.

В3. Типы ОУ и их отличительные особенности. Меры предосторожности и полезные советы при использовании ОУ.
Существующие ОУ условно могут быть разделены на несколько групп.

Стандартные ОУ, или ОУ общего применения позволяют реализовать РЭА с результирующей погрешностью на уровне примерно $\pm 1\%$. К

таким ОУ можно отнести.

Прецизионные (измерительные) ОУ отличаются высоким значением коэффициента передачи на постоянном токе K_0 (несколько сотен тысяч), малыми величинами дрейфовых параметров, повышенными значениями ООВП и ООСС на уровне – (80...120)дБ и т.д. Позволяют реализовать РЭА с погрешностью около $\pm 0,1\%$.

Быстродействующие, или сверхскоростные, ОУ характеризуются высоким значением скорости нарастания выходного напряжения u (несколько десятков или сотен вольт за микросекунду), достаточно большой частотой единичного усиления f_t и предназначены для построения широкополосных устройств и аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Широкополосные ОУ типа с внутренней коррекцией АЧХ отличаются высоким входным сопротивлением ($R_{вх.д} = 1000$ МОм) и повышенным быстродействием ($u > 20$ В/мкс), частотой единичного усиления $f_t > 15$ МГц.

Микроомные ОУ отличаются существенным снижением потребляемой мощности от источника питания.

Многоканальные ОУ содержат в одном корпусе от двух до шести одинаковых ОУ. Предназначаются для использования в активных фильтрах, сумматорах, интеграторах, а также в системах сбора данных (ССД), АЦП и других устройствах.

Мощные ОУ отличаются повышенной выходной мощностью и предназначены в основном для устройств автоматического управления.

Гибридные ОУ, позволяющие использовать отобранные биполярные и полевые структуры, высококачественные, малошумящие и высоковольтные активные приборы, могут быть реализованы с весьма высокими техническими характеристиками.

Меры предосторожности

1. Любой эксперимент, связанный с использованием ОУ и других ИС, следует начинать с организации рабочего места. Положите на стол размером по-больше свободного поля рабочего места лист фольгированного текстолита или гетинакса, обращенный фольгой вниз, и соедините путем пайки заземляющим проводом токопроводящий его слой с общей шиной заземления и общим проводом источника питания, который будет выполнять роль экрана.
2. Размещать измерительные приборы на рабочем столе следует так, чтобы осциллограф и цифровой вольтметр постоянного тока находились слева, генератор сигналов спереди, а источник напряжения питания и вольтметр переменного тока справа.
3. Питание всех измерительных приборов, корпуса которых соединяются с общей шиной заземления, должно осуществляться от одной фазы сети переменного тока, что уменьшает возможность появления различного рода помех.
4. Питание ОС должно производиться от совершенного источника напряжения питания.
6. Проектируя печатную плату, рекомендуется высокочувствительные входы ОУ охватывать кольцом, которое следует соединить с общей шиной или, что лучше, с выходом повторителя сигнала.

В18. ПС: основные св-ва, параметры и типы. Реализация математических операций(умножения, деления, возведения в квадрат, извлечения квадратного корня) на основе ОУ

Перемножитель сигналов – это устройство, предназначенное для получения аналогового выходного сигнала, пропорционального произведению

двух входных величин – U_x и U_y :

$$U_z = k U_x U_y, \quad (2.1)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Если полярность выходного напряжения определяется в соответствии с выражением (2.1) и с учетом полярности входных сигналов, которые могут быть как положительными, так и отрицательными, то такой ПС называется

четырёхквadrантным.

Для описания характеристик неидеального ПС необходимо иметь ряд частных коэффициентов усиления и сигналов смещения:

$$U'_z = k U_x U_y + k_x U_x + k_y U_y + k_o, \quad (2.2)$$

где k_o , k_x и k_y – константы, определяющие начальное смещение и смещения, зависящие от величины сигналов U_x и U_y .

Основные параметры четырёхквadrантных ПС: погрешность перемножения сигналов, полоса пропускания, температурный дрейф.

Погрешностью перемножения сигналов называют максимальную величину отклонения фактической величины выходного напряжения ПС от расчетного значения, получаемого в соответствии с выражением (2.1), для любого сочетания входных величин U_x и U_y во всем ДД устройства.

Полоса пропускания определяется, как и для ОУ, по уровню –3 дБ.

Температурный дрейф оценивается изменением коэффициентов k и k_o под действием температуры и выражается в мВ/°С для k_o и в %/°С – для k .

Операция умножения двух сигналов реализуется при использовании ПС (рис. 2.1) по прямому назначению путем подачи на один из его входов напряжения U_x , а на второй U_y . Выходное напряжение U_z при этом соответствует выражению (2.1).

Возведение в квадрат производится при подаче на оба входа ПС (рис. 2.2) одного из входных напряжений, например U_x . Выходное напряжение приобретает вид $U_z = k U_x^2$

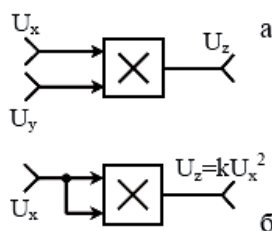


Рис.2.1. ПС в режиме умножения (а) и возведения в квадрат (б)

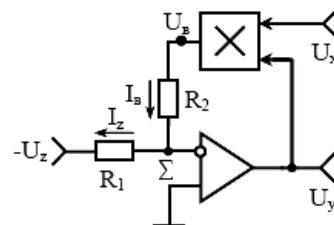


Рис.2.2. Делитель аналоговых сигналов на ПС и ОУ

В19. БМ и реализация на их основе амплитудного модулятора, синхронного амплитудного, фазового и частотного демодуляторов.

Балансные модуляторы (БМ), предназначенные для работы в широкой полосе частот (десятки-сотни мегагерц) при относительно малых уровнях входных сигналов (примерно до 0,5 В).

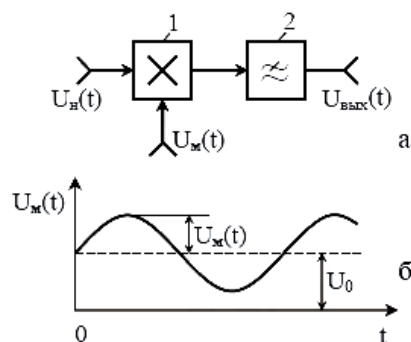


Рис.2.6. БМ с ФНЧ (а) и форма модулирующего сигнала с постоянной составляющей (б)

Рис.2.7. Фазовый демодулятор

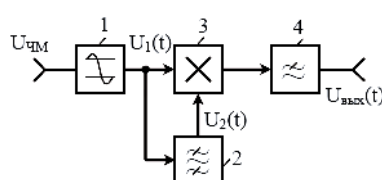


Рис.2.8. Частотный демодулятор

Если на модулирующий вход БМ 1 (см. рис. 2.6,а) подать сигнал с постоянной составляющей (рис. 2.6,б)

$$U_M(t) = U_0 + U_M \cos \Omega t = U_0 (1 + m \cos \Omega t), \quad (2.19)$$

где U_0 – напряжение постоянной составляющей; U_M и Ω – амплитуда и частота модулирующего напряжения; $m = U_M/U_0$ – глубина модуляции, с сохранением сигнала на входе несущей, то на выходе ФНЧ 2 в соответствии с выражением (2.18) будет получен сигнал с амплитудной модуляцией (АМ).

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{м0}} \left[\cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right], \quad (2.20)$$

где $U_{\text{м0}} = 2/\pi K_1 U_0 U_{\text{н}}$

При использовании БМ в режиме фазовой демодуляции (рис. 2.7) на входы БМ 1 подают напряжения одной и той же частоты, но со сдвигом фаз на угол ϕ . Пусть один из сигналов будет $U_{\text{с1}}(t) = U_{\text{м1}} \cos \omega_0 t$, а второй – $U_{\text{с2}}(t) = U_{\text{м2}} \cos(\omega_0 t + \phi)$, тогда в соответствии с (2.15) на выходе БМ 1 получим:

$$U_{\text{БМ}}(t) = \frac{k U_{\text{м1}} U_{\text{м2}}}{2} [\cos(2\omega_0 t + \phi) + \cos \phi]. \quad (2.21)$$

Если с помощью ФНЧ 2 отфильтровать составляющую с удвоенной частотой, то на выходе ФД получим постоянное напряжение, пропорциональное косинусу угла ϕ :

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{K_1 U_{\text{м1}} U_{\text{м2}}}{2} \cos \phi. \quad (2.22)$$

B20.**B21. Методы реализации ПС. Реализация ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов, изменение проводимости канала ПТ и использование времяамплитудного преобразования.**

Основными методами, используемыми при реализации ПС, являются следующие:

1. Методы, основанные на изменении крутизны S или проводимости G усилительных элементов, которые наиболее приемлемы для реализации в виде ПИС на базе ДУ.
2. Методы, основанные на логарифмировании и антилогарифмировании сигналов, позволяющие получить широкий ДД перемножения.
3. Методы, основанные на использовании время амплитудного преобразования сигналов, которые работают на относительно низких частотах. Реализация аналогового ПС, основанного на использовании операций логарифмирования и антилогарифмирования сигналов, представлена на рис. 2.14.

Напряжение на эмиттерном переходе

$$U_{\bar{6}3} = \varphi_T \ln \frac{I_3}{I_{30}} = M \lg \frac{I_3}{I_{30}}, \quad (2.31)$$

$M \approx 60 \text{ мВ}$.

В логарифмическом усилителе канала преобразователя напряжения U_{c1}

ток эмиттера БТ1 соответствует току I_1 , протекающему через резистор R_1 под воздействием анализируемого сигнала:

$$-I_{31} = I_1 = \frac{U_{c1}}{R_1}, \quad (2.32) \quad \text{а выходное напряжение ОУ1 в этом же канале соответствует напряжению } U_{\bar{6}3.1} \text{ (2.31), причем с учетом полярности включения БТ1 оно имеет отрицательный знак:}$$

$$U_{\text{ВЫХ.1}} = -U_{\bar{6}31} = -M \lg \frac{-I_{31}}{I_{30}} = -M \lg \frac{U_{c1}}{R_1 I_{30}} \approx -M \lg U_{c1}. \quad (2.33)$$

Выходное напряжение ОУ2 для канала преобразования напряжения U_{c2} можем записать по аналогии с выражениями (2.33) и (2.32)

$$U_{\text{ВЫХ.2}} = -M \lg U_{c2}. \quad (2.34) \quad \text{Напряжение на выходе инвертирующего сумматора, построенного ОУ3 с одинаковыми по номиналу резисторами в цепи ООС, с учетом соотношений (2.33) и (2.34) приобретает вид}$$

$$U_{\text{ВЫХ}\Sigma} = M \lg U_{c1} + M \lg U_{c2} = M \lg U_{c1} U_{c2}. \quad (2.35)$$

В антилогарифмирующем усилителе, выполненном на ОУ4 (см. рис.

2.14), осуществляется обратное преобразование сигналов также с помощью

ВАХ эмиттерного перехода БТ3. Так как на основании уравнения (2.31)

$$I_{33} = I_{30} 10^{U_{\bar{6}33}/M}, \quad (2.36)$$

а напряжение на БТ3 соответствует выходному напряжению (2.35) сумматора

$$U_{\bar{6}33} = M \lg U_{c1} U_{c2},$$

то выходное напряжение ПС в целом, образуемое на резисторе обратной связи R_{oc} при протекании тока эмиттера БТ3 (2.36),

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{oc} R_{oc} = -I_{33} R_{oc} 10^{\lg U_{c1} U_{c2}} = -I_{33} R_{oc} U_{c1} U_{c2}. \quad (2.37)$$

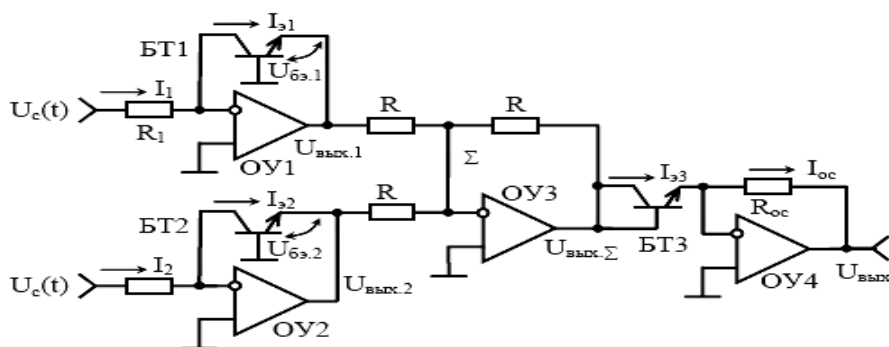


Рис.2.14. Аналоговый ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов

B22.

B23.

ИС для взаимного преобразования аналоговой и цифровой информации. Системы сбора и распределения данных. Интегральные компараторы сигналов: основные параметры и их применение. Мультиплексоры и демультиплексоры.

Рис. 3.1. Вариант структурной схемы системы сбора данных

Простейшей ССД последовательного типа (рис. 3.1) включает мультиплексор 1, УВХ 2, АЦП 3 и программное устройство 4. Получаемый цифровой код вводится в ЭВМ 5. После обработки цифровых сигналов в ЭВМ необходимо вернуть результат обработки в привычную аналоговую форму и затем раздать информацию потребителю. Данная операция осуществляется с помощью системы распределения данных, в состав которой обычно входят последовательно соединенные ЦАП и демультиплексор, которые управляются программным устройством. Демультиплексор представляет собой многоканальный коммутатор, распределяющий по определенной программе входные сигналы на ряд своих выходов, и, по существу, реализующий обратную функцию, выполняемую мультиплексором.

Компараторы сигналов

Дифференциальные компараторы сигналов – это специализированные ОУ с дифференциальным входом и одиночным или парафазным цифровым выходом. Входной каскад компаратора работает в линейном режиме, а выходной – в нелинейном (релейном) режиме. На выходе компаратора формируются сигналы: «1», если разность входных сигналов меньше (больше) напряжения срабатывания компаратора, или «0», если эта разность превышает (не превышает) порога срабатывания.

Формируемый перепад напряжений на выходе компаратора обычно достаточен для управления цифровыми ИС. Таким образом, компаратор является простейшей аналого-цифровой ИС с выходным сигналом 1 бит. Основные параметры компараторов: чувствительность, определяемая погрешностью, с которой компаратор может различать анализируемый и опорный сигналы; быстродействие или скорость отклика, характеризующие задержкой срабатывания и временем нарастания выходного сигнала; нагрузочная способность, мерой которой является число одновременно подключаемых входов цифровых ИС, не нарушающее функционирование компаратора. На рис. 3.3,а показано включение двойного дифференциального компаратора К554СА1 по схеме селектора амплитуды. В этой ИС выходы двух отдельных компараторов совмещены по логике ИЛИ на эмиттерных повторителях. В связи с этим при подаче на входы данного компаратора двух опорных напряжений U_{01} и U_{02} и линейно изменяющего напряжения $U_c(t)$ так, как это показано на рис. 3.3, напряжение нулевого уровня на его выходе образуется тогда (рис. 3.3,б), когда исследуемый сигнал $U_c(t)$ будет находиться в интервале между уровнями опорных напряжений.

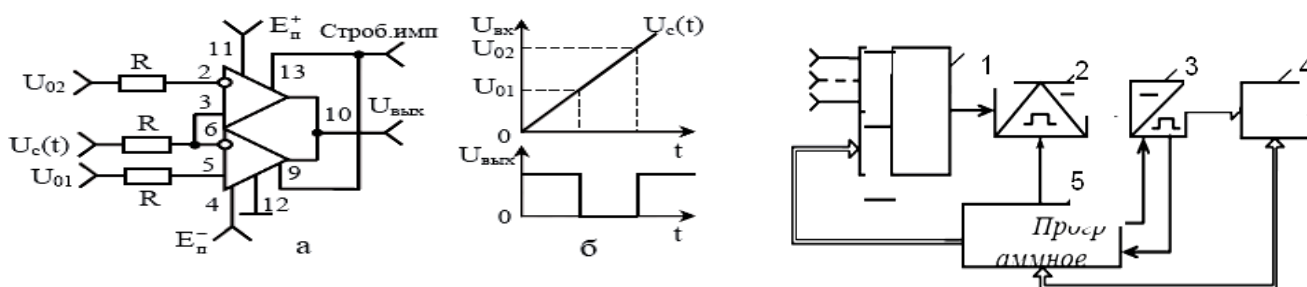


Рис.3.3. Селектор амплитуды на компараторе К554СА1 (а) и диаграммы его работы (б)

Аналоговые коммутаторы

Электронный аналоговый коммутатор (АК) – это высокоскоростное устройство коммутации аналоговых сигналов от источника на нагрузку с малыми искажениями. Идеальный АК обладает малым сопротивлением в режиме «включено» ($r_{ВКЛ}$) и большим сопротивлением в режиме «выключено» ($R_{ВЫКЛ}$). В нем отсутствует влияние управляющего напряжения на цепь коммутируемого сигнала.

В24.

В.25 УВХ: особенности схемотехники и способы улучшения технических характеристик. Принципы построения, оценка точности и эффективности высокоточного УВХ.

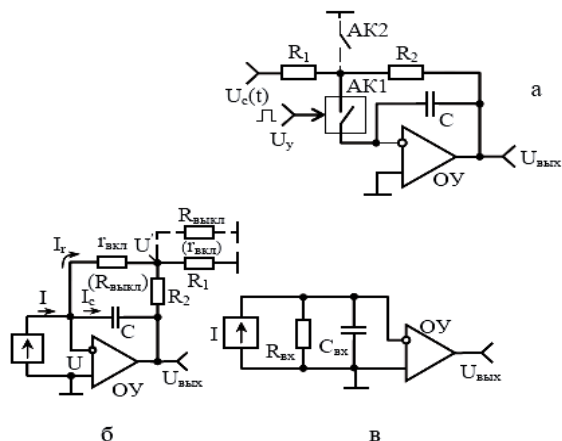


Рис.3.11. Схема простейшего УВХ (а) и его схемы замещения (б, в)

существенно увеличивается, что и определяет достаточно длительное время хранения $t_{ХР}$ информации на выходе ОУ, которая в данной схеме приобретает противоположную полярность относительно исходного сигнала $U_c(t)$.

Постоянные времени заряда τ_3 и разряда τ_r можно определить по эквивалентной схеме замещения УВХ (рис. 3.11,б), пересчитав ее параметры к входу ОУ (рис. 3.11,в).

Устройства выборки-хранения информации предназначены для осуществления высокоточного запоминания быстроизменяющихся аналоговых сигналов. Применяются для построения АЦП, работающих со многими источниками сигналов, которые присоединяются через АК. Данные устройства применяются и для параллельного съема (запоминания) информации с последовательным анализом.

В ЦАП передача информации на общую нагрузку может осуществляться также посредством УВХ.

Простейший вариант реализации УВХ и его эквивалентные схемы замещения представлены на рис. 3.11. При замыкании АК (рис. 3.11,а) под действием управляющего сигнала U_y в виде прямоугольного импульса происходит относительно быстрый заряд конденсатора C от источника анализируемого сигнала $U_c(t)$ через резистор R_1 и малое сопротивление

открытого АК $r_{ВКЛ}$. Конденсатор C , включенный в цепь ООС ОУ, заряжается с постоянной времени τ_3 .

При размыкании АК ($R_{ВЫКЛ}$) делитель, состоящий из резисторов R_1 и R_2 , отключается от ОУ и постоянная времени разряда τ_r конденсатора

В-. Основные принципы интегральной схемотехники. Структуры активных элементов ИС и их св-ва: ТС, биполярно-униполярные структуры

Системотехническое проектирование основано на использовании готовых серий ИС, полностью удовлетворяющих требованиям реализации заданных функций РЭА.

При системотехническом проектировании РЭА просматриваются два основных этапа: выбор ИС по функциональной схеме РЭА и разработка принципиальной схемы РЭА на основе ИС.

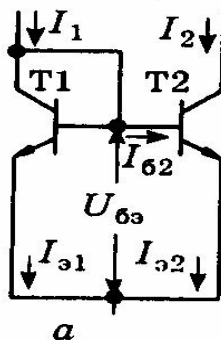
В связи с разнообразием существующих ИС реализация первого этапа может оказаться неоднозначной. Поэтому рассматривают несколько вариантов и, исходя из различных критериев (габаритно-весовых, энергетических, экономических и т.д.), выбирают оптимальный. Возникает необходимость в синтезе структурной (функциональной) схемы.

На втором этапе решаются две основные задачи электрического расчета:

выбор и расчет внешних компонентов, согласование (стыковка) выбранных ИС между собой.

Необходимость во внешних компонентах обусловлена тем, что некоторые ИС выпускаются в незавершенном виде и без навесных элементов неработоспособны.

При аналитическом варианте, исходя из имеющихся принципиальных схем ИС и номиналов их элементов, а также параметров транзисторов, приводимых в справочниках, выполняют необходимые расчеты. При экспериментальном варианте требуемую информацию получают в результате измерений соответствующих параметров ИС.



Простейшая ДТС(рис. а) содержит два идентичных БТ с непосредственной связью эмиттеров, причем один из транзисторов оказывается прямосмещенным в диодном включении.

Исходя из св-в идентичности характеристик БТ

$$h_{21э1} = h_{21э2} = h_{21э} \quad (4.10)$$

отношение токов I_2/I_1 , которое определяет коэффициент передачи токов ДТС

$$I_2 = I_{к2} = I_{62} \cdot h_{21э} = \frac{I_{э2}}{h_{21э} + 1} h_{21э},$$

$$I_1 = I_{э2} + I_{62} = I_{э1} + \frac{I_{э2}}{h_{21э} + 1} = \frac{I_{э2} + I_{э1}(h_{21э} + 1)}{h_{21э} + 1}$$

Тогда отношение токов

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{э2} h_{21э}}{I_{э2} + I_{э1}(h_{21э} + 1)} = \frac{N h_{21э}}{N + h_{21э} + 1} = N - \frac{N(N + 1)}{N + h_{21э} + 1},$$

где N - коэффициент отношения токов эмиттеров БТ,входящих в ДТС

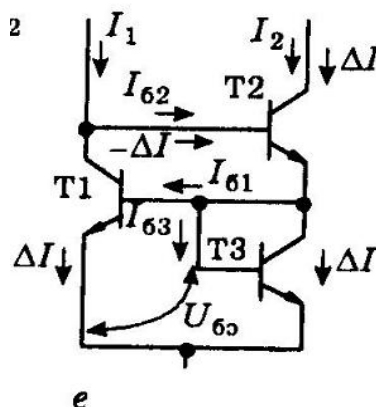
$$N = \frac{I_{э2}}{I_{э1}}.$$

Если $N=1$, то

$$\frac{I_2}{I_1} = 1 - \frac{2}{h_{21э} + 2}.$$

При $N=1$ ДТС называется отражателем тока (токовым зеркалом)

Более совершенная ДТС (отражатель тока Уилсона) строится на трех БТ(см. рис. е)



В33. Проблема непосредственной связи в ПИС: согласование импедансов и уровней постоянного тока. Схемы сдвига уровней. Стабилизация уровней напряжения и тока в ПИС.

Одна из особенностей схемотехники ПИС состоит в том, что вместо разделительных элементов (конденсаторов большой емкости) используют непосредственные (гальванические) связи между каскадами, а также с источником сигнала и нагрузкой. Для согласования импедансов находит широкое применение ООС

Схемы сдвига уровней

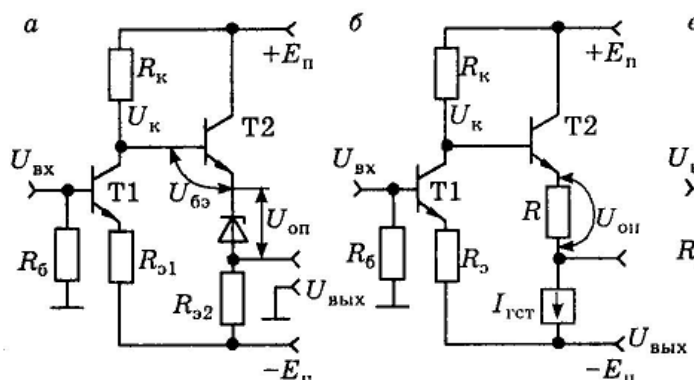


рис Схемы сдвига уровней

Схема (рис.а) содержит каскад с ОК на транзисторе T2 и опорный диод. Для получения нулевого напряжения на выходе данной схемы по отношению к общей шине необходимо выполнить условие $U_{оп} = U_k - U_{бэ}$

Недостаток схемы: трудность подбора диода с нужным опорным напряжением $U_{оп}$

Для улучшения св-в каскадов сдвига уровня взамен опорных диодов используется ГСТ (рис б), тогда $U_{оп} = I_{гст} \cdot R$

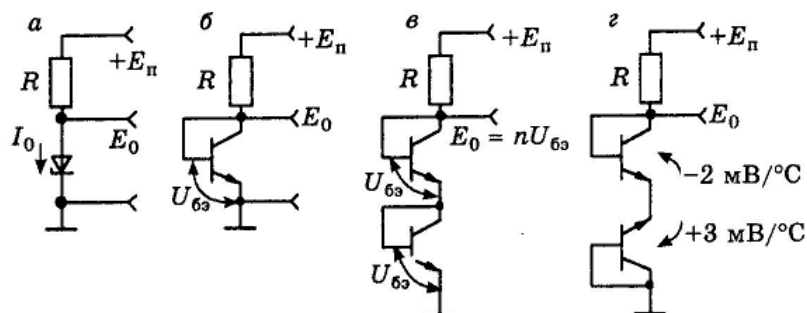


Рис.4.4. Микроэлектронные стабилизаторы напряжения

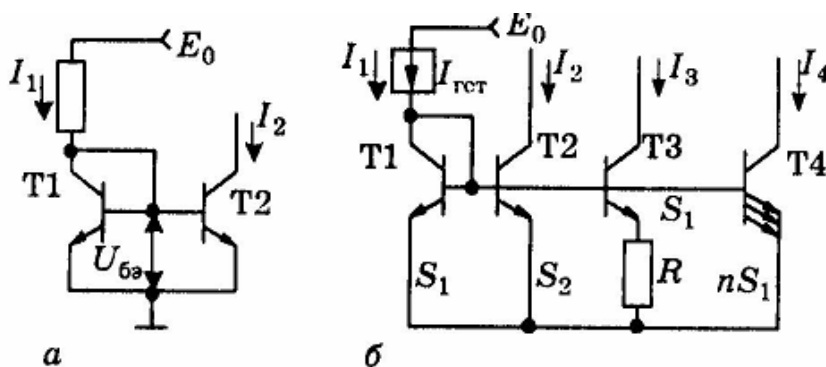


Рис.4.5. Микроэлектронные стабилизаторы тока

В38. Основные типы каскадов и особенности их реализации в ПИС. Однотактные и двухтактные каскады в ИС и их разновидности. Схемы защиты от случайных КЗ в двухтактных каскадах усиления мощности

Используемые в ПИС каскады можно условно разделить на 3 группы: однотактные, двухтактные и дифференциальные. К однотактовым относят каскады с ОЭ, ОК и ОБ

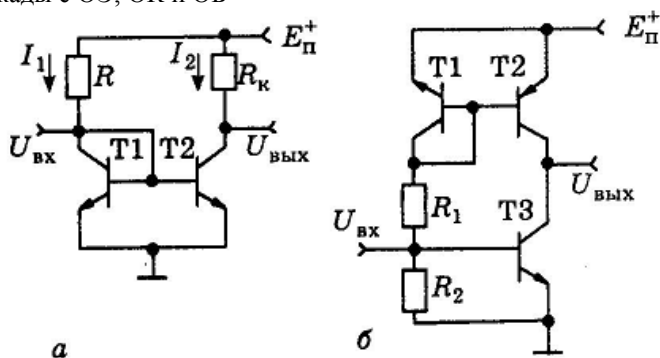


Рис.4.6. Однотактные каскады усиления напряжения

Каскад с ОЭ (рис. а) обеспечивает необходимый режим по постоянному току за счет использования ДТС на Т1 и Т2. При условии $R=2R_k$ выходное напряжение в режиме покоя $U_{вых0}=E_n/2$.

Коэффициент передачи подобных каскадов с ОЭ

$$|K| = \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n} \approx Y_{21} R_n = \frac{R_k}{r_3}$$

Максимальный коэффициент передачи будет соответствовать максимальному сопротивлению нагрузки

$$R_{\text{макс}} = \frac{E_n}{2I_2} = \frac{E_n}{2I_3}$$

$$|K_{\text{макс}}| \approx \frac{R_{\text{макс}}}{r_3} = \frac{E_n}{2\phi_T}$$

С целью повышения коэффициента передачи можно вместо сопротивления R_k использовать БТ (рис. б). Для этой схемы коэффициент передачи:

$$|K| = \frac{Y_{21(T3)}}{Y_{22(T3)} + Y_{22(T2)}}$$

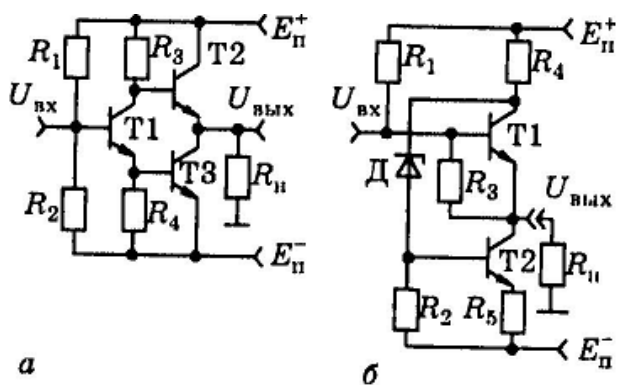


Рис.4.7. Двухтактные каскады усиления мощности

В-. Особенности схемотехники и оценка малосигнальных параметров интегральных ДУ на БТ. Характерные режимы работы ДУ. Нормирование характеристик коллекторных токов. Ширина активной области. Режим и порог ограничения.

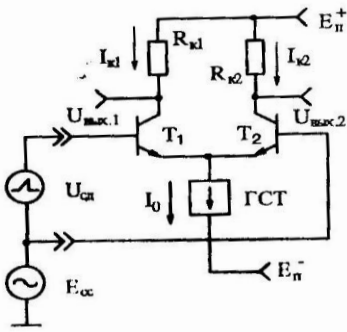


Рис. 1.1. Упрощенная схема ДУ с подключенными источниками сигналов

ДУ [1] получил свое название от способности усиления разностных (дифференциальных) сигналов, действующих между его входами. Простейший ДУ (рис. 1.1) включает два идентичных по параметрам транзистора Т1 и Т2 с одинаковыми по номиналу нагрузочными резисторами RK1 и RK2 в цепи коллекторов и ГСТ, питающий ток I0 эмиттеры БТ. существу все усилительные параметры ДУ. В симметричном ДУ с идеальным ГСТ при отсутствии входного дифференциального сигнала ($U_{сд} = 0$) напряжение между его выходами $U_{ВЫХ.2} - U_{ВЫХ.1} = 0$, что способствует режиму баланса.

В этом режиме ток I_0 делится поровну между усилительными элементами и, если пренебречь токами базы, то можно считать, что коллекторные токи тоже одинаковые:

$$I_{K1} = I_{K2} = I_0 / 2. \quad (1.1) \quad \text{Токи (1.1), протекая по резисторам } RK1 = RK2 = RK, \text{ создают синфазный}$$

уровень напряжения баланса $U_{БАЛ} = U_{ВЫХ.1} = U_{ВЫХ.2}$, который можно опре-

делить по формуле

К основным малосигнальным (дифференциальным) параметрам ДУ относятся: дифференциальный коэффициент передачи, коэффициент синфазного сигнала КОС.С, дифференциальный коэффициент ослабления РВХ.Д входные сопротивления, а также выходное сопротивление РВЫХ.Д.

$$U_{БАЛ} = E_{п}^+ - \frac{I_0}{2} R_K. \quad (1.2) \quad \text{ренциальным) парам-етры ДУ. В симметричном ДУ с идеальным ГСТ при отсутствии входного дифференциального сигнала ($U_{сд} = 0$) напряжение между его выходами } U_{ВЫХ.2} - U_{ВЫХ.1} = 0, \text{ что способствует режиму баланса.}$$

$$K_{д} = \frac{U_{ВЫХ.Д}}{U_{ВХ}} = \frac{S U_{ВХ} R_{н}^*}{2 U_{ВХ}} = S \frac{R_{н}^*}{2} \bigg|_{R_{н}^* \rightarrow 2R_K} = S R_K, \quad (1.9)$$

где $R_{н}^*$ - расчетное сопротивление нагрузки.

$$S = \frac{I_{э}}{\Phi_T} = \frac{I_0}{2 \Phi_T}.$$

$$R_{ВХ.Д} = 2h_{11} = \frac{2\Phi_T}{I_{э}} = 4\Phi_T \frac{h_{21} + 1}{I_{э}}.$$

$$R_{ВХ.С} = h_{11}^* = \frac{h_{11}}{2} + R_{i.ГСТ}^* (h_{21} + 1) = R_{i.ГСТ}^* (h_{21} + 1), \quad K_{с} = \frac{U_{ВЫХ.С}}{E_{сс}} = S^* R_{н.С}^*$$

К характерным режимам работы ДУ следует отнести: ограничение, автоматическую регулировку усиления (АРУ), перемножение.

Ширину активной области ВХ ΔU определим исходя из выбранных граничных условий нормированного тока коллектора и соотношения (1.25), разрешенного относительно активного входного сигнала:

Как видно из выражения (1.28), ширина активной области определяется только температурным потенциалом Φ_T и не зависит от величины тока и элементов схемы ДУ.

$$U_{ВХ} = \Phi_T \ln \left(\frac{I_0}{I_{K2}} - 1 \right), \quad (1.27)$$

$$\Delta U_{ВХ} = U_{ВХ} \bigg|_{\frac{I_{K1}}{I_0} = 0,1} - U_{ВХ} \bigg|_{\frac{I_{K2}}{I_0} = 0,9} \approx 4,4 \Phi_T. \quad (1.28)$$

В-. Оценка нелинейных искажений ДУ и допустимой амплитуды входного сигнала при заданном КГИ и их сравнение с искажениями в каскаде с ОЭ

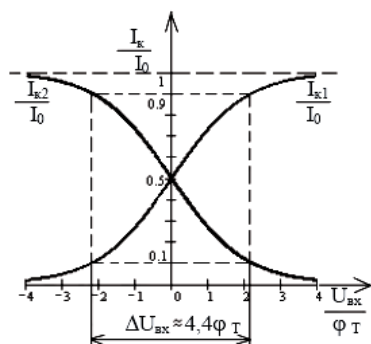


Рис. 1.6. Нормированная характеристика коллекторных токов ДУ

Первая производная от крутизны

$$\frac{\partial S}{\partial U_{BX}}(U_{BX}) = \frac{1 - e^{U_{BX}/\varphi_T}}{\varphi_T(1 + e^{U_{BX}/\varphi_T})} S(U_{BX}), \quad (1.37)$$

Нормированная характеристика

$$\frac{I_{\Sigma 1}}{I_0} = \frac{I_{K1}}{h_{216} I_0} = \frac{1}{1 + e^{-U_{BX}/\varphi_T}}, \quad (1.25)$$

При больших уровнях входных сигналов проявляются нелинейные искажения, которые определим на основании нормированной передаточной характеристики (1.25) распределения коллекторного тока в БТ Т1 (см. рис. 1.6), представив её при $h_{216}=1$ в виде гиперболической функции

$$\left[\frac{1}{1 + e^{-x}} = \frac{2e^x + 1 - 1}{2(1 + e^x)} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{e^{2x/2} - 1}{e^{x/2} + 1} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{e^{x/2} - e^{-x/2}}{e^{x/2} + e^{-x/2}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{th} \frac{x}{2} \right) \right],$$

$$I_{K1} = \frac{I_0}{2} \left(1 + \operatorname{th} \frac{U_{BX}}{2\varphi_T} \right)$$

с последующим разложением в ряд ($\operatorname{th} x = x - x^3/3 + 2x^5/15 + \dots$) по степеням параметра

$$U_{BX} = U_m \sin \omega t, \quad (1.38)$$

где U_m , ω и t — амплитуда, частота и текущее время входного синусоидального напряжения:

$$I_{K1} = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{U_{BX}}{2\varphi_T} - \frac{U_{BX}^3}{24\varphi_T^3} + \dots \right). \quad \text{С учётом (1.38) и равенства } \sin^3 \omega t = (3\sin \omega t - \sin 3\omega t)/4 \text{ для тока (1.39) Получаем}$$

Оценивая коэффициент гармонических искажений (КГИ) как отношение амплитуд третьей и первой гармоник тока (1.40), можно записать

$$I_{K1}(t) = \frac{I_0}{2} \left[1 + \left(\frac{U_m}{2\varphi_T} - \frac{U_m^3}{32\varphi_T^3} \right) \sin \omega t + \frac{U_m^3}{96\varphi_T^3} \sin 3\omega t + \dots \right]. \quad (1.40)$$

$$K_\Gamma = \frac{\frac{U_m^3}{96\varphi_T^3}}{\left(\frac{U_m}{2\varphi_T} - \frac{U_m^3}{32\varphi_T^3} \right)} \approx \frac{1}{48} \left(\frac{U_m}{\varphi_T} \right)^2. \quad (1.41)$$

Отсюда максимальная амплитуда входного сигнала (1.38)

$$U_m = 4\varphi_T \sqrt{3K_\Gamma},$$

В-. Аппроксимация и нормирование характеристик крутизны ДУ. Реализация АРУ. Несимметричные по выходу ДУ и способы компенсации усиления

Нормированная характеристика имеет вид

$$\frac{I_{Э2}}{I_0} = \frac{I_{K2}}{h_{216}I_0} = \frac{1}{1 + e^{U_{BX}/\varphi_T}}, \quad (1.26)$$

Крутизна определяется выражением

$$S = \frac{I_{Э}}{\varphi_T} = \frac{I_0}{2\varphi_T}. \quad (1.10)$$

На основании (1.26) для проходной характеристики транзистора Т2 можно записать

$$S(U_{BX}) = \frac{\partial I_K}{\partial U_{BX}}(U_{BX}) = -\frac{h_{216}I_0 e^{U_{BX}/\varphi_T}}{\varphi_T (1 + e^{U_{BX}/\varphi_T})^2} = \frac{4S(0)e^{U_{BX}/\varphi_T}}{(1 + e^{U_{BX}/\varphi_T})^2}, \quad (1.30)$$

где $S(0)$ – крутизна в центре проходной характеристики; при отсутствии входного сигнала ($U_{BX} = 0$):

$$S(0) = S(U_{BX}) \Big|_{U_{BX}=0} = -\frac{h_{216}I_0}{4\varphi_T} = -\frac{h_{216}I_{Э}}{2\varphi_T} = -h_{216} \frac{S}{2} \approx \frac{S}{2}. \quad (1.31)$$

На рис. 1.8 показана нормированная характеристика крутизны дифференциальной пары ДУ, рассчитанная в соответствии с выражением (1.30)

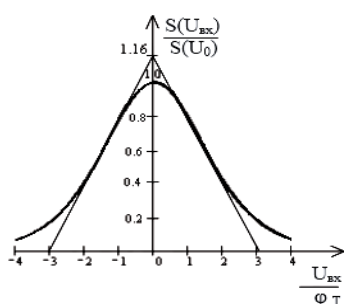


Рис. 1.8. Нормированная характеристика крутизны и ее линейная аппроксимация

При реализации АРУ сигналов ДУ может быть включен по типу усилительных каскадов ОК-ОБ и ОЭ-ОБ (рис. 1.9). В обоих случаях база БТ Т2 (Вх.2) соединяется с общей шиной. При включении ДУ по типу ОК-ОБ источник сигнала $U_C(t)$ подключается к базам транзисторов Т1 и Т2 дифференциальной пары (Вх.1). Управляющее напряжение АРУ при этом может воздействовать на ток I_0 (Вх.3), а сьем сигнала чаще производится с неинвертирующего выхода (Вых.2).

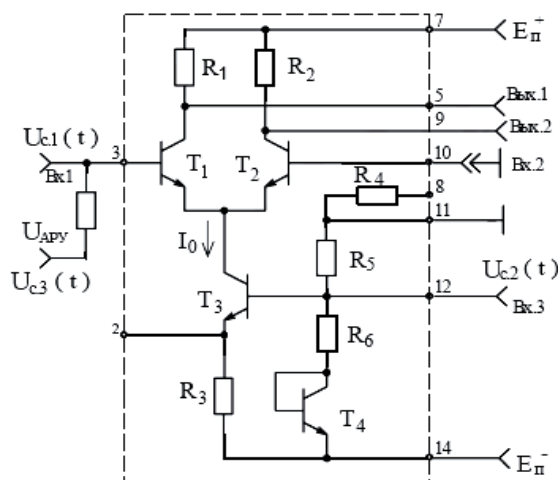


Рисунок 1.9 АРУ

В39. ДУ на ПТ как активный элемент схемотехники (св-ва, параметры, характерные режимы работы, нормирование характеристик стоковых токов, определение ширины активной области, аппроксимация характеристик крутизны, статические ошибки)

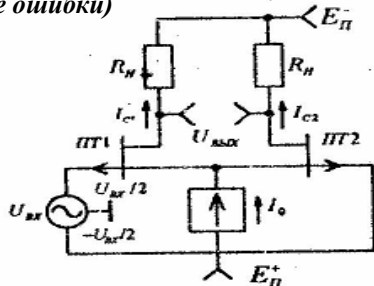


Рис.8.47. Упрощенная схема ДУ на ПТ с подключенным источником сигнала $U_{вх}$

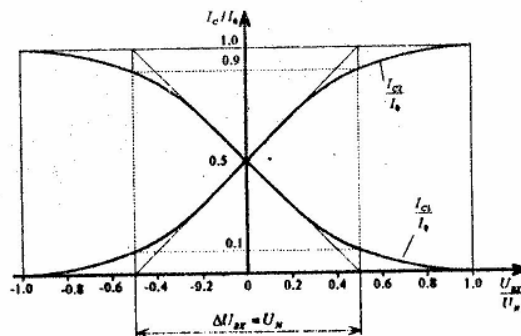


Рис.8.48. Нормированные характеристики токов стока дифференциальной пары ПТ

$$I_{C1} = I_{C, \text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи}} + U_{\text{вх}}/2}{U_{\text{зи.ОТС}}} \right)^2 = I_{C, \text{МАКС}} \left(\sqrt{\frac{I_0}{2I_{C, \text{МАКС}}}} - \frac{U_{\text{вх}}}{2U_{\text{зи.ОТС}}} \right)^2 = \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{U_{\text{вх}}}{U_N} \right)^2, \quad (8.355)$$

$$I_{C2} = I_{C, \text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи}} - U_{\text{вх}}/2}{U_{\text{зи.ОТС}}} \right)^2 = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_N} \right)^2, \quad (8.356)$$

где I_0, U_N - ток ГСТ и нормированное входное напряжение дифференциальной пары ПТ ДУ;

Сумма токов стока ПТ соответствует току ГСТ

$$I_0 = I_{C1} + I_{C2} = I_{C1} \left(1 + \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) = I_{C2} \left(1 + \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right),$$

который дает возможность эти токи (8.355) и (8.356) представить в виде

$$\frac{I_{C1}}{I_0} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1 + U_{\text{вх}}/U_N}{1 - U_{\text{вх}}/U_N} \right)^2} = \frac{1}{2} - \frac{U_{\text{вх}}/U_N}{1 + (U_{\text{вх}}/U_N)^2}, \quad (8.358)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_0} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1 - U_{\text{вх}}/U_N}{1 + U_{\text{вх}}/U_N} \right)^2} = \frac{1}{2} + \frac{U_{\text{вх}}/U_N}{1 + (U_{\text{вх}}/U_N)^2}.$$

$$S(U_{\text{вх}}) = \frac{\partial I_C}{\partial U_{\text{вх}}} (U_{\text{вх}}) = \frac{I_0}{U_N} \cdot \frac{1 - (U_{\text{вх}}/U_N)^2}{[1 + (U_{\text{вх}}/U_N)^2]^2} = S(0) \frac{1 - (U_{\text{вх}}/U_N)^2}{[1 + (U_{\text{вх}}/U_N)^2]^2},$$

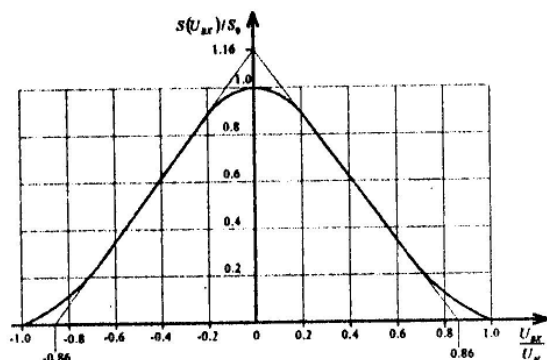


Рис.8.49. Нормированная характеристика крутизны дифференциальной пары ПТ и ее линейная аппроксимация

В-. Оценка нелинейных искажений в ДУ на ПТ и их сравнение с искажениями в каскаде с ОИ и в ДУ на БТ с определением выигрыша в амплитудах входных сигналов при заданных КГИ. Разновидности схемотехники ДУ на ПТ. ДУ на МОП транзисторах с активной нагрузкой.

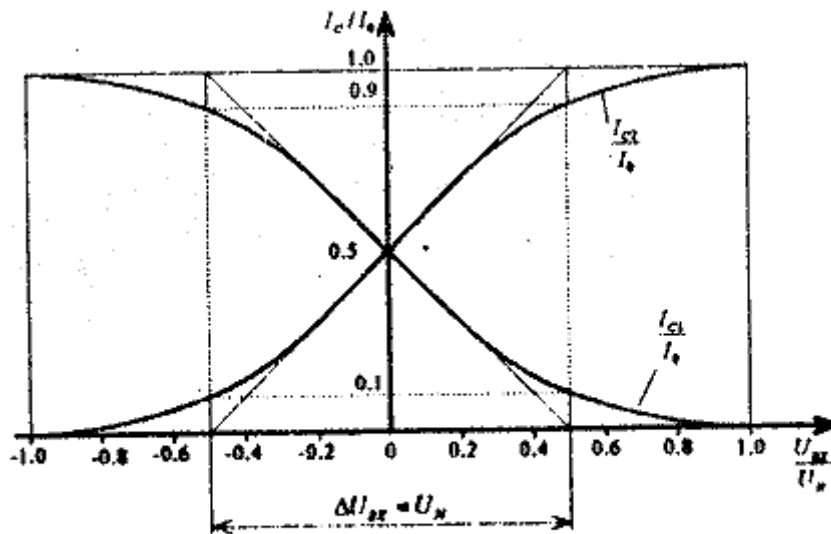


Рис.8.48. Нормированные характеристики токов стока дифференциальной пары ПТ

Для оценки нелинейных искажений, образуемых в ДУ на ПТ, воспользуемся передаточной характеристикой (см. рис.8.48) тока стока второго транзистора (8.359) и разложением в ряд функции $(1+x^2)^{-1} = 1 - x^2 + x^4 - x^6 + \dots$, сходящимся при $x^2 < 1$.

Принимая во внимание данное разложение в ряд по степеням параметра $U_{вх}$ (8.24), представим (8.359) в следующем виде:

$$I_{c2} = I_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{U_{вх}}{U_N} - \left(\frac{U_{вх}}{U_N} \right)^3 + \left(\frac{U_{вх}}{U_N} \right)^5 - \left(\frac{U_{вх}}{U_N} \right)^7 + \dots \right]. \quad (8.370)$$

Ограничиваясь первыми тремя членами ряда (8.370), с учетом (8.24) и равенства $\sin^3 x = 1/4(3\sin x - \sin 3x)$ получаем:

$$I_{c2} = I_0 \left[\frac{1}{2} + \left(\frac{U_m}{U_N} - \frac{3}{4} \frac{U_m^3}{U_N^3} \right) \sin \omega t + \frac{1}{4} \left(\frac{U_m}{U_N} \right)^3 \sin 3\omega t + \dots \right]. \quad (8.371)$$

Определяя коэффициент гармонических искажений (КГИ) как отношение третьей и первой гармоники тока (8.371), с учетом (8.357) записываем:

$$\bar{K}_Г = \frac{\frac{1}{4} \left(\frac{U_m}{U_N} \right)^3}{\frac{U_m}{U_N} - \frac{3}{4} \left(\frac{U_m}{U_N} \right)^3} \approx \frac{1}{4} \left(\frac{U_m}{U_N} \right)^2 = \frac{I_{с.макс}}{8I_0} \left(\frac{U_m}{U_{зи.отс}} \right)^2. \quad (8.372)$$

Отсюда максимальная амплитуда входного сигнала (8.24) при заданном КГИ (8.372)

$$U_m = 2U_N \sqrt{\bar{K}_Г} = 2U_{зи.отс} \sqrt{\frac{2I_0 \bar{K}_Г}{I_{с.макс}}} \Big|_{I_0=I_{с.макс}} = U_{зи.отс} \sqrt{8\bar{K}_Г}. \quad (8.373)$$

В41. Проектирование ИС для МЭиПУ: особенности проектирования интегральных ШУ. Оценка частот среза по параметрам усиления тока в схемах ОЭ, ОБ и напряжения в схеме с ОК, а также крутизны в сравнении с частотой единичного усиления f_T БТ

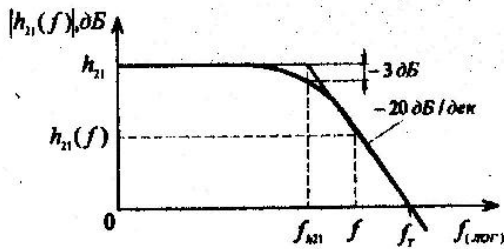
Зависимость коэффициента передачи тока БТ в схеме с ОЭ от частоты f достаточно точно можно аппроксимировать АЧХ ФНЧ первого порядка:

$$h_{21}(f) = \frac{h_{21}}{1 + jf / f_{h21}}, \quad (8.1)$$

Модуль коэффициента передачи тока :

$$|h_{21}(f)| = \frac{h_{21}}{\sqrt{1 + (f / f_{h21})^2}} \approx \frac{h_{21} f_{h21}}{f}, \quad (8.2)$$

позволяет определить частоту единичного усиления



$$f_T = h_{21} f_{h21}, \quad (8.3)$$

(также как и площадь усиления транзистора)

Для определения частоты среза f_{h21} и установления связи между частотными характеристиками усиления БТ по току и напряжению воспользуемся его эквивалентной схемой, известной под названием схемы Джиаклетто:

Рис. 8.1. Аппроксимация частотной зависимости коэффициента передачи тока БТ в схеме с ОЭ

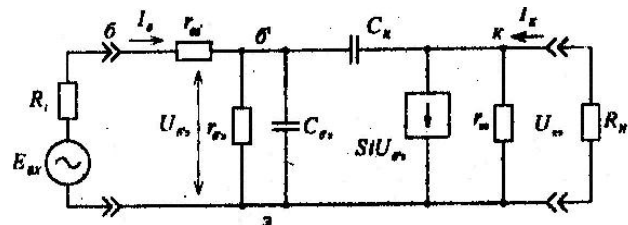


Рис. 8.2. Эквивалентная схема БТ в схеме с ОЭ

При управлении БТ током, если внутреннее сопротивление источника сигнала велико, а сопротивление нагрузки мало, частоту среза f_{h21} можно определить из условия равенства на этой частоте составляющих полных сопротивлений или проводимостей эмиттерного перехода, пересчитанных в контур базовых токов в виде сопротивления $g_{b\beta}$ и диффузионной ёмкости $C_{b\beta}$ при этом ёмкостью коллекторного перехода C_k и пренебрегаем:

$$f_{h21} = \frac{1}{2\pi C_{b\beta} r_{b\beta}}, \quad (8.5)$$

Усилительный параметр - крутизна и частота f_s :

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_{b\beta} (r_{b\beta} \parallel r_{b\beta'})} \approx \frac{1}{2\pi C_{b\beta} r_{b\beta'}} \quad (8.7)$$

частота среза по параметру крутизны в больше чем f_{h21} .

Если включаем БТ по схеме с ОБ, причем с управлением от источника тока, то частота среза соответствует 8.7. Коэффициент передачи тоув БТ в схеме с ОБ связан с тем же коэффициентом для включения с ОЭ:

$$h_{21\beta}(f) = \frac{h_{21}(f)}{1 + h_{21}(f)}, \quad (8.9)$$

Получаем:

$$f_{h21\beta} = \frac{f_T}{h_{21}} (1 + h_{21}) = f_T + f_T / h_{21} = f_T + f_{h21}. \quad (8.11)$$

$$f_{h21\beta} = \frac{h_{21} f_{h21}}{h_{21\beta}} = \frac{f_T}{h_{21\beta}} > f_T. \quad (8.10)$$

При включении БТ по схеме с ОК частота среза его коэффициента передачи по напряжению в зависимости от величины сопротивления нагрузки будет заключена между частотами f_T и f_{h21} .

Обобщая:

ДУ как базовый элемент для широкополосного масштабного преобразования сигналов. Включения ОК-ОБ, ОЭ-ОБ и их св-ва.

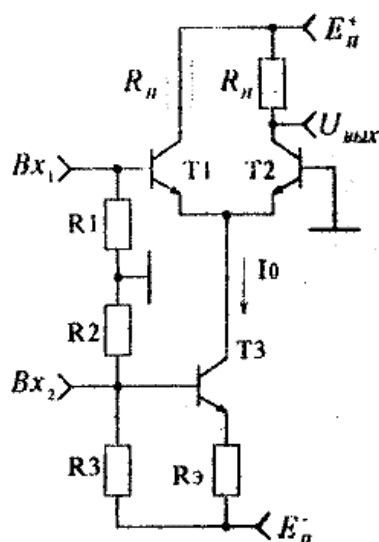


Рис. 8.4. Базовая схема ДУ для широкополосного и линейного усиления сигналов

$$K_{\text{ОК-ОБ}} = \frac{1}{2} S_{(T2)} R_H = \frac{I_0}{4\varphi_T} R_H,$$

$$K(f)_{\text{ОК-ОБ}} = \frac{1}{2} S_{(T2)}(f) R_H = \frac{S_{(T2)} R_H}{2(1 + jf/f_{S(T2)})}$$

$$R_{\text{ВХ ОК-ОБ}} = 2(r_{\delta 3} + r_{\delta \delta'}) = 2h_{11} = \frac{4\varphi_T}{I_0}(h_{21} + 1)$$

$$K_{\text{ОЭ}} = -S_{(T3)} \frac{1}{S_{(T1)} + S_{(T2)}} = -\frac{I_0}{\varphi_T} \frac{1}{\frac{I_0}{2\varphi_T} + \frac{I_0}{2\varphi_T}} = -1,$$

$$K_{\text{ОЭ-ОБ}} = -S_{(T2)} R_H = -\frac{I_0}{2\varphi_T} R_H.$$

а в диапазоне частот

$$K_{\Gamma} = \frac{\frac{U_m^3}{96\varphi_T^3}}{\left(\frac{U_m}{2\varphi_T} - \frac{U_m^3}{32\varphi_T^3}\right)} \approx \frac{1}{48} \left(\frac{U_m}{\varphi_T}\right)^2.$$

Отсюда максимальная амплитуда входного сигнала (8.24)

$$U_m = \varphi_T \sqrt{48 K_{\Gamma}}.$$

В42 В43. В44. Однокаскадные и двухкаскадные ШУ с ООС различного типа «двойка» и «тройка». Усилители тока и ШУН на основе токового элемента. Электронно-управляемые ШУН на основе ДУ и токового элемента
Входной сигнал в данном ШУН связан с током ГСТ I_6 и его составляющими посредством резисторов R_3 :

$$U_{BX} = R_3 x I_6 - R_3 (1-x) I_6 = (2x-1) I_6 R_3, \quad (8.35)$$

$$U_{ВЫХ} = R_H [x(I_3 + I_6) - (1-x)(I_3 + I_6)] = (2x-1) I_3 R_H. \quad (8.37)$$

Коэффициент передачи по напряжению:

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \frac{R_H}{R_3} \left(\frac{I_3}{I_6} + 1 \right) = \frac{R_H}{R_3} (h_{21} + 2) \quad (8.38)$$

Предельная полоса пропускания ШУН:

$$\Pi = f_{h_{21}}.$$

При необходимости получения большего коэффициента передачи (8.38) при допустимом коэффициенте сужения γ (8.21) предельной полосы пропускания (8.39) может быть использовано каскадное соединение n однотипных токовых элементов [1], для которых коэффициент передачи тока

$$K_{in} = 1 + \frac{1}{I_6} \sum_{j=1}^n I_{3j}, \quad (8.44)$$

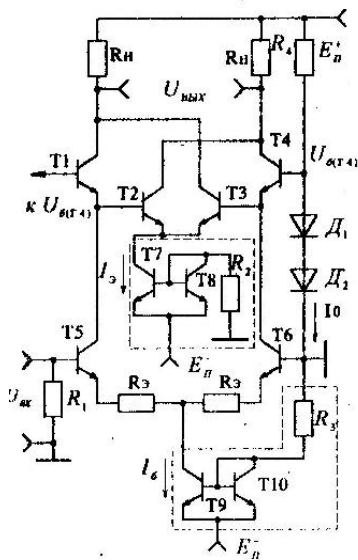


Рис. 8.6. Практическая схема ШУН на основе токового элемента

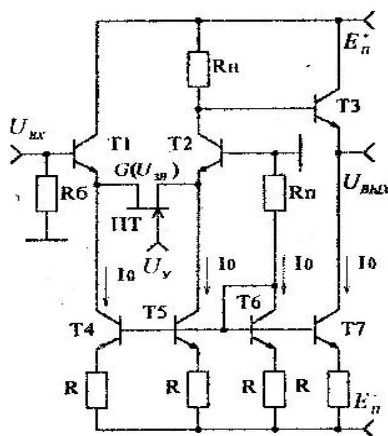


Рис. 8.7. ШУН с электронно-управляемым коэффициентом передачи

В этой схеме на транзисторах Т4, Т5 и Т7 вырабатывается ток I_0 :

$$I_0 = \frac{E_{II} - U_{03(T6)}}{R + R_{II}}, \quad (8.47) \quad \text{В данном ШУН входной ток}$$

$$I_{BX} = \frac{U_{BX}}{h_{11(T1)} + \frac{h_{21(T1,T2)} + 1}{G(U_{3И})} + h_{11(T2)}} \approx \frac{U_{BX} G(U_{3И})}{h_{21(T1,T2)}}, \quad (8.48)$$

Коэффициент передачи по напряжению:

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = R_H G(U_{3И}) = R_H G_{\text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{3И}}{U_{3ИОТС}} \right) = U_{3И}. \quad (8.49)$$

Глубина ООС:

Полоса пропускания:

$$\Pi = f_{S(T2)} = f_{S(T2)} F = f_{S(T2)} \frac{S_{(T2)}}{2G(U_{3И})} = \frac{I_0 f_{S(T2)}}{4\varphi_T G(U_{3И})}, \quad (8.51)$$

$$F = \frac{S_{(T2)} R_H}{2R_H G(U_{3И})} = \frac{S_{(T2)}}{2G(U_{3И})} = \frac{I_0}{2\varphi_T G(U_{3И})}, \quad (8.50)$$

Выходное сопротивление ШУН в целом

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_H + h_{11(T3)}}{h_{21(T3)} + 1}. \quad (8.56)$$

В45. Проектирование ИС для аналогового перемножения сигналов: ДУ как базовый элемент для перемножения сигналов. Исключение влияния синфазной составляющей сигнала. Линеаризация характеристик ПС в виде полупроводниковых ИС.

Перемножитель сигналов – это устройство, предназначенное для получения аналогового выходного сигнала, пропорционального произведению

двух входных величин – U_x и U_y :

$$U_z = k U_x U_y, \quad (2.1)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Если полярность выходного напряжения определяется в соответствии с

выражением (2.1) и с учетом полярности входных сигналов, которые могут быть как положительными, так и отрицательными, то такой ПС называется

четырёхквadrантным.

Для описания характеристик неидеального ПС необходимо иметь ряд

частных коэффициентов усиления и сигналов смещения:

$$U_z = k U_x U_y + k_x U_x + k_y U_y + k_o, \quad (2.2)$$

где k_o , k_x и k_y – константы, определяющие начальное смещение и

смещения, зависящие от величины сигналов U_x и U_y .

Основные параметры четырёхквadrантных ПС: погрешность перемножения сигналов, полоса пропускания, температурный дрейф.

Базовая схема ДУ для перемножения сигналов

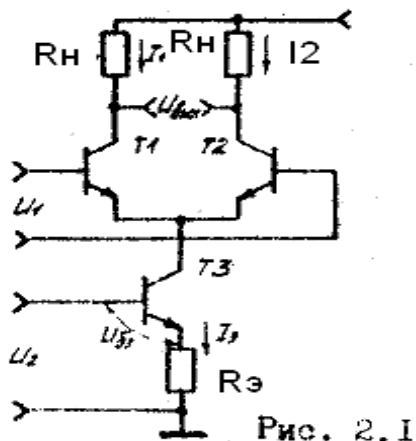


Рис. 2.1

Для выходного напряжения данного каскада можно записать

$$U_{вых} = S_{1,2} R_h U_1$$

где $S_{1,2}$ – крутизна пары транзисторов T1 и T2

$$S_{1,2} = \frac{I_э}{2\phi_T} \quad (1)$$

$$I_э = \frac{U_2}{R_э} \quad (2)$$

С учетом (1), (2)

$$U_{вых} = \frac{I_э}{2\phi_T} R_h U_1 = \frac{R_h}{2\phi_T R_э} U_1 U_2$$

В46. В47. В48. Схематехническое проектирование ОУ: особенности реализации и формирование коэффициента передачи базовой двухкаскадной модели ОУ. Тепловая ООС в ОУ и способы снижения ее влияния.

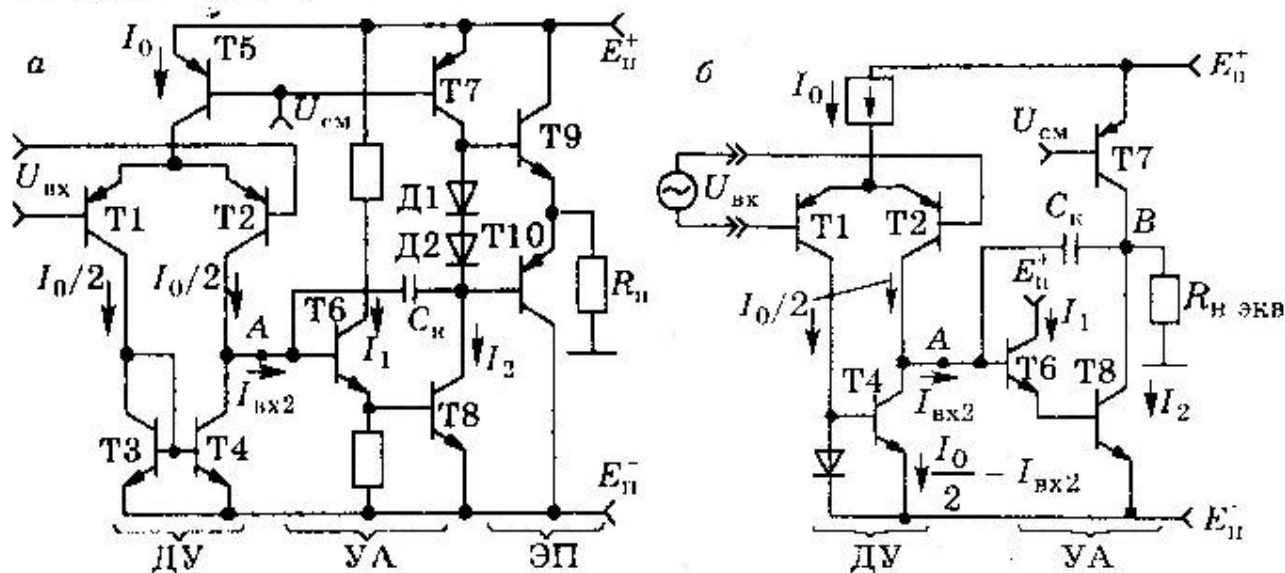


Рис.5.13. Упрощенная принципиальная схема двухкаскадной модели ОУ (а) и ее электрический аналог (б)

Эквивалентная нагрузка:

$$R_{н экв} = R_{н} h_{21э}(T9). \quad (5.31)$$

$$|K_1| = \frac{1}{\varphi_T \left(\frac{1}{U_{A'}} + \frac{1}{U_{A''}} \right) + I_0 h_{21э}(T6) h_{21э}(T8)}. \quad (5.34)$$

Коэффициент передачи первого каскада:

Коэффициент передачи второго каскада:

$$|K_2| = \frac{1}{\varphi_T \left(\frac{1}{U_{A'}} + \frac{1}{U_{A''}} \right) + \frac{1}{I_2 R_{н} h_{21э}(T9)}}. \quad (5.37)$$

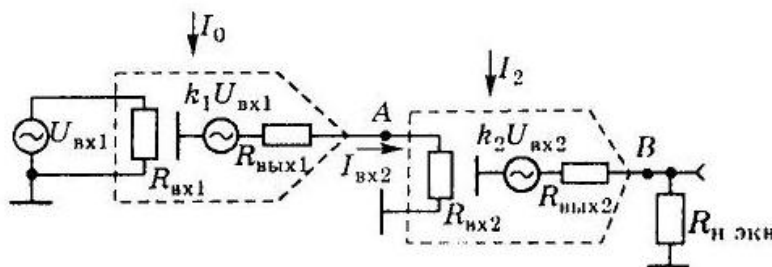


Рис.5.14. Упрощенная эквивалентная схема двухкаскадной модели ОУ

Для получения оптимальных АЧХ и переходных характеристик производится так называемая коррекция, сводящаяся и простейшем случае к "срезанию" излишней полосы частот (рис.5.22). Частичная коррекция АЧХ позволяет в полной мере распорядиться эффективной полосой пропускания ОУ.

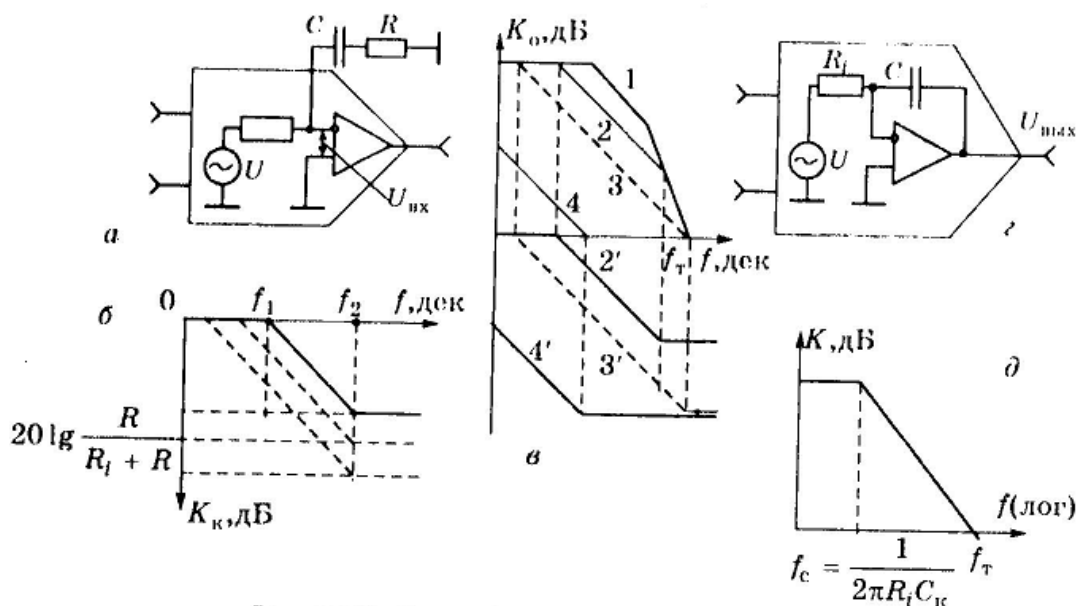


Рис.5.22. Способы коррекции АЧХ ОУ

На рис.5.22, а показан принцип коррекции АЧХ ОУ с помощью внешней RC-цепи. Для конкретного типа ОУ рекомендуется определенный набор RC-цепей, подключаемых к высокоомным точкам схемы с целью снижения номиналов элементов этих цепей. На рис.5.22, б изображен ход эквивалентной АЧХ цепи коррекции, а на рис.5.22, в изменение хода АЧХ трехкаскадного ОУ (кривые 1...4), с помощью ЛС-цепи с различной постоянной времени (кривые 1'..4').

На рис.5.22, г представлена внутренняя коррекция двухкаскадного ОУ, а на рис.5.22, д — характерный вид оптимально скорректированной АЧХ двухкаскадного ОУ. Оптимально скорректированная АЧХ считается такой, которая проходит через частоту единичного коэффициента передачи f_T -с наклоном -20 дБ/дек. При этом фазовый сдвиг на высокочастотном спаде АЧХ является постоянной величиной и составляет -90° , что соответствует максимальному запасу на самовозбуждение 90° , если ОУ охвачен цепью ООС.

Составляющие дрейфа выходных параметров ПТ:

Температурная нестабильность параметров:

Схема-модель термокоррекции характеристик ПТ

Рис. 3.2

Системо- и схмотехническое проектирование ЭОП

B54.

B56. Линеаризация выходных характеристик ПТ. Метод линеаризации и термостабилизации характеристик НЭ и реализация на его основе ЭОП

вводим ООС для линеаризации

$$I'_C = B \left[\left(U_{ЗИ} + \frac{U_{СИ}}{2} - U_{ЗИ.ОТС} \right) U_{СИ} - \frac{U_{СИ}^2}{2} \right] = B (U_{ЗИ} - U_{ЗИ.ОТС}) U_{СИ}, \quad (5.53)$$

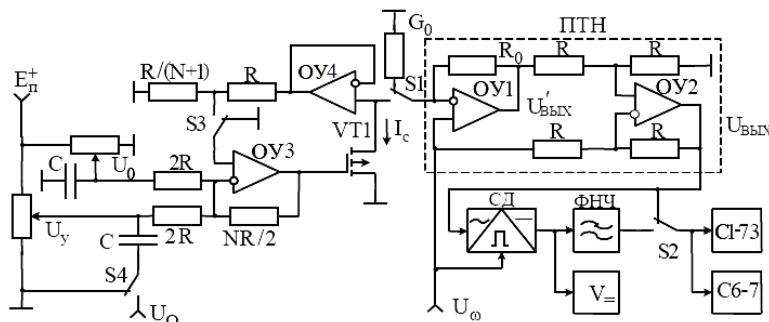


Рис. 5.12. Схема для исследования линеаризации характеристик ПТ

$$U_{\omega} = U_M \sin \omega t \quad (5.63)$$

это же напряжение будет действовать и между стоком и истоком ПТ ($U_{СИ} = U_{\omega}$), прорабатывая соответствующую выходную характеристику для заданного напряжения $U_{ЗИ}$.

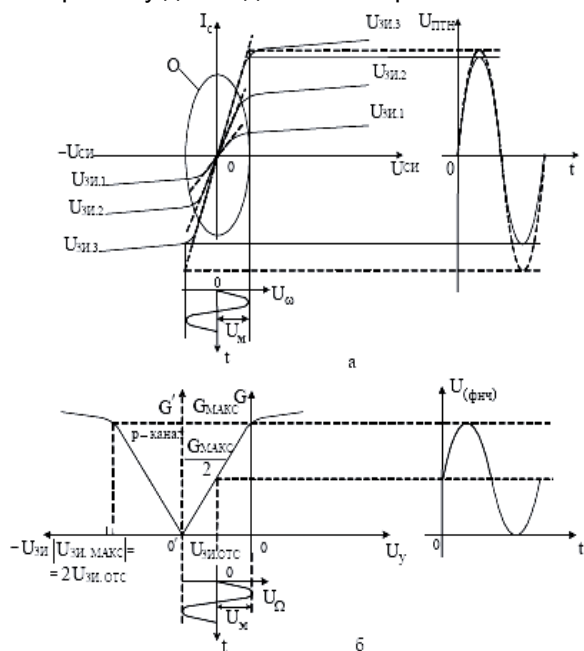


Рис. 5.11. Стоковые характеристики (а) и характеристики проводимости (б) ПТ, поясняющие сущность их линеаризации

Для осуществления линеаризации характеристик напряжение $U_{СИ}$ ПТ

через повторитель сигнала на ОУ4, чтобы не шунтировать канал, передается на резистивный делитель, где ослабляется в $R/(N+1)/(R/(N+1) + R) = 1/(N+2)$ раз, а затем, поступая через переключатель S3 на неинвертирующий вход ОУ3, усиливается в нем в $1 + NR/2/(2R \parallel 2R) = (N+2)/2$ раз. В результате, между затвором и истоком помимо управляющих напряжений действует и требуемое в соответствии с (5.52) половинное напряжение сток–

$$U'_{ЗИ} = U_{ЗИ} + \frac{U_{СИ}}{N+2} \cdot \frac{N+2}{2} = U_{ЗИ} + \frac{U_{СИ}}{2}$$

исток:

Реализуемая характеристика проводимости канала представим в функции управляющего напряжения:

$$G(U_Y) = G_{МАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗИ.ОТС} - \frac{N}{4} U_Y}{U_{ЗИ.ОТС}} \right) = \frac{NG_{МАКС}}{4|U_{ЗИ.ОТС}|} U_Y.$$

Для исследования линейности характеристики проводимости $G(U_{ЗИ})$ и оценки влияния на нее выходной характеристики $I_C(U_{СИ})$ на затвор ПТ необходимо подвести низкочастотное переменное напряжение (диаграмма на рис. 5.11, б внизу)

$$U_{\Omega} = U_M \sin \Omega t, \quad (5.68)$$

сместив РТ в центральную часть исследуемой характеристики (диаграмма на рис. 5.11, б в центре).

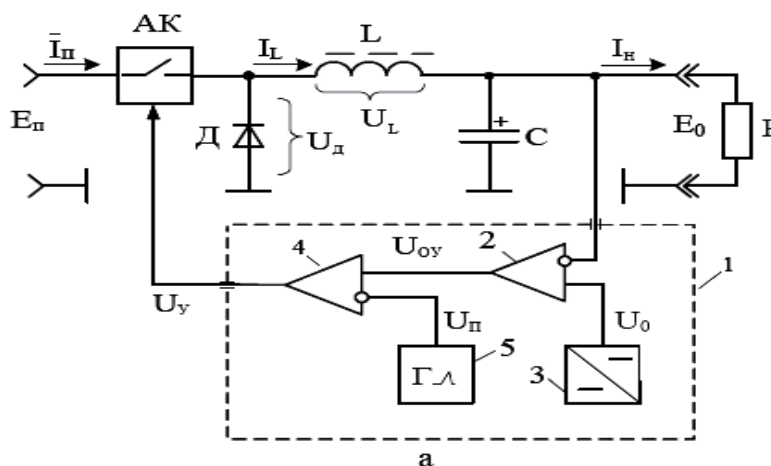


Рис. 6.1. Схема вторичного импульсного СН

Принципиальное отличие первичного импульсного СН от вторичного, как отмечено в п. 6.2.2, состоит в том, что напряжение первичной сети переменного тока непосредственно выпрямляется, фильтруется и подается на последовательно соединенные АК и первичную обмотку высокочастотного импульсного трансформатора (ИТ). С помощью ИТ получаемое импульсное напряжение трансформируется до нужного уровня и на его вторичной обмотке снова выпрямляется и фильтруется обычным способом. При этом устройство управления работает по тому же принципу, что и во вторичных СН.

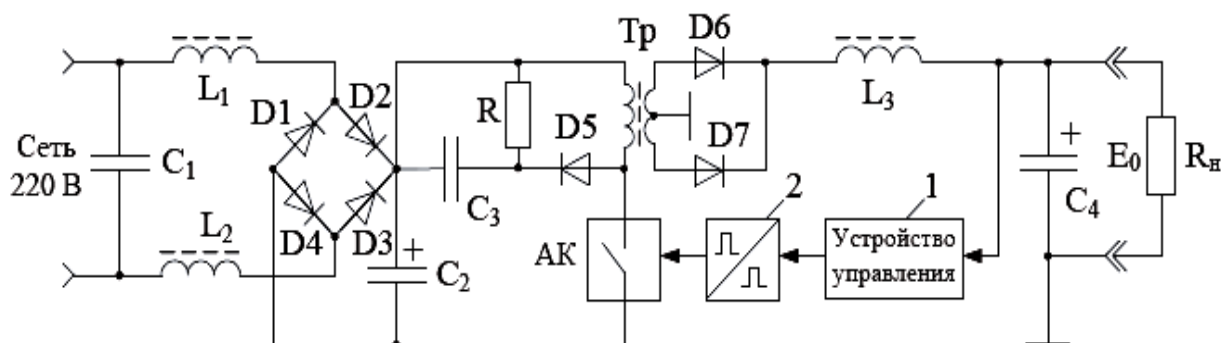


Рис. 6.4. Схема, поясняющая принцип действия первичного импульсного СН

Отмеченное поясняется схемой, представленной на рис. 6.4. В соответствии с данной схемой напряжение сети выпрямляется мостовым выпрямителем на диодах $D1...D4$ и фильтруется конденсатором C_2 . Для снижения влияния импульсных помех по сети переменного тока на входе импульсных СН, как правило, предусматривают LC-фильтры, состоящие в основном из двух дросселей L_1, L_2 (см. рис. 6.4) и конденсатора C_1 . С этой же целью в ряде случаев и выпрямительные диоды $D1...D4$ каждый в отдельности шунтируют конденсаторами небольшой емкости в несколько сотен пикофард. При выключении АК на первичной обмотке ИТ за счет явления самоиндукции появляется высокий потенциал, который демпфируется диодом $D5$ и цепью, состоящей из резистора R и конденсатора C_3 , с постоянной времени $\tau = RC_3$, на один-два порядка превышающей период следования импульсов управления.

Получаемое вторичное напряжение выпрямляется диодами $D6, D7$ и фильтруется дросселем L_3 и конденсатором C_4 , создавая на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ стабилизированное напряжение E_0

В-. Получение нестабилизированного постоянного напряжения. Выпрямители одно и двухполупериодные, мостовые (симметричные и несимметричные), основные параметры. Сглаживающие фильтры: емкостные, индуктивные, Г- и П-образные.

На рис 8.17 изображена функциональная схема однополупериодного выпрямителя, а также эпюры напряжений и тока в цепи выпрямителя.

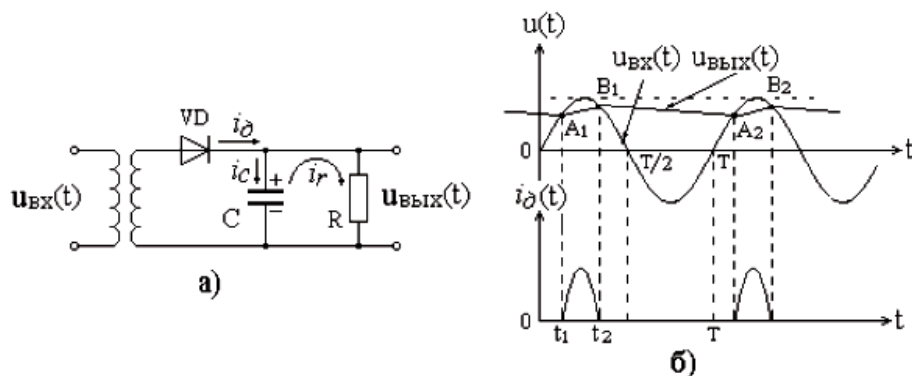


Рис. 8.17. Схема выпрямителя

Выходное напряжение выпрямителя является пульсирующим (см.

рис.8.17,б). Величина пульсаций определяется качеством фильтрации, т.е. зависит от постоянной времени фильтра $\tau_{\text{ц}} = RC$. При большом значении постоянной времени емкость фильтра разряжается медленно, при этом меньше изменяется выходное напряжение за время периода входного напряжения. Очевидно, что постоянная времени цепи должна быть значительно больше периода входного напряжения, т.е. $\tau_{\text{ц}} \gg T_0 = 2\pi/\omega_0$.

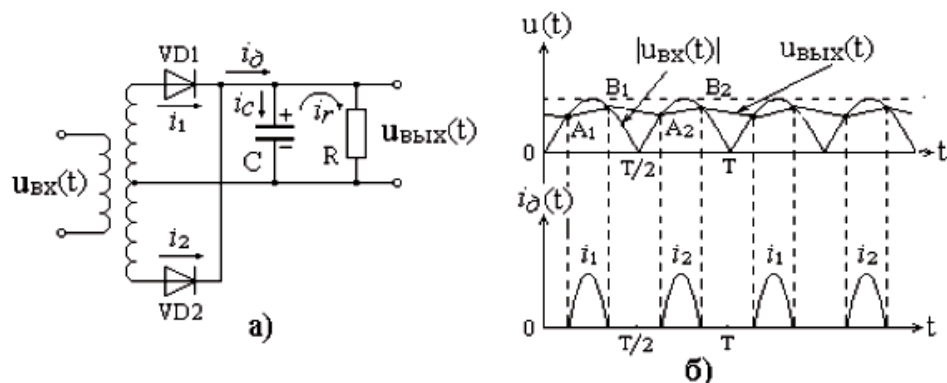


Рис. 8.18. Схема двухполупериодного выпрямителя

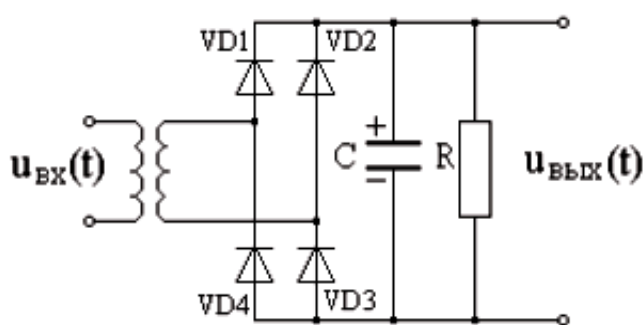


Рис. 8.19. Схема мостового двухполупериодного выпрямителя

В8-2. Стабилизаторы напряжения (СН): классификация, основные параметры и типы. Параметрические СН и способы улучшения их параметров

Под стабилизатором, или источником напряжения (СН), понимают компонент (элемент) электрической схемы, который вырабатывает выходное напряжение U_0 , в первом приближении не зависящее от сопротивления нагрузки R_H или тока в нагрузке I_H , а также от напряжения питания $\pm U_{\Pi}$, изменяющихся в широких пределах.

Независимость выходного напряжения U_0 от тока в нагрузке I_H , от некоторой определенной величины «без нагрузки» до величины при максимальной нагрузке характеризуется стабильностью по нагрузке, которая непосредственно связана с внутренним (выходным) сопротивлением СН

$$R_{i.U_0} = \frac{\partial U_0}{\partial I_H}, \quad (4.1)$$

представляющим собой отношение изменений стабилизируемого напряжения ∂U_0 и тока в нагрузке ∂I_H .

Чем меньше сопротивление (4.1), тем выше стабильность по нагрузке.

Для снижения выходного сопротивления СН известны два основных способа, один из которых основан на использовании свойств БТ преобразовывать импеданс или усиливать ток, а второй – на свойствах усилителя с ООС.

Способность СН противодействовать изменению питающего напряжения характеризуется коэффициентом фильтрации (стабилизации) питающего напряжения

$$K_{\Phi} = \frac{\partial U_{\Pi}^{\pm}}{\partial U_0}, \quad (4.2)$$

устанавливающим связь между изменениями одного из питающих ∂U_{Π}^{\pm} или ∂U_{Π}^{-} и стабилизируемого ∂U_0 напряжений.

Коэффициент стабилизации K_C питающего напряжения отличается от коэффициента фильтрации K_{Φ} (4.2) тем, что учитывает абсолютные значения питающего $\pm U_{\Pi}$ и стабилизируемого U_0 напряжений, т.е. представляет собой отношение относительных величин $\delta \pm U_{\Pi}$, δU_0 этих напряжений:

$$K_C = \frac{\delta U_{\Pi}^{\pm}}{\delta U_0} = \frac{\partial U_{\Pi}^{\pm}}{U_{\Pi}^{\pm}} \bigg/ \frac{\partial U_0}{U_0} = K_{\Phi} \frac{U_0}{U_{\Pi}^{\pm}}. \quad (4.3)$$

Существует множество схемных решений СН: от простейших

параметрических на прямо- и обратносмещенных опорных диодах

(стабилитронах), на повторителях и усилителях опорных напряжений до самых сложных, основанных на использовании ОУ и эмиттерных повторителей с общей ООС, со схемами защиты от перегрузок и случайных коротких замыканий (КЗ) по выходу и т.д. Особый класс СН составляют ИОН, отличающиеся повышенной стабильностью формируемых напряжений, в том числе и независимых от температурного фактора, учитываемого в виде соответствующего ТК, низким внутренним сопротивлением, повышенным коэффициентом фильтрации (4.2) и т.д.

В4.

В5. Ключевое СН. Получение опорных напряжений. ГСТ: классификация, основные параметры и типы

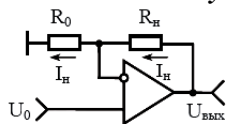


Рис.1.30. ГСТ с незаземленной нагрузкой на основе неинвертирующей ОС

Один из резисторов является нагрузочным R_H , второй – образцовым высокостабильным R_0 , а в качестве входного напряжения используется высокостабильное (опорное) напряжение U_0 .

Ток нагрузки:

$$I_H = \frac{U_0}{R_0 \left[1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_H}{R_0} \right) \right]}. \quad (1.100)$$

С изменением сопротивления нагрузки R_H пропорционально изменяется коэффициент передачи схемы, вызывая пропорциональное изменение ее выходного напряжения

$U_{ВЫХ}$ (см. рис. 1.30)

Максимальная величина сопротивления нагрузки $R_{H.МАКС}$, при которой ОУ, имеющий допустимую амплитуду выходного напряжения $U_{ВЫХ.МАКС}$, работает в линейном режиме:

$$R_{H.МАКС} \leq \left(\frac{U_{ВЫХ.МАКС}}{U_0} - 1 \right) R_0. \quad (1.104)$$

Минимальное сопротивление нагрузки $R_{H.МИН}$, которое может быть использовано в ГСТ (см. рис. 1.30, а), совместно с R_0 должно составлять величину не менее допустимого сопротивления нагрузки $R_{H.ДОП}$ ОУ:

$$R_{H.МИН} \geq R_{H.ДОП} - R_0. \quad (1.105)$$

Внутреннее сопротивление ГСТ:

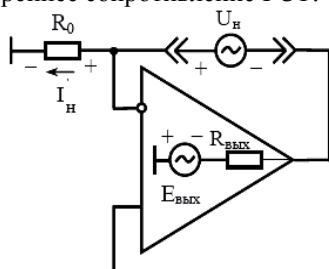


Рис.1.31. Эквивалентная схема для определения внутреннего сопротивления ГСТ

С заземленной нагрузкой:

Описывается параметрами:

$$R_i = \frac{U_H}{I_H} = R_0(K_0 + 1) + R_{ВЫХ} \approx R_0(K_0 + 1). \quad (1.107)$$

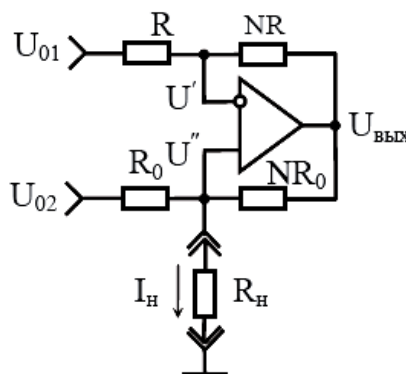


Рис.1.32. ГСТ с заземленной нагрузкой

$$\frac{U_{01} - U'}{R} = \frac{U' - U_{ВЫХ}}{NR}, \quad (1.108)$$

$$U'' - U' = \frac{U_{ВЫХ}}{K_0}, \quad (1.109)$$

$$\frac{U_{02} - U''}{R_0} = \frac{U'' - U_{ВЫХ}}{NR_0} + \frac{U''}{R_H}, \quad (1.110)$$

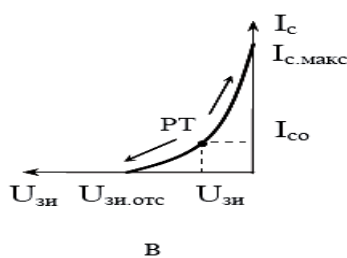
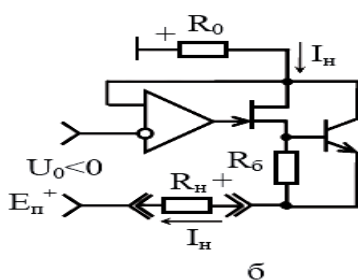
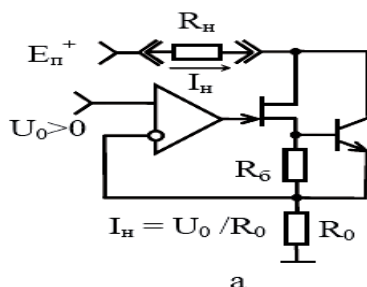


Рис.1.33. Генераторы втекающего (а) и вытекающего (б) стабильных токов и сток–затворная характеристика (в) ПТ, поясняющая принцип стабилизации тока

В8. Проектирование СН на основе ОУ: СН как элемент схемотехники. Однополярные СН с опорными стабилитронами.

Под стабилизатором, или источником напряжения (СН), понимают компонент (элемент) электрической схемы, который вырабатывает выходное напряжение E_0 , в первом приближении не зависящее от сопротивления нагрузки R_H или тока в нагрузке I_H , а также от напряжения питания $\pm E_P$, изменяющихся в широких пределах.

Независимость выходного напряжения E_0 от тока в нагрузке I_H , от некоторой определенной величины «без нагрузки» до величины при максимальной нагрузке характеризуется стабильностью по нагрузке, которая непосредственно связана с внутренним (выходным) сопротивлением СН

$$R_{i.E_0} = \frac{\partial E_0}{\partial I_H}, \quad (4.1)$$

представляющим собой отношение изменений стабилизируемого напряжения ∂E_0 и тока в нагрузке ∂I_H .

Для снижения выходного сопротивления СН известны два основных способа, применяемых раздельно или совместно, один из которых основан на использовании свойств БТ преобразовывать импеданс или усиливать ток, а второй – на свойствах усилителя с ООС

На рис. 1.38 представлены две классические схемы однополярных СН с опорными стабилитронами Д, отличающиеся одна от другой способом включения стабилитрона в цепь обратной связи. Основное преимущество второй схемы (рис. 1.38,б) по отношению к первой (рис. 1.38,а) состоит в том, что она может быть использована в случае реализации СН на повышенное напряжение E_0 с применением стабилитрона с напряжением $U_{ст} = U_0$, превышающим допустимое синфазное напряжение $U_{вх.с.доп}$ ОУ.

Эффект стабилизации выходного напряжения E_0 в данных схемах (см. рис. 1.38), а также в аналогичных других схемах СН состоит в том, что, например, с уменьшением (увеличением) по какой-либо причине этого напряжения уменьшается (увеличивается) разность напряжений между опорным напряжением U_0 и напряжением на нижнем плече (резисторе R_2) резистивного делителя R_1, R_2 , которая после усиления в ОУ приоткрывает (подзакрывает) регулирующий транзистор T_1 , увеличивая (уменьшая) тем самым исходное напряжение E_0 .

Анализ СН по схеме (см. рис. 1.38,а) можно произвести с помощью уравнения где K_0 и K_Π – коэффициенты передачи ОУ и повторителя напряжения на БТ T_1 и резисторах делителя R_1, R_2 и нагрузки R_H . В соответствии с (1.165) напряжение стабилизации

$$\left(U_0 - E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) K_0 K_\Pi = E_0, \quad (1.165)$$

$$E_0 = \frac{U_0}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{K_0 K_\Pi}} \quad (1.170)$$

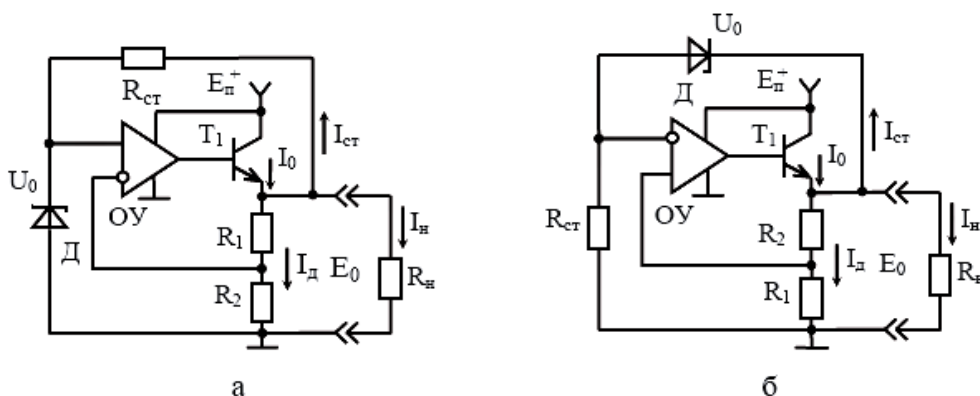


Рис. 1.38. Стабилизаторы напряжения с повышенным коэффициентом фильтрации питающего напряжения

В9. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

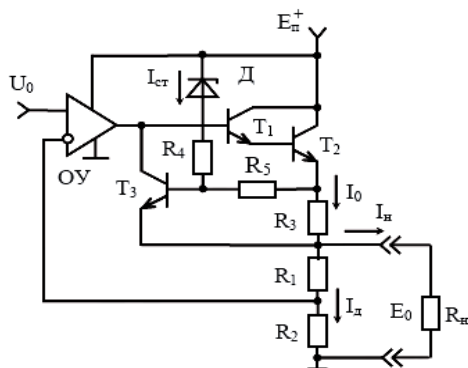


Рис. 1.39. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Характерной особенностью представленного на рис. 1.39 СН является то, что в нем, во-первых, для повышения нагрузочной способности использованы составные БТ T1, T2, позволяющие существенно увеличить ток I_n в сопротивлении нагрузки R_n , и, во-вторых, применена эффективная схема защиты от случайных КЗ и перенапряжений на БТ T3, стабилитроне Д и резисторах R3 – R5.

С помощью делителя на резисторах R1 и R2 осуществляется, как и ранее (см. рис. 1.38), масштабирование стабилизируемого напряжения E_0 относительно опорного напряжения U_0 . Ограничение выходного тока в рассматриваемом СН производится за счет резистора R3 на уровне

$$I_{0.м.ма} = \frac{U_{бэ(T3)}}{R_3}$$

где $U_{бэ(T3)}$ – напряжение база–эмиттер, соответствующее порогу открывания транзистора T3, предотвращающего увеличение тока базы БТ T1.

В4. Проектирование на основе ОУ: ГСТ с изолированной нагрузкой. Оценка параметров и точности формирования тока с реальным ОУ

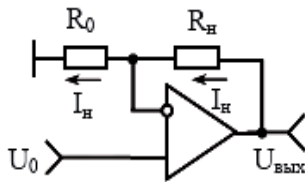


Рис.1.30. ГСТ с незаземленной нагрузкой на основе неинвертирующей ОС

Представленный на рис. 1.30 ГСТ с изолированной нагрузкой реализован на основе неинвертирующей ОС (см. рис. 1.24), в которой один из резисторов является нагрузочным R_H , второй – образцовым (высокостабильным) R_0 , а в качестве входного напряжения используется высокостабильное (опорное) напряжение U_0 .

С учетом ограниченного коэффициента передачи ОУ ($K_0 \neq \infty$) для тока, протекающего по нагрузочному сопротивлению, можно записать:

$$I_H = \frac{(U_0 - I_H R_0) K_0 - I_H R_0}{R_H}. \quad (1.99)$$

Преобразуя (1.99) к явному виду, получаем ток нагрузки

$$I_H = \frac{U_0}{R_0 \left[1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_H}{R_0} \right) \right]}. \quad (1.100)$$

При устремлении коэффициента передачи в бесконечность ($K_0 \rightarrow \infty$) ток (1.100)

$$I_H|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_0}{R_0} \quad (1.101)$$

не зависит от сопротивления нагрузки R_H

Погрешность формирования тока, обусловленную конечностью коэффициента передачи K_0 ОУ, определим, сравнивая (1.100) и (1.101):

$$\delta I_H = \frac{I_H|_{K_0 \rightarrow \infty}}{I_H} - 1 = \frac{1 + \frac{R_H}{R_0}}{K_0}. \quad (1.102)$$

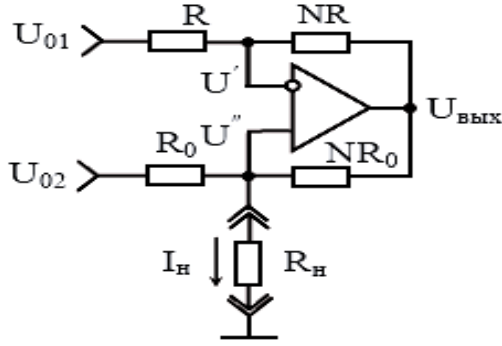


Рис.1.32. ГСТ с заземленной нагрузкой

Представленный на рис. 1.32 ГСТ с заземленной нагрузкой с учётом обозначенных элементов и напряжений описывается системой уравнений

$$\begin{cases} \frac{U_{01} - U'}{R} = \frac{U' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR}, & (1.108) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U'' - U' = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, & (1.109) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_{02} - U''}{R_0} = \frac{U'' - U_{\text{ВЫХ}}}{NR_0} + \frac{U''}{R_H}, & (1.110) \end{cases}$$

где U' и U'' – напряжения, действующие на инвертирующем и неинвертирующем входах ОУ; R и R_0 – сопротивления образцовых резисторов цепей ООС и положительной обратной связи (ПОС) ОУ; N – положительное число; K_0 – коэффициент передачи ОУ; U_{01} и U_{02} – высокостабильные (опорные) входные напряжения; $U_{\text{ВЫХ}}$ – выходное напряжение схемы.

На основании соотношений (1.108) и (1.109) получаем напряжение на нагрузке

$$U_H = U'' = U_{\text{ВЫХ}} \left(\frac{1}{N+1} + \frac{1}{K_0} \right) + \frac{NU_{01}}{N+1}, \quad (1.111)$$

которое совместно с (1.110) позволяет записать протекающий через сопротивление нагрузки R_H ток

$$I_H = \frac{U''}{R_H} = \frac{U_{02} - U_{01} \frac{K_0}{K_0 + N + 1}}{R_0 \left[1 + \frac{(N+1)^2 R_H}{NR_0 (K_0 + N + 1)} \right]}. \quad (1.112)$$

При $K_0 \rightarrow \infty$ ток (1.112)

$$I_H \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_{02} - U_{01}}{R_0} \quad (1.113)$$

$$\delta I_H = \frac{I \Big|_{K_0 \rightarrow \infty}}{I} - 1 = \frac{1 + \frac{(N+1)^2 R_H}{NR_0 (K_0 + N + 1)}}{1 + \frac{U_{01}}{U_{02} - U_{01}} \left(1 - \frac{K_0}{K_0 + N + 1} \right)} - 1.$$

В6. Реализация генераторов втекающего и вытекающего стабильных токов. Определение и расчет параметров с повышенным значением стабильных токов

Данный тип ГСТ (рис. 1.33, а, б) с изолированной нагрузкой реализуется на базе ОУ в режиме сравнения сигналов.

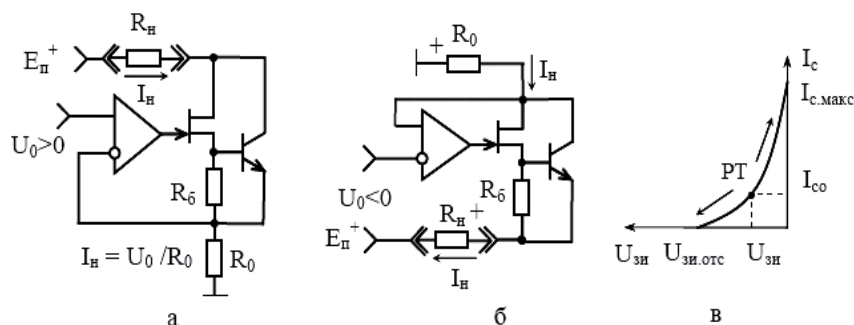


Рис.1.33. Генераторы втекающего (а) и вытекающего (б) стабильных токов и сток-затворная характеристика (в) ПТ, поясняющая принцип стабилизации тока

Принцип стабилизации в этих схемах основан на сравнении напряжений, образуемых на образцовых резисторах R_0 при прохождении через них тока нагрузки I_H , с напряжением источников опорных напряжений U_0 , полярность которых зависит от втекающего или вытекающего тока, показанных на рис. 1.33, а и б соответственно.

$$(U_0 - I_H R_0) K_0 K_{\Pi} = I_H R_0, \quad (1.129)$$

Управляющее током эмиттера ИЭ БТ напряжение

$$U' = (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) \cdot S(R_0 \parallel h_{11}), \quad (1.130)$$

где S и h_{11} - крутизна ПТ в РТ и входное сопротивление БТ;

$$S = S_{МАКС} \left(1 - \frac{U_0 + U_{бэ}}{U_{ЗИ.ОТС}} \right);$$

$S_{МАКС}$ и $U_{ЗИ.ОТС}$ - максимальная крутизна и напряжение отсечки ПТ (справочные величины);

$$h_{11} = \frac{\varphi_{\Gamma}}{I_{\Xi}} (h_{21} + 1);$$

$$U_{ВЫХ} = I_{ВЫХ} R_0 = \frac{I_{\Xi}}{\varphi_{\Gamma}} U' R_0 = \frac{I_{\Xi}}{\varphi_{\Gamma}} (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) S(R_0 \parallel h_{11}) R_0.$$

Отсюда коэффициент передачи повторителя напряжения

$$K_n = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{1}{1 + \frac{\varphi_{\Gamma}}{S I_{\Xi} (R_0 \parallel h_{11}) R_0}}. \quad (1.132)$$

Итак, получаемый из (1.129) ток нагрузки

$$I_H = \frac{U_0}{R_0 \left(1 + \frac{1}{K_0 K_{\Pi}} \right)}$$

В7. ВАП на основе ГСТ и оценка его точности. Особенности проектирования и расчета ГСТ и ВАП

Времяамплитудный преобразователь (ВАП) – это устройство, которое позволяет линейно преобразовать длительность импульса (временной интервал) Δt стандартной амплитуды U_m в амплитуду выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ (рис. 1.35,а). При изменении во времени длительности импульса Δt будет пропорционально изменяться и выходное напряжение $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$. Один из возможных вариантов реализации этого устройства показан на рис. 1.36.

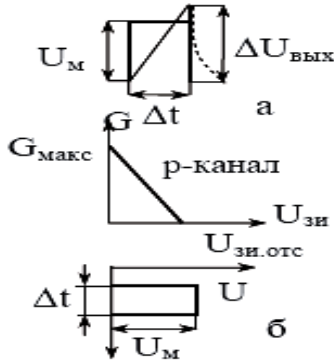


Рис. 1.35. Преобразуемый импульс (а) и характеристика проводимости (б) ПТ, совмещённая с этим импульсом

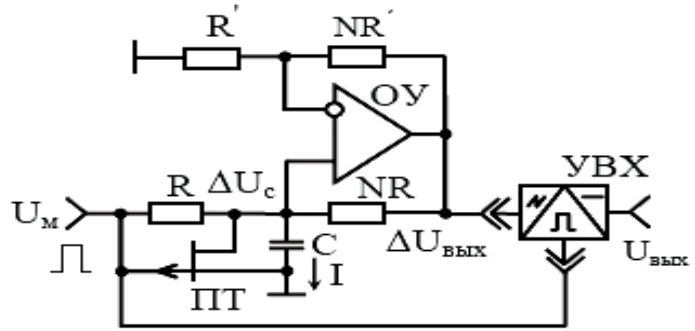


Рис. 1.36. Схема ВАП с УВХ

В основу работы ВАП положен принцип заряда конденсатора ёмкостью C стабильным током

где ΔU_C – изменение напряжения на конденсаторе.

$$I = C \frac{\Delta U_C}{\Delta t}, \quad (1.150)$$

Для установления начальных условий работы (обеспечения разряда конденсатора C) в схему ВАП (см. рис. 1.36) введён ПТ, проводимость канала G (УЗИ) которого при отсутствии входного (управляющего) импульса максимальна и соответствует $G_{\text{МАКС}}$ (рис. 1.35,б). Конденсатор C при этом разряжается с постоянной времени $\tau_p = C/G_{\text{МАКС}}$.

Если входные импульсы следуют со скважностью меандра при минимальной длительности преобразуемых импульсов $\Delta t_{\text{МИН}}$, то постоянная времени разряда должна удовлетворять условию

$$\tau_p = \frac{C}{G_{\text{МАКС}}} \leq \frac{\Delta t_{\text{МИН}}}{3}. \quad (1.151)$$

ВАП с учётом (1.150) описывается системой уравнений где N – действительное число; K_0 – коэффициент передачи ОУ.

Находя напряжение на конденсаторе ΔU_C из (1.152) и приравняв его к (1.153), получаем выходное напряжение ВАП При $K_0 \rightarrow \infty$ выходное напряжение (1.154)

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC \left[1 + \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NRC} \Delta t \right) \right]}. \quad (1.154)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{U_m - \Delta U_C}{R} &= \frac{\Delta U_C - \Delta U_{\text{ВЫХ}}}{NR} + C \frac{\Delta U_C}{\Delta t}, \\ \Delta U_C - \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{1+N} &= \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, \end{aligned} \right. \quad (1.152)$$

$$\Delta U_C - \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{1+N} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, \quad (1.153)$$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC}. \quad (1.155)$$

В33. Источники опорного напряжения (ИОН) на БТ и ПТ. ИОН с умножением напряжения база-эмиттер БТ. Повышение коэффициента фильтрации питающего напряжения

Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием

температуры окружающей среды с образованием на сток-затворной характеристике $I_c = f(U_{зи})|_{U_{си} = const}$ так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами $U_{зи.0}$ и $I_{с.0}$ позволяет использовать его как источник термостабильного тока $I_0 = I_{с.0}$ и опорного напряжения $U_0 = U_{зи.0}$.

Сток-затворные (проходные или передаточные) ПТ

$$I_c(U_{зи}) = I_{с.макс} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right)^2, \quad (3.1)$$

а характеристики крутизны – прямой линией:

где $I_{с.макс}$ и $S_{макс}$ – максимальные значения тока-стока и крутизны, определяемые при $U_{зи} = 0$; $U_{зи.отс}$ – напряжение отсечки тока стока;

$$S_{макс} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи})|_{U_{зи}=0} = -\frac{2I_{с.макс}}{U_{зи.отс}}. \quad (3.3)$$

$$S(U_{зи}) = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = S_{макс} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (3.2)$$

Характеристику крутизны (3.2) с учётом (3.1) и (3.3) можно представить и в другом, удобном в ряде случаев для практического использования, виде:

$$S(U_{зи}) = -\frac{2I_{с.макс}}{U_{зи.отс}} \sqrt{\frac{I_c(U_{зи})}{I_{с.макс}}} = -\frac{2\sqrt{I_c(U_{зи})I_{с.макс}}}{U_{зи.отс}}, \quad (3.4)$$

где α и β – температурные коэффициенты (ТК)

Используя (3.5) и (3.1), определяем соответствующий ТСТ ток стока (3.6)

$$I_{с.0} = I_{с.макс} \left(1 - \frac{U_{зи.0}}{U_{зи.отс}} \right)^2 = \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2}, \quad (3.7)$$

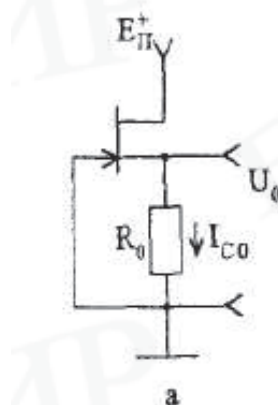
или с учетом вышеприведенных значений ТК β и α

$$I_{с.0} \approx 0,44 \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2 [B^{-2}]}. \quad (3.8)$$

$$U_0 = I_{с.0} R_0 = -U_{зи.0} = -\left(U_{зи.отс} - \frac{2\beta}{\alpha} \right) = -(U_{зи.отс} + 0,66[B]), \quad (3.10)$$

$$U_{зи.0} = U_{зи.отс} - 2 \frac{\beta}{\alpha}, \quad (3.5)$$

$$I_{с.0} = I_c(U_{зи})|_{U_{зи}=U_{зи.отс}}, \quad (3.6)$$



Коэффициент фильтрации питающего напряжения рассматриваемого

ИОН, показывающий, во сколько раз снижается влияние изменений питающего напряжения $\partial E_{П+}$ на изменение формируемого напряжения ∂U_0 , может быть представлен в виде

$$K_{\Phi} = \frac{\partial E_{П+}}{\partial U_0} = \frac{\partial E_{П+}}{\partial I_{с.0}} \cdot \frac{\partial I_{с.0}}{\partial U_0} = \frac{R_{i.гст}}{R_0},$$

В34.В35.В36. ИОН с термокомпенсацией. Масштабный преобразователь опорного напряжения. Температурный коэффициент (ТК) напряжения база-эмиттер БТ. Источник с зонным опорным напряжением

Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием

температуры окружающей среды с образованием на сток-затворной характеристике $I_c = f(U_{зи})|_{U_{си} = const}$ так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами $U_{зи.0}$ и $I_{с.0}$ позволяет использовать его как источник термостабильного тока $I_0 = I_{с.0}$ и опорного напряжения $U_0 = U_{зи.0}$.

Сток-затворные (проходные или передаточные) ПТ

$$I_c(U_{зи}) = I_{с.макс} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right)^2, \quad (3.1)$$

а характеристики крутизны – прямой линией:

$$S(U_{зи}) = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = S_{макс} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (3.2)$$

где $I_{с.макс}$ и $S_{макс}$ – максимальные значения тока-стока и крутизны, определяемые при $U_{зи} = 0$; $U_{зи.отс}$ – напряжение отсечки тока стока;

$$S_{макс} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи})|_{U_{зи}=0} = -\frac{2I_{с.макс}}{U_{зи.отс}}. \quad (3.3)$$

Характеристику крутизны (3.2) с учётом (3.1) и (3.3) можно представить и в другом, удобном в ряде случаев для практического использования, виде:

$$S(U_{зи}) = -\frac{2I_{с.макс}}{U_{зи.отс}} \sqrt{\frac{I_c(U_{зи})}{I_{с.макс}}} = -\frac{2\sqrt{I_c(U_{зи})I_{с.макс}}}{U_{зи.отс}}. \quad (3.4)$$

Координаты ТСТ для ПТ с каналом n-типа описываются уравнениями

$$U_{зи.0} = U_{зи.отс} - 2\frac{\beta}{\alpha}, \quad (3.5)$$

$$I_{с.0} = I_c(U_{зи})|_{U_{зи}=U_{зи.отс}}, \quad (3.6)$$

где α и β – температурные коэффициенты (ТК)

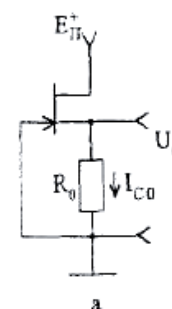
Используя (3.5) и (3.1), определяем соответствующий ТСТ ток стока (3.6)

$$I_{с.0} = I_{с.макс} \left(1 - \frac{U_{зи.0}}{U_{зи.отс}} \right)^2 = \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2}, \quad (3.7)$$

или с учетом вышеприведенных значений ТК β и α

$$I_{с.0} \approx 0,44 \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2 [B^{-2}]}. \quad (3.8)$$

$$U_0 = I_{с.0} R_0 = -U_{зи.0} = -\left(U_{зи.отс} - \frac{2\beta}{\alpha} \right) = -(U_{зи.отс} + 0,66[B]), \quad (3.10)$$



Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием

температуры окружающей среды с образованием на сток-затворной характеристике $I_c = f(U_{зи})|_{U_{си} = const}$ так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами $U_{зи.0}$ и $I_{c.0}$ позволяет использовать его как источник термостабильного тока $I_0 = I_{c.0}$ и опорного напряжения $U_0 = U_{зи.0}$.

Сток-затворные (проходные или передаточные) ПТ

$$I_c(U_{зи}) = I_{c.макс} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right)^2, \quad (3.1)$$

а характеристики крутизны – прямой линией:

$$S(U_{зи}) = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = S_{макс} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}} \right), \quad (3.2)$$

где $I_{c.макс}$ и $S_{макс}$ – максимальные значения тока-стока и крутизны, определяемые при $U_{зи} = 0$; $U_{зи.отс}$ – напряжение отсечки тока стока;

$$S_{макс} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи})|_{U_{зи}=0} = -\frac{2I_{c.макс}}{U_{зи.отс}}. \quad (3.3)$$

Характеристику крутизны (3.2) с учётом (3.1) и (3.3) можно представить и в другом, удобном в ряде случаев для практического использования, виде:

$$S(U_{зи}) = -\frac{2I_{c.макс}}{U_{зи.отс}} \sqrt{\frac{I_c(U_{зи})}{I_{c.макс}}} = -\frac{2\sqrt{I_c(U_{зи})I_{c.макс}}}{U_{зи.отс}}. \quad (3.4)$$

Координаты ТСТ для ПТ с каналом n-типа описываются уравнениями

$$U_{зи.0} = U_{зи.отс} - 2\frac{\beta}{\alpha}, \quad (3.5)$$

$$I_{c.0} = I_c(U_{зи})|_{U_{зи}=U_{зи.отс}}, \quad (3.6)$$

где α и β – температурные коэффициенты (ТК)

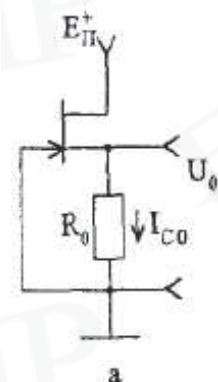
Используя (3.5) и (3.1), определяем соответствующий ТСТ ток стока (3.6)

$$I_{c.0} = I_{c.макс} \left(1 - \frac{U_{зи.0}}{U_{зи.отс}} \right)^2 = \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 \frac{I_{c.макс}}{U_{зи.отс}^2}, \quad (3.7)$$

или с учетом вышеприведенных значений ТК β и α

$$I_{c.0} \approx 0,44 \frac{I_{c.макс}}{U_{зи.отс}^2 [B^{-2}]}. \quad (3.8)$$

$$U_0 = I_{c.0} R_0 = -U_{зи.0} = -\left(U_{зи.отс} - \frac{2\beta}{\alpha} \right) = -(U_{зи.отс} + 0,66[B]), \quad (3.10)$$



В65.В66. Проблема индуктивности в микроэлектронике и пути ее решения. Реализация индуктивности с помощью активных элементов. Аппроксимация нормированной АЧХ ФНЧ и ее преобразование в АЧХ ФВЧ и ПФ. Реализация простейшего ПФ второго порядка. Виды активных элементов, используемых в АФ

Процесс микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры на основе ИС обнаружил, во-первых, несоизмеримость габаритов LC-фильтров в особенности на низких частотах с габаритами аппаратуры на ИС в целом; во-вторых, несовместимость поточного производства ИС и катушек индуктивности. Возникла так называемая проблема индуктивности в микроэлектронике, основным содержанием которой является устранение катушек индуктивности как таковых путем создания эквивалентов индуктивности с помощью схемотехнических решений

Имитация индуктивности с помощью только активных элементов (диодов, транзисторов). Использование комбинации активных и пассивных (RC) элементов, позволяющей реализовать АФ

Пассивные элементы, входящие в состав АФ, образуют в основном

звенья первого (рис. 5.1, а и б) и второго порядков. Для звена первого порядка ФНЧ (см. рис. 5.1, а) коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad \text{При переходе к комплексной переменной } p \quad K(p) = \frac{1}{1 + pRC}$$

В соответствии с выражением (5.2) характеристическое уравнение

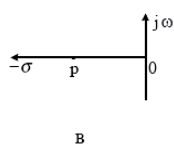
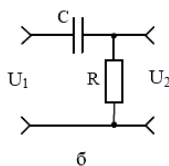
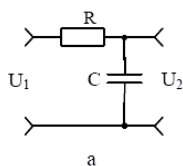
$1 + pRC = 0$ имеет один отрицательный действительный корень (полюс)

$$p = -1/RC = -\sigma$$

при условии $\sigma = 0$

$$p = \frac{p}{\omega_c} = \frac{j\omega}{\omega_c} = \frac{jf}{f_c} = j\Omega = pRC$$

АЧХ ФНЧ:



$$|K(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^2} \quad \text{Передаточная функция ФНЧ n-порядка может быть представлена полиномом}$$

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_n p^n} \quad K(p) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p + b_1 p^2)(1 + a_2 p + b_2 p^2)} = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i p + b_i p^2)}$$

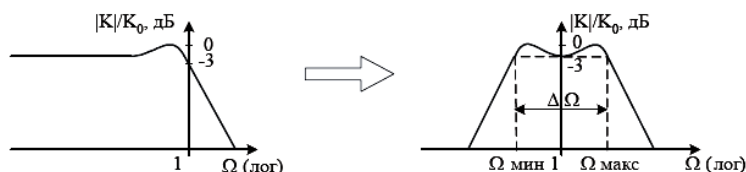
Представляя нормированную АЧХ ФНЧ в двойном логарифмическом масштабе, можно преобразовать данную характеристику в АЧХ ФВЧ

$$p \rightarrow \frac{1}{p}$$

для АЧХ ПФ

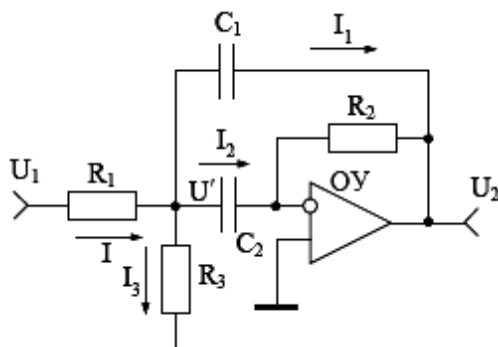
$$p \rightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} \left(p + \frac{1}{p} \right)$$

$$K(p) = \frac{K_\infty}{\prod_i \left(1 + \frac{a_i}{p} + \frac{b_i}{p^2} \right)}$$



описание передаточной функции ПФ второго порядка

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\Delta\Omega} \left(p + \frac{1}{p} \right)} = \frac{K_0 \Delta\Omega p}{1 + \Delta\Omega p + p^2}$$



В67.В68. АФ на усилителях с ограниченным коэффициентом передачи и ОУ. Режекторно-полосовые фильтры и их св-ва. Ограничительные св-ва АФ.

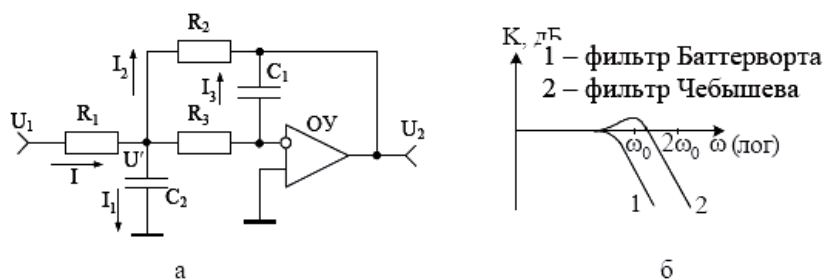


Рис. 5.3. Активный ФНЧ (а) второго порядка с ООС и его АЧХ (б)

Передаточная функция ФНЧ

$$K(P) = -\frac{1}{1 + 3\omega_c RC_1 P + \omega_c^2 R^2 C_1 C_2 P^2}.$$

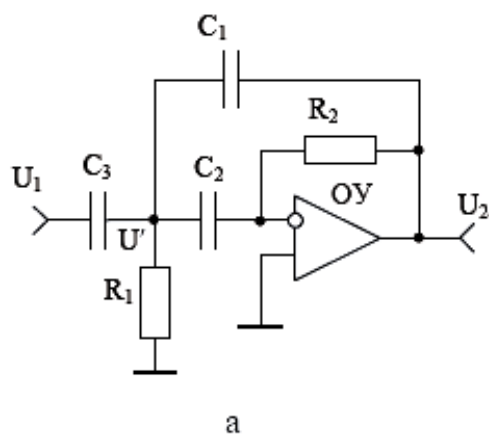


Рис. 5.4. Активный ФВЧ второго порядка

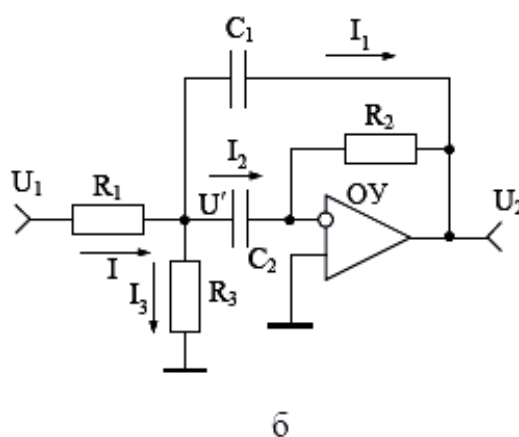


Рис. 5.5. Полосовой фильтр

В69.В70. Специализированные АФ и их разновидности. Система ФАПЧ как высокоэффективный синхронный фильтр. Синхронные АФ с коммутируемыми конденсаторами и их св-ва.

Синхронные фильтры (СФ) с коммутируемыми конденсаторами производят обработку сигналов не в частотной, а во временной области. При этом требуемая селективность достигается за счет переноса АЧХ коммутируемой RC-цепи с частотой среза $\omega_c = 1/nRC$, где n – число коммутируемых конденсаторов

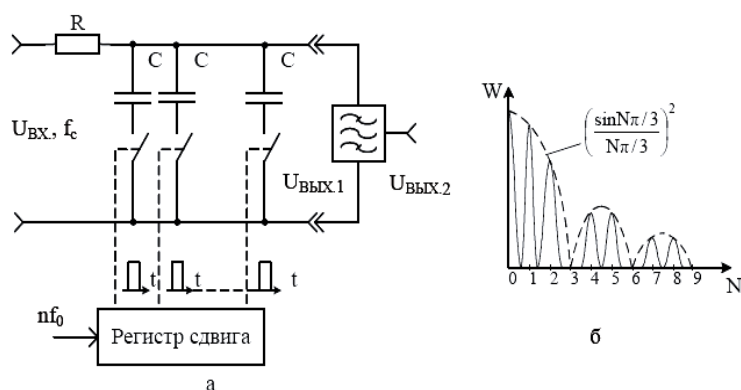


Рис. 5.6. СФ с коммутируемыми конденсаторами (а) и его АЧХ при $n = 3$ (б)

СФ с резистором R и n -коммутируемыми конденсаторами C , показанный на рис. 5.6, а, дополнительно содержит регистр сдвига, который вырабатывает во времени последовательность импульсов для управления ключами, по очереди замыкающими конденсаторы C на общую шину. Регистр сдвига управляется сигналом частотой nf_0 , где f_0 – центральная частота настройки фильтра, соответствующая частоте коммутации каждого из конденсаторов.

Несомненным достоинством СФ с коммутирующими конденсаторами

является высокая стабильность характеристик, которая зависит в основном от стабильности тактовой частоты, а также высокая достижимая добротность и связанная с ней узкая полоса пропускания на уровне 0,707. Эти параметры зависят лишь от RC-элементов

$$Q = \pi n f_0 R C,$$

$$\Pi = \frac{1}{\pi n R C}.$$

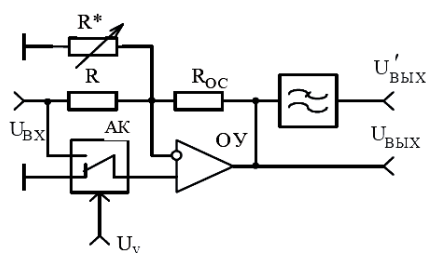


Рис. 5.7. Широкополосный СФ-демодулятор

Действительно, при положении АК, показанном на рис. 5.7, коэффициент передачи

$$K_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ.1}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R}. \quad (5.33)$$

В противоположной позиции АК на входах ОУ действует одно и то же напряжение $U_{\text{ВХ}}$, поэтому

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ.2}} \frac{R^*}{R_{\text{ос}} + R^*}.$$

Отсюда коэффициент передачи

$$K_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ.2}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R^*}. \quad (5.34)$$

Если при двух положениях переключателя выполнить условие

$$|K_1| = |K_2| = |K|, \quad \text{то можно получить двухполупериодный симметричный СД с коэффициентом передачи } K, \text{ при этом величину резистора } R^* \text{ вычисляют по формуле}$$

$$R^* = \frac{R_{\text{ос}}}{|K| - 1}. \quad (5.35)$$

Для реализации $K = 1$ резистор R^* (5.35) из схемы следует исключить. Зависимость выходного напряжения СД $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ от частоты и фазы математически можем оценить, если входное напряжение $U_{\text{ВХ}}(t)$ умножим на единичную функцию коммутации

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U_y > 0, \\ -1 & \text{при } U_y < 0, \end{cases}$$

определяемую управляющим напряжением U_y с частотой ω_y :

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t)S(t).$$

С учетом разложения функции коммутации в гармонический ряд Фурье

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_y t,$$

где n – номер гармоники и входного синусоидального напряжения с

амплитудой U_m , частотой $f = mf_y$ и фазовым сдвигом φ_m по отношению к управляющему напряжению, выходное напряжение СД приобретает вид

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_m \sin(m\omega_y t + \varphi_m) \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_y t.$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_y t + \varphi_m) dt = 0$$

и соотношение ортогональности

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_y t + \varphi_m) \sin \ell \omega_y t dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq \ell, \\ 1/2 \cos \varphi_m & \text{при } m = \ell, \end{cases}$$

получаем искомое среднее значение выходного напряжения СД:

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}}(t) = \begin{cases} \frac{2}{\pi m} U_m \cos \varphi_m & \text{при } m = 2n+1, \\ 0 & \text{при } m \neq 2n+1, \end{cases}$$

где m и ℓ – натуральные числа 0, 1, 2, 3, ...

В74. Фазовый фильтр первого порядка и электронно-управляемый фазовращатель на его основе.

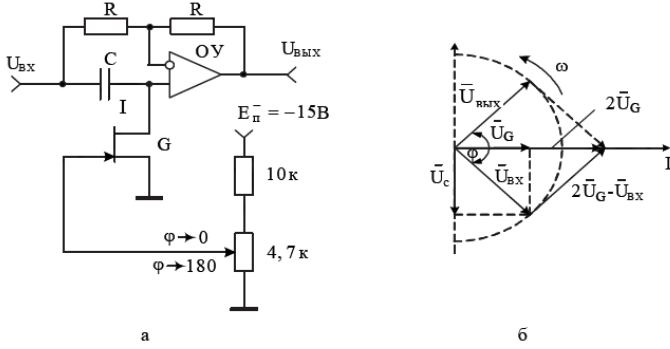


Рис. 5.9. Фазовый фильтр первого порядка (а) и его векторная диаграмма (б)

Фазовый сдвиг

$$K(P) = \frac{\prod_i (1 - a_i P + b_i P^2)}{\prod_i (1 + a_i P + b_i P^2)} = \frac{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \cdot e^{-j\alpha}}{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \cdot e^{j\alpha}} = 1 \cdot e^{-2j\alpha} = e^{j\varphi}, \quad (5.36)$$

где

$$\varphi = -2\alpha = -2 \sum_i \arctg \frac{a_i \Omega}{1 - b_i \Omega^2}. \quad (5.37)$$

Для фазового фильтра первого порядка, представленного на рис. 5.9, а, можно записать передаточную функцию в следующем виде [14]:

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{2}{\left(\frac{1}{G} + \frac{1}{pC}\right)G} - 1 = \frac{2pC/G}{1 + pC/G} - 1 = -\frac{1 - pC/G}{1 + pC/G}$$

или, используя нормированную комплексную переменную (5.3),

$$K(P) = -\frac{1 - \omega_c CP/G}{1 + \omega_c CP/G} = -\frac{1 - P}{1 + P} = -\frac{1 - j\Omega}{1 + j\Omega}.$$

Из выражения (5.38) следует, что коэффициент передачи фильтра постоянен и равен единице, а фаза (5.37) выходного сигнала

$$\varphi = 2 \arctg \omega C / G. \quad (5.39)$$

Для вектора выходного напряжения можно записать

$$\bar{U}_{ВЫХ} = 2\bar{U}_G - \bar{U}_{ВХ}. \quad (5.40)$$

При изменении проводимости канала ПТ в пределах от МАКС G до МИН G происходит изменение фазы (5.39) [15]:

$$\Delta\varphi = 2 \left(\arctg \frac{\omega C}{G_{МИН}} - \arctg \frac{\omega C}{G_{МАКС}} \right). \quad (5.41)$$

Принимая во внимание, что $\arctg x - \arctg y = \arctg \frac{(x - y)/(1 + xy)}{xy > -1}$, для (5.41) получаем

$$\Delta\varphi = 2 \arctg \frac{\omega C (G_{МАКС} - G_{МИН})}{(\omega C)^2 + G_{МАКС} G_{МИН}}. \quad (5.42)$$

$$\Delta\varphi_{МАКС} = 2 \arctg \frac{G_{МАКС} - G_{МИН}}{2\sqrt{G_{МАКС} G_{МИН}}} = 2 \arctg \frac{\sqrt{\frac{G_{МАКС}}{G_{МИН}}} \left(1 - \frac{G_{МИН}}{G_{МАКС}}\right)}{2}. \quad (5.44)$$

Максимальное изменение фазы: При условии $МАКС МИН G \gg G$, что на практике имеет место для любого ПТ,

$$\Delta\varphi'_{МАКС} = 2 \arctg \frac{\sqrt{G_{МАКС}/G_{МИН}}}{2}.$$

Погрешность формирования изменения фазы может быть оценена на основании сравнения результатов расчета по соотношениям (5.44) и (5.45):

$$\delta\Delta\varphi_{МАКС} = \frac{\Delta\varphi'_{МАКС}}{\Delta\varphi_{МАКС}} - 1. \quad (5.46)$$

Пусть ПТ изменяет проводимость канала от $G_{МАКС} = 16 \cdot 10^{-3}$ См до $G_{МИН} = 10^{-7}$ См, тогда в соответствии с (5.43) и (5.45) на частоте $f = 1,59$ кГц $C_{opt} = 4$ нФ, а $\Delta\varphi'_{МАКС} \approx 179^\circ 20'$.

В75.В76.

КОС и КПС как активные четырехполюсники. Практическая реализация и оценка их точности. Разновидности схемотехники КОС и КПС.

Конвертор отрицательного сопротивления (КОС)-активный четырехполюсник, преобразующий сопротивление нагрузки Z_H на зажимах 2-2' в сопротивление обратного знака на зажимах 1-1'

$$Z_{вх} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + \frac{1}{Z_H}}$$

При условии равенства нулю входного сопротивления ($h_{11}=0$) и выходной проводимости ($h_{22}=0$)

$$Z_{вх} = -h_{12}h_{21}Z_H = -kZ_H$$

Для конвертора положительного сопротивления (КПС) h_{21} является отрицательной величиной, поэтому

$$Z_{вх} = h_{12}h_{21}Z_H = kZ_H$$

Входное сопротивление данного КОС (рис 6.2.а)

$$Z_{вх} = \frac{U}{I} = \frac{UZ}{U - U'} = \frac{Z}{1 - \frac{U'}{U}} = \frac{Z}{1 - K}$$

где K -коэффициент передачи усилителя

$$K \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Четырехполюсник в режиме КОС

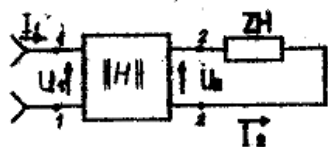


Рис.6.1

Реализация КОС на ОУ

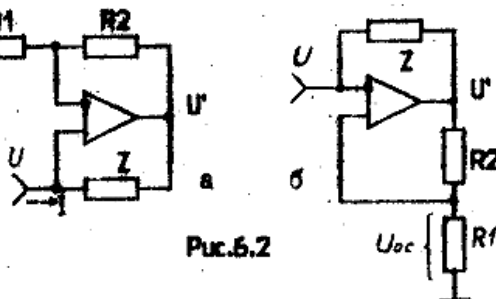


Рис.6.2

Разновидности схемотехники КОС и КПС

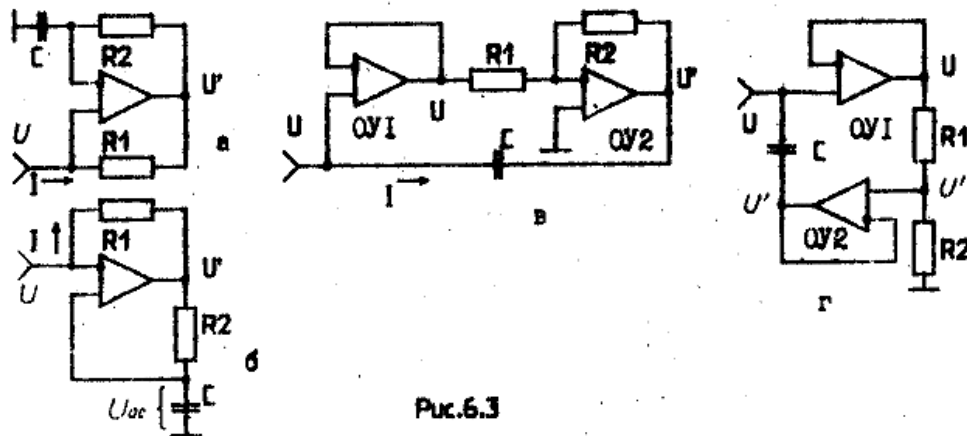


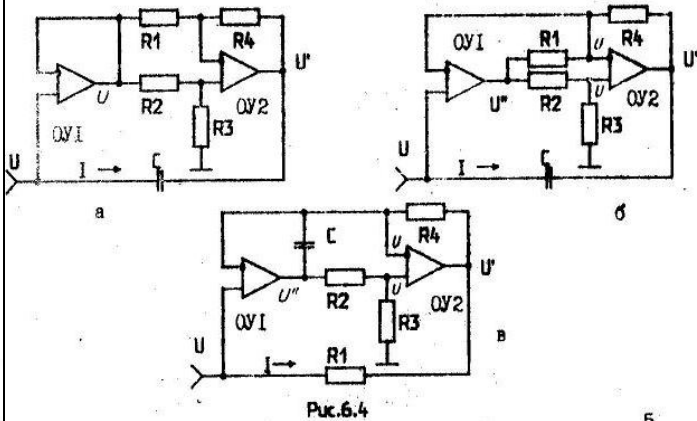
Рис.6.3

B77.B78.

Моделирование широкодиапазонных конвертируемых емкостей и оценка их добротности. КПС на основе КОС

Схема для моделирования:

Схемы широкодиапазонных КПС



Для рис. А:

Коэффициент передачи этой схемы:

$$K = \frac{U'}{U} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_4}{R_1} \right) - \frac{R_4}{R_1} = \frac{R_1 R_3}{R_1 (R_2 + R_3) + R_4 R_3}$$

Диапазон конвертируемых емкостей:

$$D = \frac{C_{\text{вх макс}}}{C_{\text{вх мин}}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_1} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right)$$

относительная нестабильность каждого элемента схемы:

$$\delta C_{\text{вх}} = \left[\delta C + \frac{\delta^2 R_1 + \delta^2 R_4}{\left(1 + \frac{R_1}{R_4} \right)^2} + \frac{\delta^2 R_2 + \delta^2 R_3}{\left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)^2} \right]^{1/2}$$

Входная проводимость КПС:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{j\omega C R_2 R_4}{R_1 R_3} = j\omega C_{\text{вх}},$$

Эквивалентная емкость:

$$C_{\text{вх}} = \frac{C R_2 R_4}{R_1 R_3}.$$

Выигрыш использования схемы Б – около 10 раз, схема В – более стабильна.

Добротность

При идеальных ОУ:

$$Q_{\text{вх}} = \frac{\omega C_{\text{вх}}}{G_{\text{вх}}}$$

(6.31)

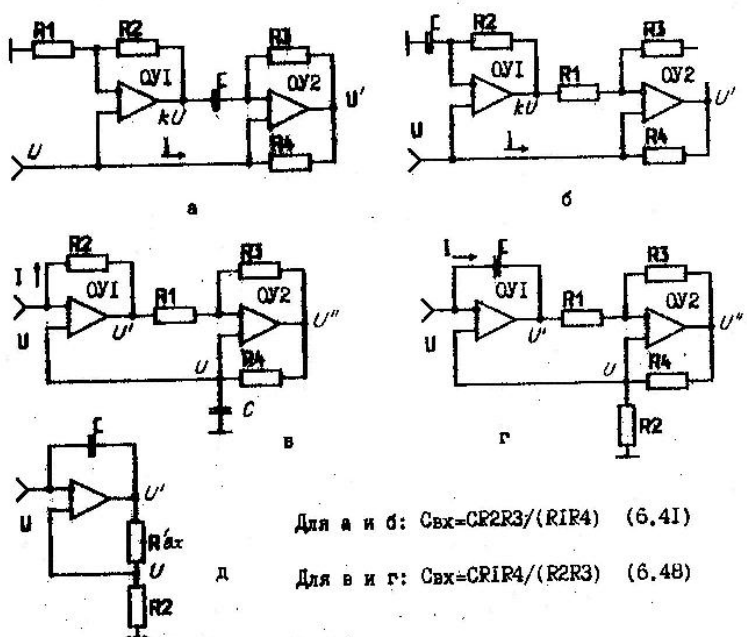
при неидеальных ОУ:

$$Q_{\text{вх}}^* = \frac{\omega C_{\text{вх}}}{G_{\text{вх}} + G_{\text{вх}}^*} = \frac{\omega C_{\text{вх}}}{G_{\text{вх}} \left(1 + \frac{G_{\text{вх}}^*}{G_{\text{вх}}} \right)} = \frac{Q_{\text{вх}}}{1 + \frac{G_{\text{вх}}^*}{G_{\text{вх}}}}$$

Для оценки искомых величин:

Схемы для определения добротности конвертируемых емкостей

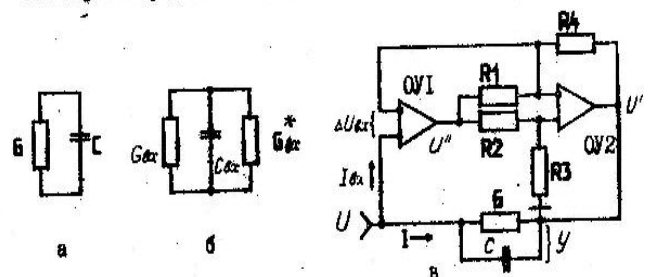
Схемы КПС на основе КОС



Для а и б: $C_{\text{вх}} = CR_2 R_3 / (R_1 R_4)$ (6.41)

Для в и г: $C_{\text{вх}} = CR_1 R_4 / (R_2 R_3)$ (6.48)

Рис.6.6



Частотно отрицательные сопротивления (ЧОС) или проводимости (ЧОП) используют для компенсации сопротивлений активных потерь без нарушения условий компенсации при их перестройке

$$U'' = U(1 + j\omega C_2 R_2),$$

а напряжение на выходе ОУ2-

$$U' = U(1 + j\omega C_1 R_3) - U'' j\omega C_1 R_3 = U(1 + \omega^2 C_1 C_2 R_2 R_3)$$

В соответствии с (6.15) входная проводимость рассма:

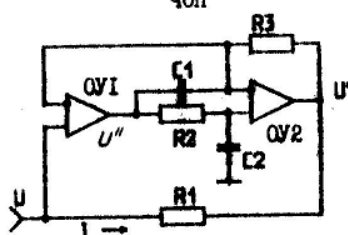
КОС

$$Y_{вх} = -\omega^2 C_1 C_2 R_2 R_3 / R_1 = G_A$$

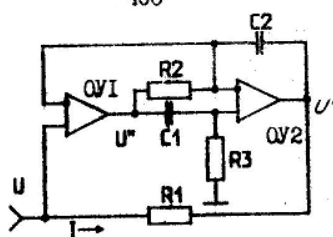
является чисто активной ЧОП.

Схемы КОС моделирующие

ЧОП

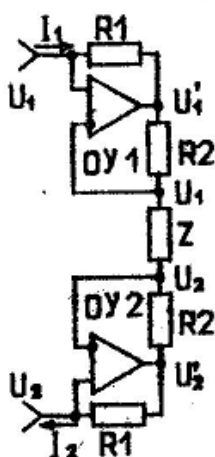


ЧОС

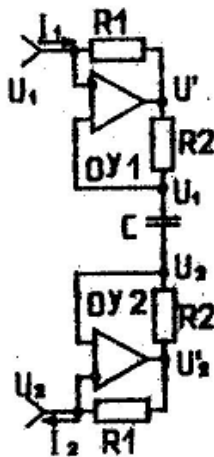


Схемы КОС и КПС, моделирующие незаземленные сопротивления

(емкости)



а



б

В83.В84. Гираторная индуктивность. Гиратор как активный четырехполюсник. Разновидности Схемотехники гираторов. Моделирование гираторной индуктивности с независимой регулировкой эквивалентных параметров. Повышение добротности и оценка эффективности схемных реализаций гираторов.

Гиратор, инвертор сопротивления - это активный четырехполюсник, входное сопротивление которого со стороны одной пары зажимов является обратным сопротивлением, подключенному к другой паре зажимов.

Входная проводимость:

Идеальный гиратор:

$$Y_{вх} = Y_{11} + \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{22} + Y_H}, \quad Y_{вх} = \frac{g_{21}g_{12}}{g_H}$$

Входное сопротивление идеального гиратора:

$$Z_{вх} = \frac{Y_H}{g_{21}g_{12}} = K Y_H = K j\omega C = j\omega L_{экв}, \quad L_{экв} = KC,$$

, где

Гираторы: положительного (ИПС) и отрицательного (ИОС) сопротивления

Четырехполюсник в режиме гиратора

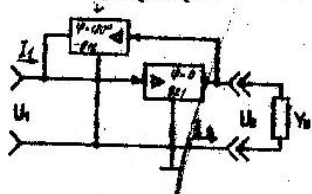


Рис. 7.1

Эквивалентная схема нагруженного гиратора

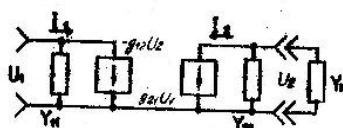
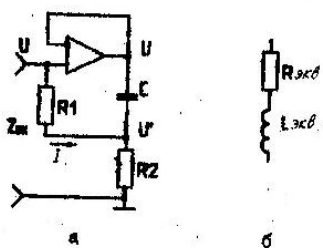
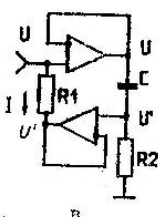
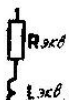


Рис. 7.2

Схемотехнические реализации гираторов и схемы замещения их эквивалентных параметров



б



г



Входное сопротивление КОС:

$$Z_{вх} = \frac{R_1}{1 - \frac{U'}{U}}$$

Входное сопротивление гиратора в последовательной схеме замещения эквивалентных параметров:

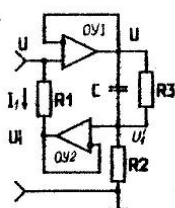
$$Z_{вх} = R_1 + R_2 + j\omega C R_1 R_2 = R_{экв} + j\omega L_{экв},$$

(7.1)

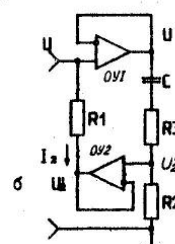
Эквивалентная добротность реализуемой индуктивности:

$$Q_{экв} = \frac{\omega L_{экв}}{R_{экв}} = \frac{\omega C R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\omega C}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

Гираторы, моделирующие независимую регулировку эквивалентных параметров

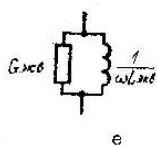


а

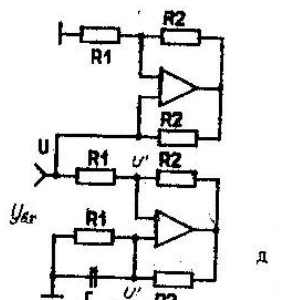


б

Рис.7.4



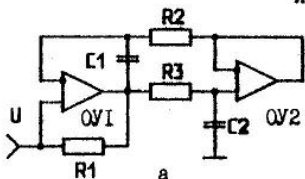
е



д

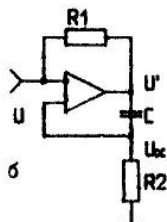
Рис.7.3

Гираторы на основе КОС, моделирующие отрицательную индуктивность

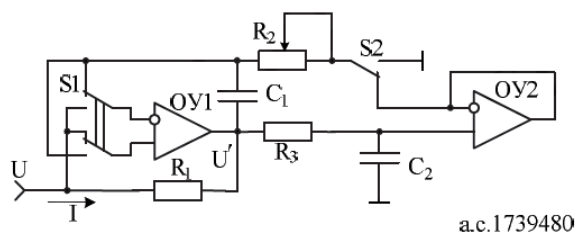


а

Рис.7.5



б



а.с.1739480

Рис. 5.15. Имитатор отрицательной индуктивности

$$Z_{BX} = \frac{U}{I} = \frac{UR_2}{U - U'} = R_2 / \left(1 - \frac{U'}{U} \right). \quad (5.83)$$

Под действием переменного выходного напряжения U' ОУ1 через конденсатор C_1 , резистор R_2 и пренебрежимо малое выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ}^* = R_{ВЫХ} / (1 + K_0), \quad (5.100)$$

где $R_{ВЫХ}$, K_0 – выходное сопротивление и коэффициент передачи без ООС ОУ2, протекает переменный ток, который на резисторе R_2 создает напряжение, точно равное входному напряжению U :

$$\frac{UR_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} = U.$$

Отсюда находим искомое отношение напряжений, представляющее коэффициент передачи ОУ1 с ООС:

$$\frac{U'}{U} = 1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2},$$

подставляя которое в соотношение (5.83) с учетом индекса при R , получаем искомое полное входное сопротивление:

$$Z_{BX} = -j\omega C_1 R_1 R_2 = j\omega L_{ЭКВ}, \quad (5.101)$$

где

$$L_{ЭКВ} = -C R_1 R_2. \quad (5.102)$$

при $(C_2 \gg C_1)$, также постоянная времени ФНЧ реализуют намного большей периода $T_{н.н.} = 1/f$ самого низкочастотного сигнала, поступающего на вход устройства:

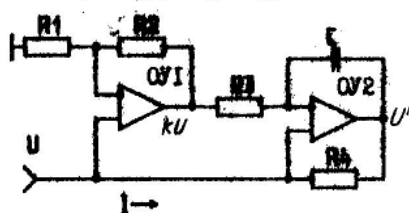
$$\tau = R_3 C_2 \gg T_{Н.} \quad (5.103)$$

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0}, \quad (5.104)$$

$U'_{\text{МАКС}} < U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ и $(I_{\text{МАКС}} = U'_{\text{МАКС}} / R_1)$ на некоторой самой низкой частоте $f_{с.н.}$, на которой сопротивление емкости конденсатора 1 C велико, а сопротивление емкости конденсатора 2 C еще мало. Частота верхнего среза ФНЧ, образованного резистором 3 R и конденсатором 2 C , определяется из условия

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} < f_{с.н.} \quad (5.105)$$

Диапазон изменения токов стремится к бесконечности $(I_{\text{МАКС}} / I_{\text{МИН}} \rightarrow \infty)$, что позволяет спроектировать МЭУ для моделирования отрицательной индуктивности, изменяющейся в исключительно широких пределах.



$$U' = U \left(1 + \frac{1}{j\omega C R_3} \right) - \frac{K U}{j\omega C R_3} = U \left(1 - \frac{K-1}{j\omega C R_3} \right), \quad (7.52)$$

$$Z_{\text{гк}} = \frac{R_4}{1 - \frac{U'}{U}} = \frac{j\omega C R_3 R_4}{K-1} = \frac{j\omega C R_1 R_3 R_4}{R_2} = j\omega L_{\text{гк}}, \quad (7.53)$$

$$L_{\text{гк}} = \frac{C R_1 R_3 R_4}{R_2}$$

Эквивалентные схемы для определения добротности гираторной индуктивности



Рис. 7.8

для рис 7.8а

$$Z_{\text{гк}} = \frac{(G + j\omega C) R_1 R_3 R_4}{R_2} = R_{\text{гк}} + j\omega L_{\text{гк}}. \quad (7.57)$$

$$R_{\text{гк}} = \frac{G R_1 R_3 R_4}{R_2}$$

$$Q_{\text{гк}} = \frac{\omega L_{\text{гк}}}{R_{\text{гк}}} = \frac{\omega C}{G} = Q_c$$

для 7.8 б

(7.59)

$$Y_{\text{гк}}^* = G_{\text{гк}}^* + \frac{1}{R_{\text{гк}} + j\omega L_{\text{гк}}} = G_{\text{гк}}^* + \frac{1}{R_{\text{гк}}(1 + Q_c^2)} - \frac{j\omega L_{\text{гк}}}{R_{\text{гк}}^2(1 + Q_c^2)} = G_{\text{гк}}^* - j\omega B_{\text{гк}}^*$$

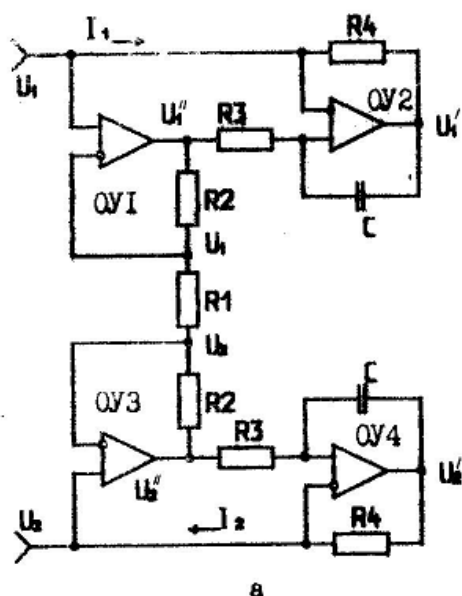
позволяет оценить результирующую добротность гиратора

$$Q_{\text{гк}}^* = \frac{\omega B_{\text{гк}}^*}{G_{\text{гк}}^*} = \frac{Q_c}{1 + \frac{\omega L_{\text{гк}}}{Q_c}(1 + Q_c^2)G_{\text{гк}}^*} \approx \frac{Q_c}{1 + \omega L_{\text{гк}}G_{\text{гк}}^*Q_c}, \quad (7.60)$$

Погрешность из-за неидеальности ОУ

$$\delta Q = \frac{Q_{\text{гк}}}{Q_{\text{гк}}^*} - 1 = \omega L_{\text{гк}} G_{\text{гк}}^* Q_c$$

$$G_{\text{гк}}^* = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \sqrt{1 + [R_2/(\omega C R_1 R_3)]^2}}{R_4 K_0}$$



протекающий по входам ток (8.64)

$$I = \frac{(U_1 - U_2) - (U_1' - U_2')}{2R_4},$$

который определяет полное сопротивление гираторов

$$Z_{gx} = \frac{U_1 - U_2}{I} = \frac{2R_4}{1 - \frac{U_1' - U_2'}{U_1 - U_2}}.$$

$$U_1'' = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_2 \frac{R_2}{R_1}, \quad U_2'' = U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_1 \frac{R_2}{R_1}.$$

$$U_1' = U_1 \left(1 + \frac{1}{j\omega CR_3}\right) - \frac{U_1''}{j\omega CR_3} = U_1 - \frac{R_2}{j\omega CR_1 R_3} (U_1 - U_2),$$

$$U_2' = U_2 \left(1 + \frac{1}{j\omega CR_3}\right) - \frac{U_2''}{j\omega CR_3} = U_2 + \frac{R_2}{j\omega CR_1 R_3} (U_1 - U_2).$$

$$U_1' - U_2' = (U_1 - U_2) \left(1 - \frac{2R_2}{j\omega CR_1 R_3}\right)$$

позволяет определить полное сопротивление (7.62)

$$Z_{gx} = j\omega CR_1 R_3 R_4 / R_2 = j\omega L_{\text{экв}}$$

$$L_{\text{экв}} = CR_1 R_3 R_4 / R_2.$$