

1 Основные определения в интегральной схемотехнике. Классификация, система условных обозначений, методы изготовления ИС (виды технологии)

Классификация интегральных схем

По принципу действия различают:

- Аналоговые
- Цифровые

По конструктивно-технологическому исполнению ИС подразделяются на группы, которым присвоены следующие обозначения:

- 1, 5, 6, 7 — полупроводниковые; (7 – безкорпусные)
- 2, 4, 8 — гибридные;
- 3 — прочие (пленочные, вакуумные, керамические и т.д.).

По функциональному назначению ИС подразделяются на подгруппы:

- усилители
- генераторы
- модуляторы

и виды

- преобразователи напряжений
- частоты
- фазы

Полупроводниковой ИС называют ИС, элементы которой выполнены в объеме или на поверхности полупроводникового материала.

Пленочными называют ИС, элементы которой выполнены в виде пленок, нанесенных на поверхность диэлектрического материала.

Тонкопленочной называют ИС с толщиной пленки до 1 мкм. Их наносят обычно методом термовакuumного осаждения или катодного распыления.

Толстопленочной называют ИС, если толщина пленки более 1 мкм.

Гибридной называют ИС, часть элементов которой имеет самостоятельное конструктивное исполнение (дискретные или навесные элементы), а проводники выполнены по пленочной технологии.

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

Цифровая ИС (ЦИС) – ИС, с помощью которых преобразуются и обрабатываются сигналы, выражаемые по закону дискретной функции. Аналоговые и цифровые ИС выпускаются в виде серий.

Система условных обозначений:

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.

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.

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

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

Гибридная технология: пассивные элементы изготавливают методами пленочной технологии.

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.

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.

2 ОУ как активный элемент МЭУ. Типы ОУ и их отличительные особенности

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 зависимую от собственных параметров усилителя. Для современных интегральных ОУ характерны две структурные схемы (модели): трехкаскадная и двухкаскадная (рис.1.1).

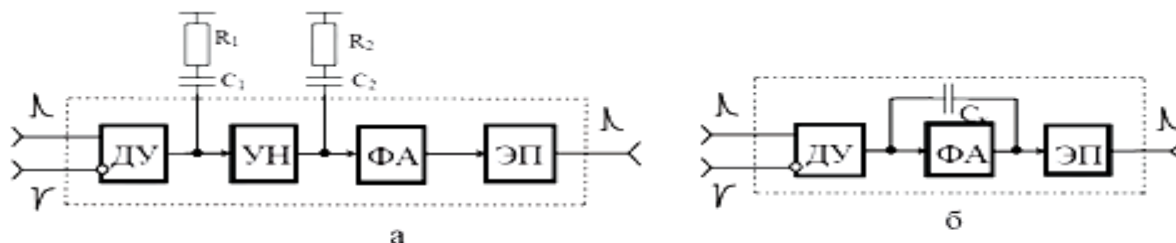


Рис. 1.1. Трёхкаскадная (а) и двухкаскадная (б) модели ОУ

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

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 $-(80 \dots 120)$ дБ и т.д. Позволяют реализовать РЭА с погрешностью около $\pm 0,1\%$.

Быстродействующие, или сверхскоростные, ОУ характеризуются высоким значением скорости нарастания выходного напряжения v (несколько десятков или сотен вольт за микросекунду), достаточно большой частотой единичного усиления f_t и предназначаются 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 ($v > 20$ В/мкс), частотой единичного усиления $f_t > 15$ МГц.

Микроомощные 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 предназначаются в основном для устройств автоматического управления.

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

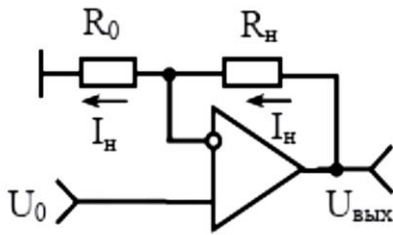
Идеальные (0 или бесконечность) и реальные ОУ

3 Меры предосторожности и полезные советы при использовании ОУ

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.

4 ГСТ с изолированной нагрузкой и его точность



Представленный на рис. 1.30 ГСТ с изолированной нагрузкой реализован на основе неинвертирующей ОС 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 .

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

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

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

не зависит от сопротивления нагрузки R_H . Погрешность формирования тока, обусловленную конечностью коэффициента передачи K_0 ОУ, определим, сравнивая (1.100) и (1.101):

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

5 ГСТ с заземлённой нагрузкой и оценка его точности

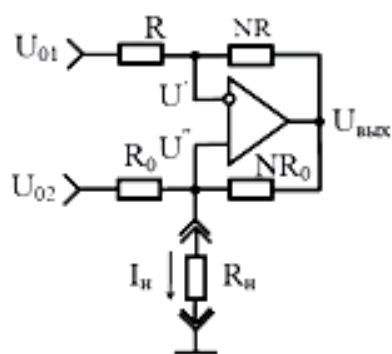


Рис.1.32. ГСТ с заземленной нагрузкой

Описывается параметрами:

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

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

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

6 Генераторы втекающего и вытекающего стабильных токов с повышенным значением формируемых токов

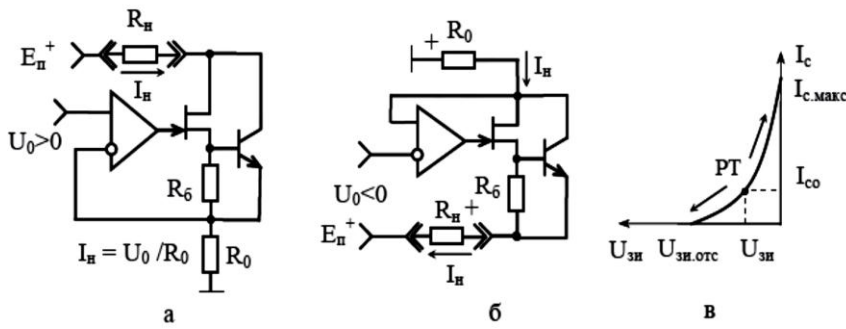


Рис.1.33. Генераторы втекающего (а) и вытекающего (б) стабильных токов; и сток–затворная характеристика (в) ПТ, поясняющая принцип стабилизации тока

Данный тип ГСТ (рис. 1.33, а, б) с изолированной нагрузкой реализуется на

базе ОУ в режиме сравнения сигналов. 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.

Для схемы ГСТ (см. рис. 1.33,а) можем записать

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

где K_{Π} – коэффициент передачи повторителя напряжения.

Управляющее током эмиттера $I_{\text{э}}$ БТ напряжение

$$U' = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) \cdot S (R_6 \parallel h_{11}), \quad (1.130) \quad \text{где } S \text{ и } h_{11} - \text{крутизна ПТ в РТ и входное сопротивление БТ;}$$

$$S = S_{\text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_0 + U_{\text{эз}}}{U_{\text{ЗИ.ОТС}}} \right); \quad h_{11} = \frac{\varphi_{\text{Т}}}{I_{\text{э}}} (h_{21} + 1);$$

$S_{\text{МАКС}}$ и $U_{\text{ЗИ.ОТС}}$ - максимальная крутизна и напряжение отсечки ПТ

(справочные величины);

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}} R_0 = \frac{I_{\text{э}}}{\varphi_{\text{Т}}} U' R_0 = \frac{I_{\text{э}}}{\varphi_{\text{Т}}} (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) S (R_6 \parallel h_{11}) R_0.$$

Отсюда коэффициент передачи повторителя напряжения

$$K_n = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{\varphi_{\text{т}}}{S I_{\text{э}} (R_6 \parallel h_{11}) R_0}}. \quad (1.132)$$

Итак, получаемый из (1.129) ток нагрузки

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

7 ВАП на основе ГСТ и оценка его точности

Время амплитудный 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.

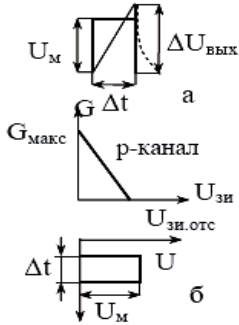


Рис. 1.35. Преобразуемый импульс (а) и характеристика проводимости (б) ПТ, совмещённая с этим импульсом

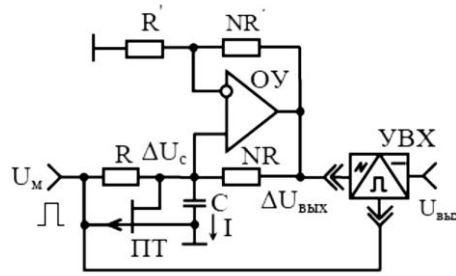


Рис. 1.36. Схема ВАП с УВХ

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

$$I = C \frac{\Delta U_c}{\Delta t}, \quad (1.150) \quad \text{где } \Delta U_c \text{ – изменение напряжения на конденсаторе.}$$

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

$$\tau_p = \frac{C}{G_{\text{МАКС}}} \leq \frac{\Delta t_{\text{МИН}}}{3}. \quad (1.151) \quad \text{ВАП с учётом (1.150) описывается системой уравнений:}$$

$$\begin{cases} \frac{U_m - \Delta U_c}{R} = \frac{\Delta U_c - \Delta U_{\text{ВЫХ}}}{NR} + C \frac{\Delta U_c}{\Delta t}, \\ \Delta U_c - \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{1+N} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{K_0}, \end{cases} \quad (1.152)$$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC \left[1 + \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NRC} \Delta t \right) \right]}. \quad (1.153)$$

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} \Big|_{K_0 \rightarrow \infty} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC}. \quad (1.154)$$

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

где N – действительное число;

K_0 – коэффициент передачи ОУ.

Находя напряжение на конденсаторе ΔU_c из (1.152) и приравнявая его к

(1.153), получаем выходное напряжение ВАП

При $K_0 \rightarrow \infty$ выходное напряжение (1.154)

8 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 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

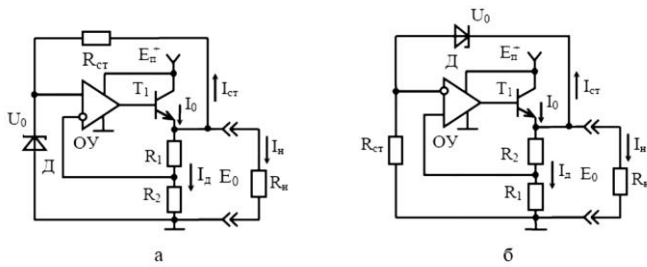


Рис. 1.38. Стабилизаторы напряжения с повышенным коэффициентом фильтрации питающего напряжения

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

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

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

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

Вопрос 9. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

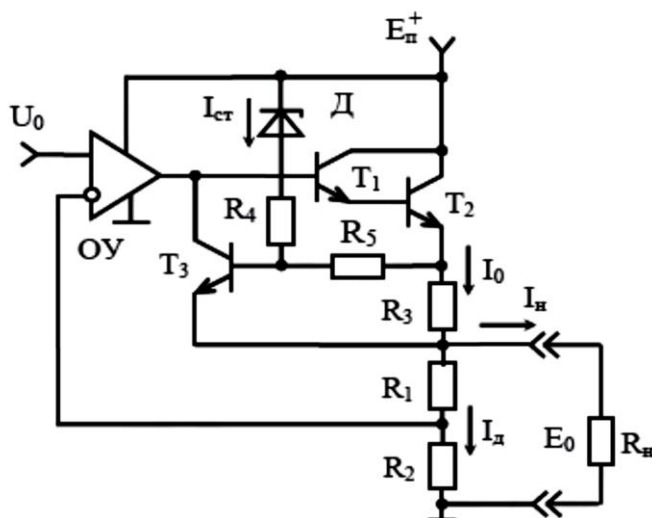


Рис. 1.39. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Характерной особенностью представленного на рис. 1.39 СН является то,

что в нем, во-первых, для повышения нагрузочной способности использованы составные БТ T_1 , T_2 , 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 T_3 , стабилитроне D и резисторах $R_3 - R_5$.

С помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 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 R_3 на уровне

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

где $U_{бэ(T3)}$ – напряжение база–эмиттер, соответствующее порогу открывания транзистора T_3 , предотвращающего увеличение тока базы БТ T_1 .

Вопрос 10. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

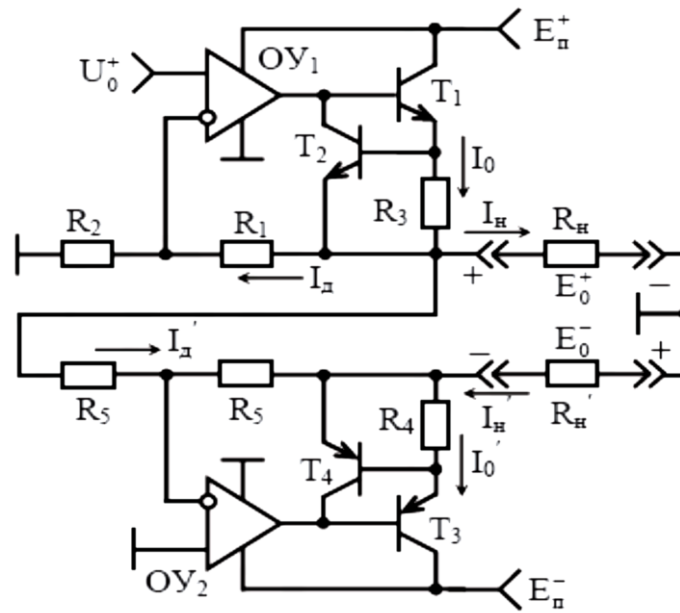


Рис.1.43. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

Если требуется, чтобы оба разнополярные напряжения как можно точно соответствовали одно другому, применяют так называемый следящий СН (рис. 1.43), абсолютная величина стабилизируемых напряжений которого зависит только от одного ИОН, например, положительной полярности U_0^+ В качестве второго опорного напряжения в этой схеме используется первое стабилизируемое напряжение E_0^+ , которое благодаря инвертирующей ОС (неинвертирующий вход ОУ2 соединен с общей шиной) превращается в отрицательное

$$E_0^- = -\frac{R_5}{R_5} E_0^+ = -E_0^+. \quad (1.217)$$

Для того чтобы ток делителя $I'_Д$, протекающий по резисторам R_5 , точно соответствовал току $I_Д$ делителя на резисторах R_1, R_2 , необходимо номинал резисторов R_5 выбрать из условия $R_5=R_1+R_2$

Тогда:

$$I_0 = I_Н + I_Д + I'_Д; \quad (1.219)$$

$$I'_0 = I'_Н + I'_Д. \quad (1.220)$$

Вопрос 11. 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.

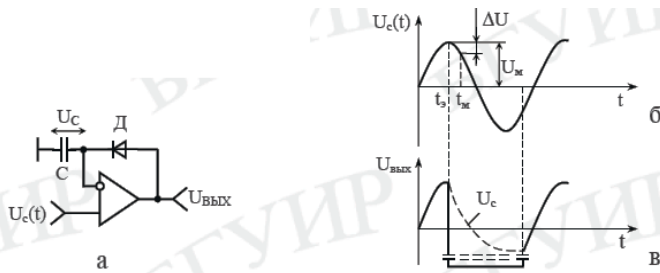


Рис.1.44. Схема однополярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в), описывающие его работу

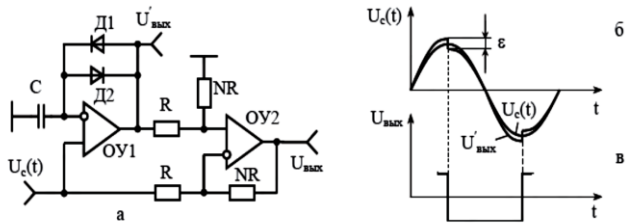


Рис.1.45. Схема двухполярного экстрематора (а) и диаграммы напряжений (б, в) в этой схеме

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, формируя 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 $D1$ и $D2$, 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 экстремума можно оценить по формуле

$$\delta = \frac{t_M - t_3}{t}, \quad (1.221)$$

где t_M и t_3 – интервалы времени, соотв. Получ. и истин. моментам экстремума; t – анализ-ый интервал времени исслед-го сигнала, обычно прин = периоду.

Вопрос 12-13. Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное на основе ОУ. Сущность линейаризации амплитудной характеристики. Критерий малости преобразуемого напряжения. Формирователи модуля. ПН амплитудных значений. Пиковые детекторы.

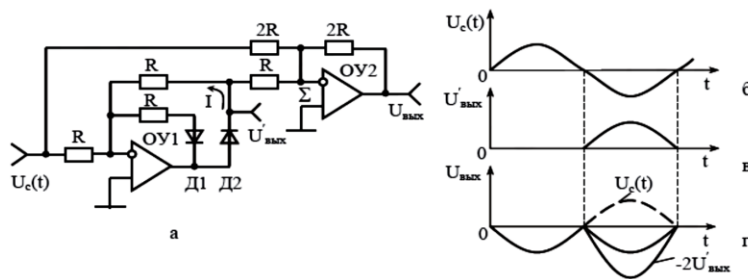


Рис.1.46. Линейный преобразователь переменного напряжения (формирователь модуля) (а) и диаграммы напряжений (б–г), поясняющие принцип его работы

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 $U'_{\text{вых}}$ (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),

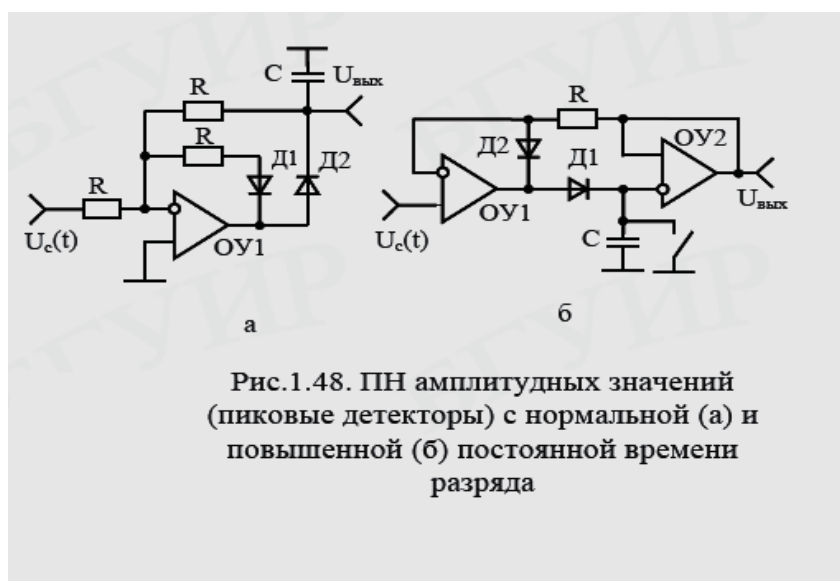


Рис.1.48. ПН амплитудных значений (пиковые детекторы) с нормальной (а) и повышенной (б) постоянной времени разряда

Вопрос 14-15. 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

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

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

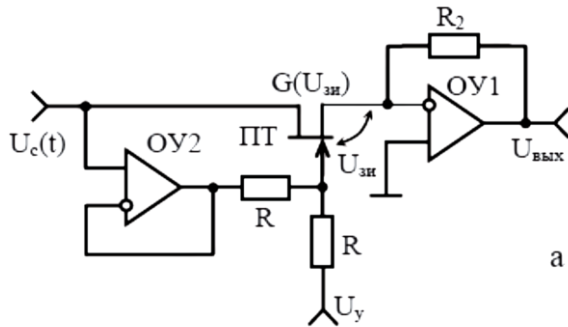


Рис.1.49. Электронно-управляемые МП с линейным управлением коэффициента передачи

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 $U_{\text{зи}}$,

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

можем записать:

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

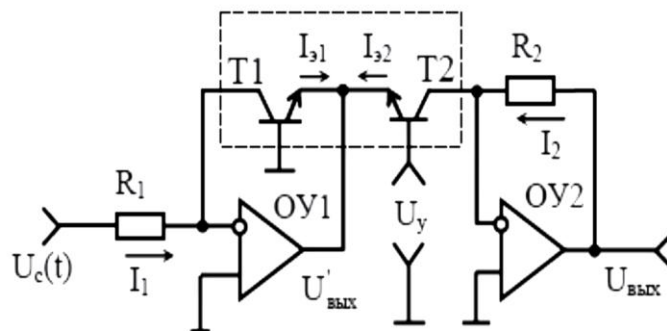


Рис.1.51. МП с экспоненциальным управлением

Вопрос 16 - 17. Мостовой усилитель как преобразователь приращений сопротивлений (проводимостей) в напряжение. Циркулятор сигналов.

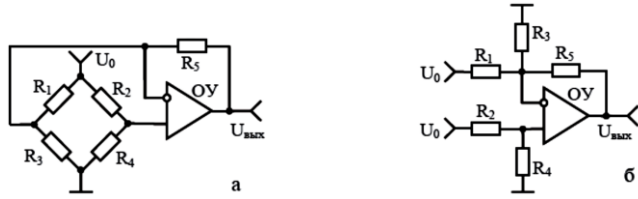


Рис.1.53. Варианты представления схемы мостового усилителя

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

$$U_{\text{вых}} = U_0 \left[\frac{1}{N} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1} \right) - \frac{R_5}{R_1} \right], \quad (1.274) \quad N = 1 + \frac{R_2}{R_4}. \quad (1.275)$$

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

$$\frac{1 + \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_1}}{N} - \frac{R_5}{R_1} = 0, \quad 1 + \frac{R_5}{R_3} = \frac{R_5}{R_1} (N - 1). \quad (1.276)$$

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).

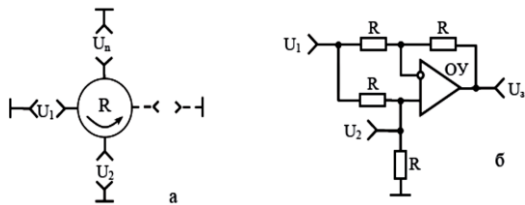


Рис.1.54. Условное обозначение циркулятора сигналов (а) и одно его звено (б)

одинакового номинала) и входы объединены.

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

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 звена 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

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

Вопрос 18. 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 четырех квадрантным.

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

$$U_z = kU_x U_y + k_x U_x + k_y U_y + k_0, \quad (2.2)$$

где k_0 , k_x и k_y – константы, определяющие начальное смещение и смещения, зависимые от величины сигналов U_X и U_Y . Основные параметры четырехквadrантных 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_0 под действием температуры и выражается в мВ/°С для k_0 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 $U_z = kU_x^2$

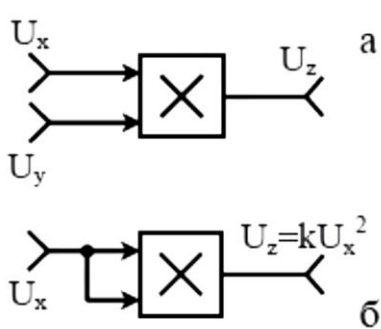


Рис.2.1. ПС в режиме умножения (а)
и возведения в квадрат (б)

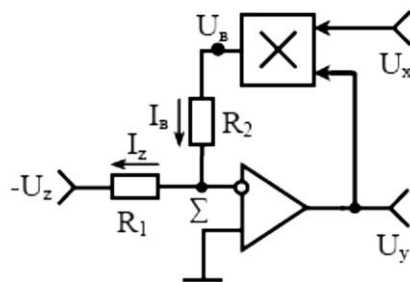


Рис.2.2. Делитель аналоговых сигналов на ПС и ОУ

Вопрос 19. 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).

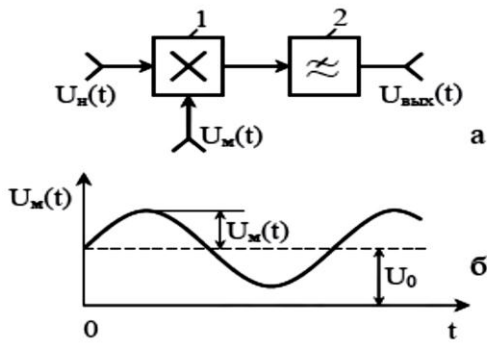


Рис.2.6. БМ с ФНЧ (а) и форма модулирующего сигнала с постоянной составляющей (б)

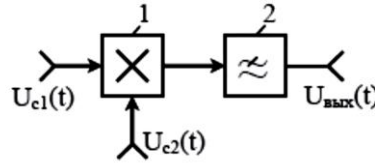


Рис.2.7. Фазовый демодулятор

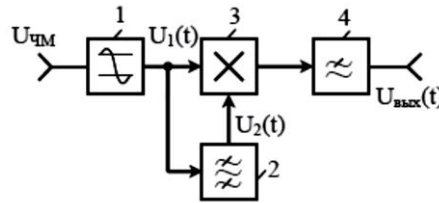


Рис.2.8. Частотный демодулятор

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

$$U_{\text{м}}(t) = U_0 + U_{\text{м}} \cos \Omega t = U_0 (1 + m \cos \Omega t), \quad (2.19)$$

где U_0 – напряжение постоянной составляющей; $U_{\text{м}}$ и Ω – амплитуда и частота модулирующего напряжения; $m = U_{\text{м}}/U_0$ – 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 :

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

Вопрос 20-21. Методы реализации ПС. Реализация ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов, изменение проводимости канала ПТ и использование вреямплитудного 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 вреямплитудного преобразования сигналов, которые работают на относительно низких частотах. Реализация аналогового ПС, снованного на использовании операций логарифмирования и антилогарифмирования сигналов, представлена на рис. 2.14.

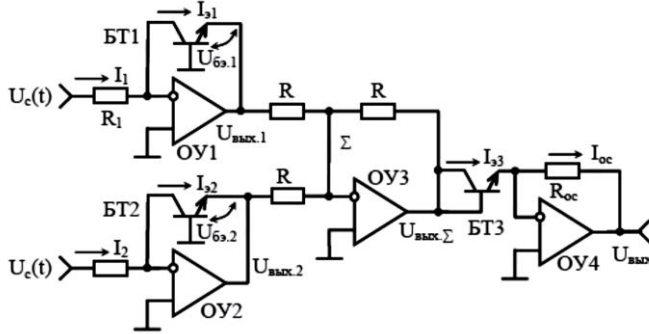


Рис.2.14. Аналоговый ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов

Напряжение на эмиттерном переходе

$$U_{63} = \varphi_T \ln \frac{I_3}{I_{30}} = M \lg \frac{I_3}{I_{30}}, \quad (2.31)$$

$$-I_{31} = I_1 = \frac{U_{c1}}{R_1},$$

$$(2.32) \quad \begin{matrix} M \approx 60 \text{ мВ.} \\ \text{В} \\ \text{логарифмическ} \end{matrix}$$

ом усилителе канала преобразователя напряжения U_{c1} ток эмиттера БТ1 соответствует току I_1 , протекающему через резистор R_1 под воздействием анализируемого сигнала: а выходное напряжение ОУ1 в этом же канале

соответствует напряжению $U_{63.1}$ (2.31), причем с учетом полярности включения БТ1 оно имеет отрицательный знак:

$$U_{\text{вых.1}} = -U_{63.1} = -M \lg \frac{-I_{31}}{I_{30}} = -M \lg \frac{U_{c1}}{R_1 I_{30}} \approx -M \lg U_{c1}. \quad (2.33)$$

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

$$U_{\text{вых.2}} = -M \lg U_{c2}. \quad (2.34)$$

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)

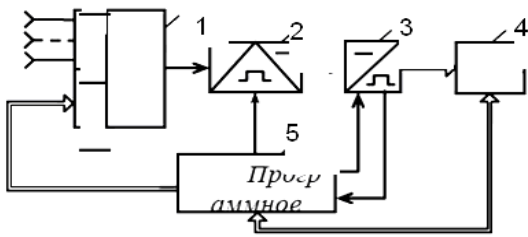
$$I_{33} = I_{30} 10^{U_{633}/M}, \quad (2.36)$$

а напряжение на БТ3 соответствует выходному напряжению (2.35) сумматора

$$U_{633} = M \lg U_{c1} U_{c2},$$

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

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



Вопрос 22-23. 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.

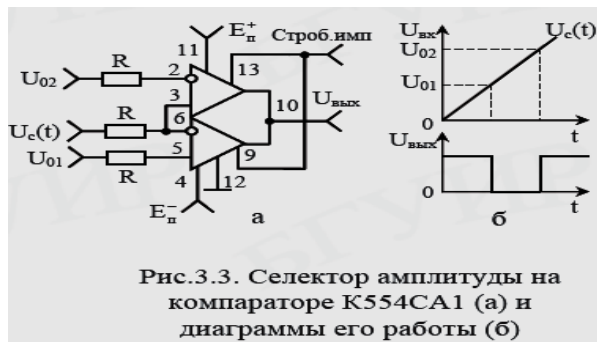
Компараторы сигналов

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 $01 U$ и $02 U$ 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.

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.

Вопрос 24-25. УВХ: особенности схемотехники и способы улучшения технических характеристик. Принципы построения, оценка точности и эффективности высокоточного УВХ.

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.

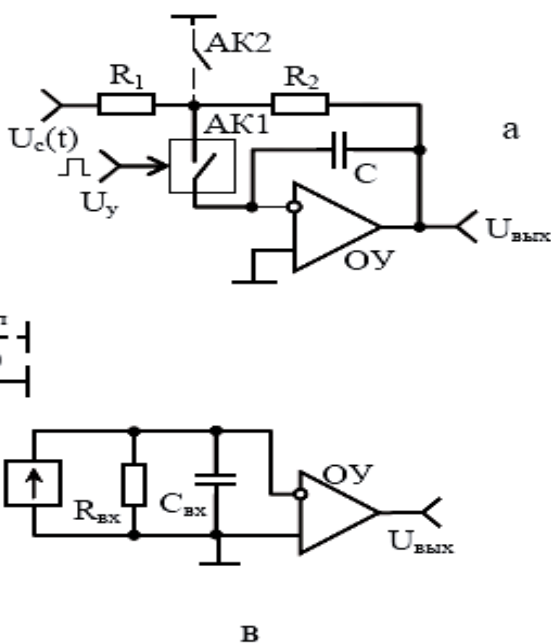


Рис.3.11. Схема простейшего УВХ (а) и его схемы замещения (б, в)

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_3 конденсатора 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).

28. 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.

При проектировании ПИС могут быть получены АЭ с заданными свойствами, при этом возможны два пути: схемотехнический и конструкционный. При схемотехническом подходе структуры АЭ получают путем соединения различными способами нескольких БТ (рис.1.1.а,в,ж), или БТ и ПТ, образующие биполярно-униполярные(полевые) структуры (рис.1.1.м,н), а также комбинации БТ или ПТ с пассивными (резистивными) элементами(рис.1.1. д,е,л), эквивалентные одному БТ(рис.1.1.б,г) или одному ПТ(рис.1.1.о) исходных типов, но с улучшенными параметрами. К конструкционным ТС относятся два и более БТ(рис.1.1. з) или ПТ, выполненные в едином технологическом цикле производства на одной подложке с идентичными параметрами, которые существенно расширяют функциональные возможности АЭ и позволяют использовать их в качестве базовой схемы ДУ. Дискретные варианты всех этих структур оказываются неэффективными из-за нарушения принципа идентичности характеристик отдельных АЭ. При конструкционном подходе на основе существующей технологии ПИС создаются принципиально новые АЭ, не имеющие аналогов в дискретном варианте: например, многоэмиттерный n-p-n(рис.1.1.и) или многоколлекторный p-n-p(рис.1.1.к) БТ. Влияя на геометрические размеры подобных ТС путем изменения площади эмиттеров или коллекторов, можно получить улучшенные технические характеристики схем.

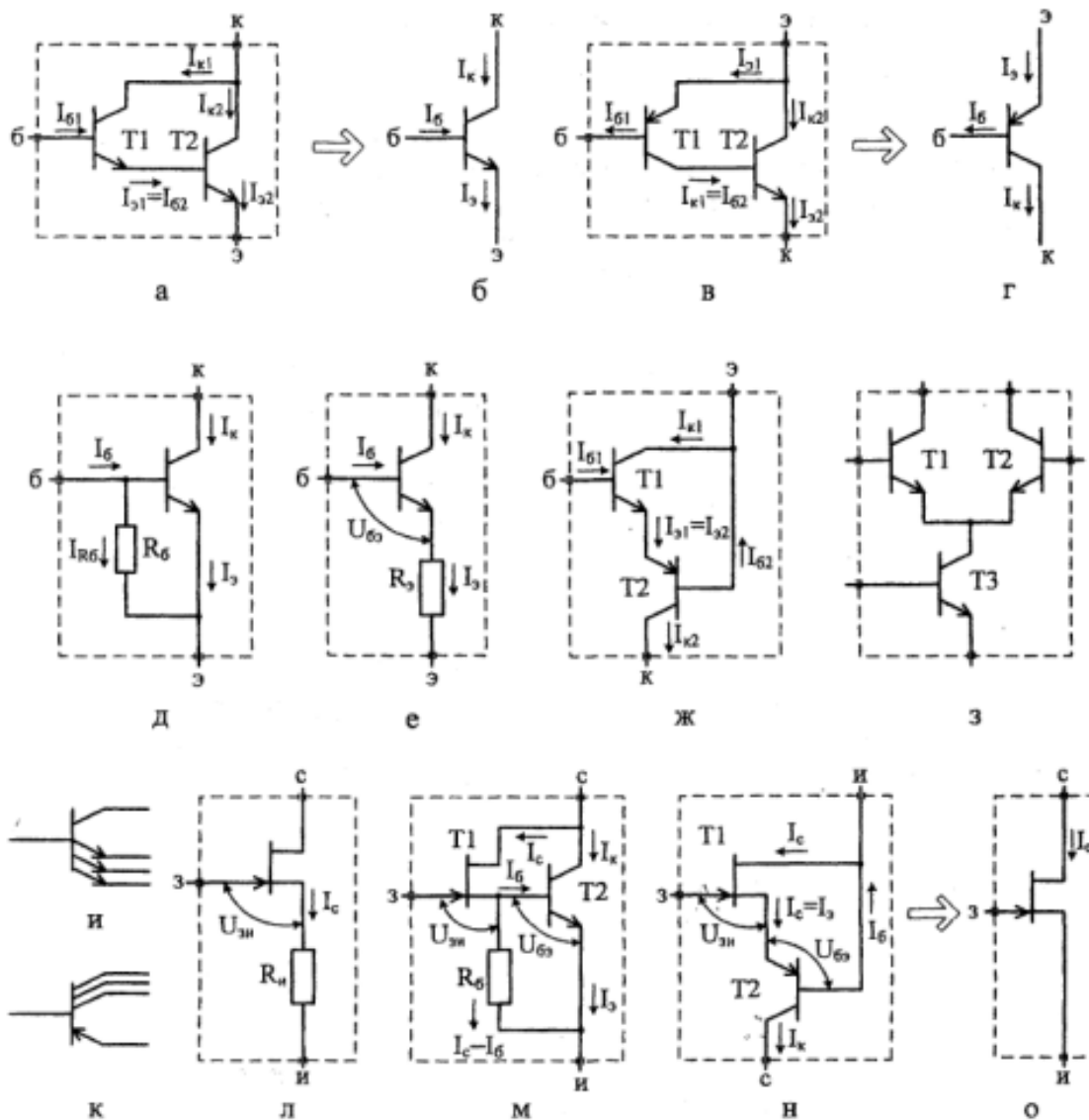


Рис. 1.1. Транзисторные структуры

30 Анализ биполярно-униполярных структур

Биполярно-униполярные структуры представлены на рис.1.1, м, н двумя комбинациями ПТ и БТ. Одна из них на рис.1.1 м, содержащая один п-канальный ПТ Т1 любой структуры или один р-канальный ПТ и один р-п-р БТ, эквивалентна по своим свойствам тому типу ПТ, кот. используется в образуемой ТС (рис.1.1 о, соответствующий ТС на рис.1.1 м) но с улучшенными параметрами. Вторая комбинация на рис.1.1 н, содержащая ПТ Т1 и БТ Т2, подключенные по переменному току соответственно по схемам с общим стоком и ОБ, и напоминающая ТС на БТ, эквивалентна одному ПТ на рис. 1.1 о, но с улучшенными показателями. Рис.1.1 м: эквивалентное входное сопротивление рассматриваемой ТС: $R_{зи}^* = R_{зи} F'$; $F' = 1 + S_{ПТ} \frac{h_{11}}{1 + h_{11}/R_B} = 1 + \frac{S_{ПТ}}{S_{БТ}} \frac{h_{21} + 1}{1 + h_{11}/R_B}$ – глубина последовательной по току

ООС. $R_B = U_{БЭ}/I_C - I_B$; $h_{11} = \varphi_T/I_B$ – входное сопротивление; $S_{ПТ}$ – крутизна ПТ Т1, $S_{БТ}$ – крутизна БТ Т2.

Для эквивалентной крутизны ТС рис. 1.1 м, с учетом переменных составляющих токов $\partial I_C = \partial I_R + \partial I_B$, ∂I_K и напряжений $\partial U_{ЗИ}$, $\partial U_{БЭ}$, образуемых под влиянием внешнего источника сигнала $\partial U = \partial U_{ЗИ} + \partial U_{БЭ}$, подключаемого между затвором ПТ и эмиттером БТ при КЗ между коллектором и эмиттером последнего:

$S^* = \frac{\partial I_C + \partial I_K}{\partial U_{ЗИ} + \partial U_{БЭ}} = \frac{S'_{ПТ}}{F'}$; Выходную проводимость ТС оценим на основании ее эквивалентной схемы рис. 1.6 з: $g_{22}^* = g_{22}' + h_{22}'$; $h_{22}' = h_{22}$; $g_{22}' = g_{22} + g_{22}' \cdot \frac{(S_{БТ} - S_{ПТ})h_{11}}{1 + h_{11}/R_B}$; g_{22}', h_{22}' – расчетные выходные проводимости соответственно ПТ и БТ.

Для второй из класса биполярно-униполярных ТС рис. 1.1 н, эквивалентное сопротивление: $R_{зи}^* = \frac{\partial U_{ЗИ} + \partial U_{БЭ}}{\partial I_3} = R_{зи}(1 + S_{ПТ}h_{11Б}) = R_{зи}F$, $S_{ПТ}, h_{11Б}$ – крутизна ПТ Т1 и входное сопротивление БТ Т2 по схеме с ОБ, F – глубина последовательной по току ООС.

Эквивалентная крутизна ТС: $S^* = \frac{\partial I_C}{\partial U} = \frac{S_{ПТ}}{F}$.

Для нахождения эквивалентной выходной проводимости анализируемой ТС используем рис.1.6 к. Расчетную проводимость ПТ по схеме с ОЗ можно оценивать как выходную(входную) проводимость, действующую между стоком(затвором) и истоком рис.1.6 л: $g_{22}' = \frac{\partial I_C}{\partial U} = S_{ПТ}$, $S_{ПТ} \gg g_{22}$;

$g_{22}^* = \frac{h_{22}}{1 + \frac{1}{S_{ПТ}/S_{БТ} + 1/(h_{21} + 1)}}$; $h_{22}, h_{21}, S_{БТ}$ – выходная проводимость, коэффициент передачи тока и крутизна БТ Т2 анализируемой ТС рис.1.1.н

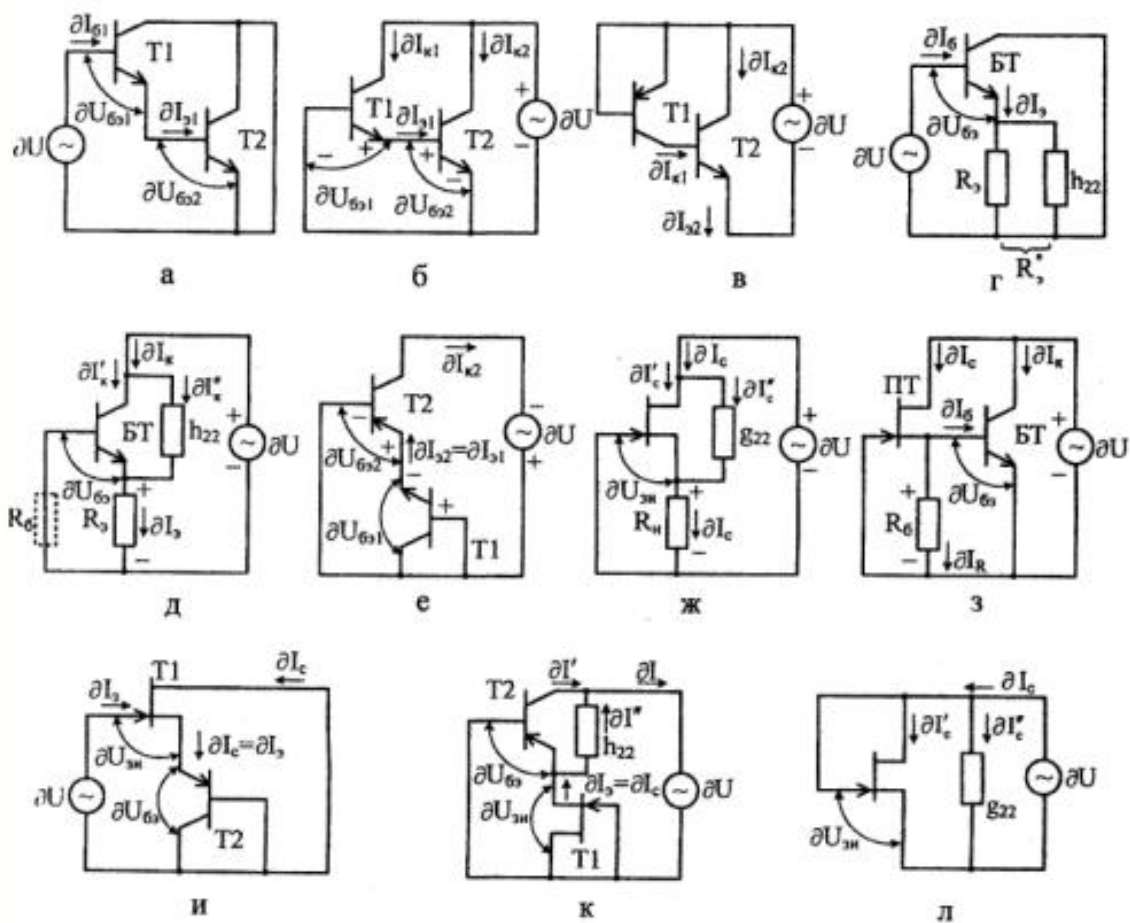
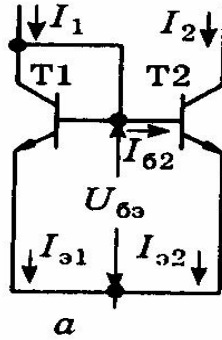


Рис. 1.6. Эквивалентные схемы по переменному току ТС

31 ДТС как отражатели тока на БТ и ПТ. Разновидности ДТС. Токовое зеркало Уилсона



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 $h_{21\beta 1} = h_{21\beta 2} = h_{21\beta}$ (4.10)

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

$$I_2 = I_{\kappa 2} = I_{62} \cdot h_{21\beta} = \frac{I_{\beta 2}}{h_{21\beta} + 1} h_{21\beta},$$

$$I_1 = I_{\beta 2} + I_{62} = I_{\beta 1} + \frac{I_{\beta 2}}{h_{21\beta} + 1} = \frac{I_{\beta 2} + I_{\beta 1}(h_{21\beta} + 1)}{h_{21\beta} + 1}$$

Тогда отношение токов

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{\beta 2} h_{21\beta}}{I_{\beta 2} + I_{\beta 1}(h_{21\beta} + 1)} = \frac{N h_{21\beta}}{N + h_{21\beta} + 1} = N - \frac{N(N + 1)}{N + h_{21\beta} + 1},$$

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

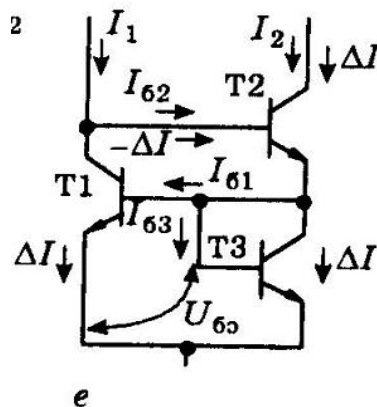
$$N = \frac{I_{\beta 2}}{I_{\beta 1}},$$

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

Если N=1, то

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

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



32 Проблема непосредственной связи в ПИС: согласование импедансов и уровней постоянного тока. Схемы сдвига уровней.

33 Стабилизация уровней напряжения и тока в ПИС. Источники опорного напряжения (ИОН) с умножением напряжения база-эмиттер БТ. Повышение коэффициента фильтрации питающего напряжения.

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

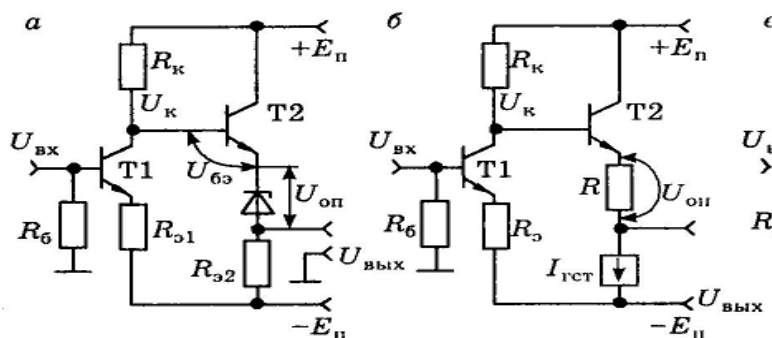


рис Схемы сдвига уровней

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 $U_{оп} = I_{гст} * R$

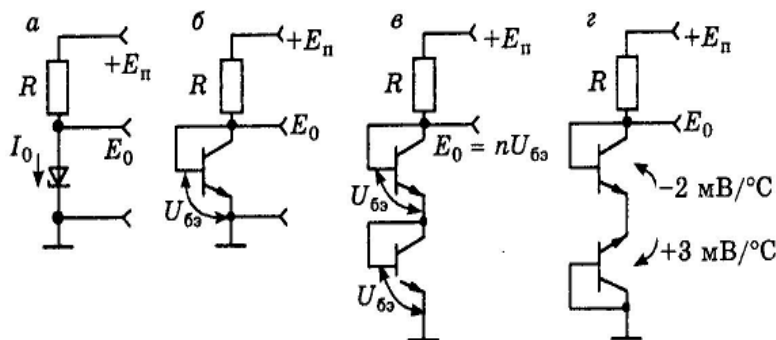


Рис.4.4. Микроэлектронные стабилизаторы напряжения

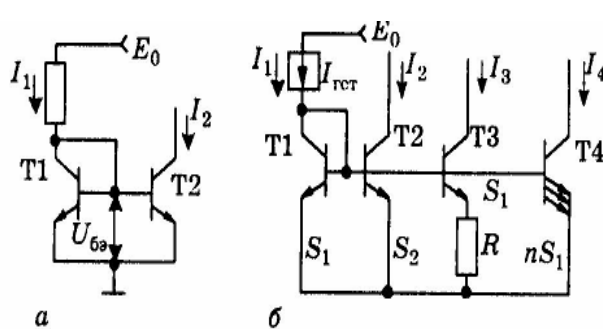


Рис.4.5. Микроэлектронные стабилизаторы тока

35 Температурный коэффициент (ТК) напряжения база-эмиттер БТ

При повышении и понижении температуры входные характеристики смещаются в сторону меньших и больших входных напряжений соответственно. Напряжение между базой и эмиттером для кремниевых транзисторов уменьшается примерно на 2 мВ при увеличении температуры на каждый градус Цельсия

Для полупроводников без примесей он отрицателен (сопротивление с ростом температуры падает), поскольку при повышении температуры всё большее число электронов переходит в зону проводимости, соответственно увеличивается и концентрация дырок

37 ПТ как источник термостабильного тока и опорного напряжения. Прецизионные ИОН на ПТ и ОУ

Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием температуры окружающей среды с образованием на сток-затворной характеристике так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами позволяет использовать его как источник термостабильного тока и опорного напряжения. Сток-затворные (проходные или передаточные) характеристики практически всех типов ПТ, как с р-п-переходом, так и МОП-транзисторов, работающих в режимах обеднения и

обогащения, могут быть представлены квадра-тической параболой:

$$I_c(U_{зи}) = I_{c, \text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи. \text{ОТС}}} \right)^2,$$

Характеристики крутизны - прямой:

$$S(U_{зи}) = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) = S_{\text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи. \text{ОТС}}} \right),$$

$$S_{\text{МАКС}} = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}(U_{зи}) \right|_{U_{зи}=0} = -\frac{2I_{c, \text{МАКС}}}{U_{зи. \text{ОТС}}}.$$

$$U_0 = I_{c,0} R_0 = -U_{зи,0} = -\left(U_{зи. \text{ОТС}} - \frac{2V}{6} \right) = -(U_{зи. \text{ОТС}} + 0,66[V]),$$

Опорное напряжение:

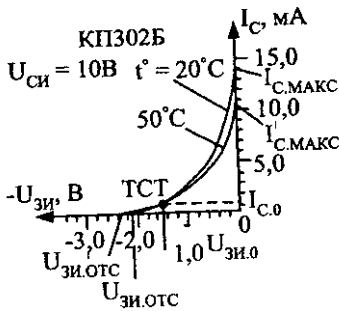


Рис. 3.3. Сток-затворные характеристики ПТ при двух значениях температуры

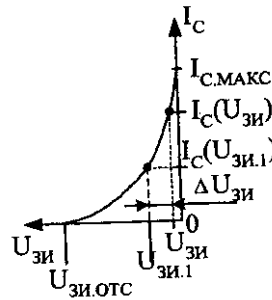
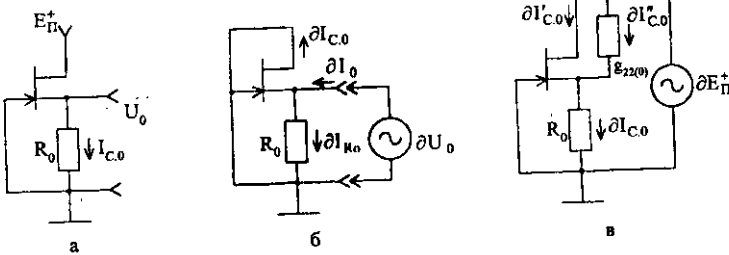


Рис. 3.4. Диаграммы сток-затворной характеристики ПТ, поясняющие метод измерения напряжения отсечки



$$R_{i, \text{ГСТ}} = \frac{1 + S_0 R_0}{g_{22(0)}} = \frac{F_0}{g_{22(0)}}.$$

Собственная выходная проводимость ПТ в общем случае определяется по его выходной характеристике: $g_{22} = \frac{1}{R_i} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}}|_{U_{зи}} = \text{const} = \frac{I_c}{U_B}$.

Коэффициент фильтрации питающего напряжения: $K_\phi = \frac{\partial E_{\text{п}}^+}{\partial U_0} = \frac{R_{i, \text{ГСТ}}}{R_0},$

$$E_{\Pi}^{+} = \frac{U_{\text{зи.макс}} - U_{\text{зи.отс}}}{2}.$$

Прецизионные источники опорного напряжения на основе ПТ.

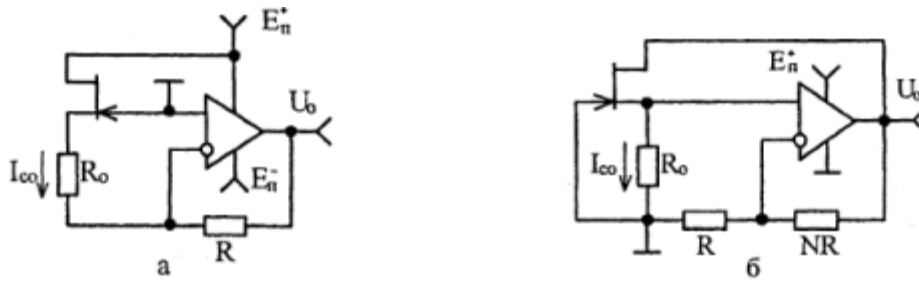


Рис. 3.6. ИОН с масштабным преобразованием термостабильного тока стока ПТ в напряжение на основе инвертирующей (а) и неинвертирующей (б) ОС

$$K_{\Phi} = \frac{R_{\text{ист}}}{R}, \quad U_0 = I_{\text{co}} R_0 (1 + N) \geq -U_{\text{зи.отс}}, \quad N = \frac{U_0}{I_{\text{co}} R_0} - 1, \quad K_{\Phi} = \frac{\partial E_{\Pi}^{+}}{\partial U_{\text{см.0}}} \cdot \frac{\partial U_{\text{см.0}}}{\partial U_0}.$$

$$R_{i.U_0} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + \frac{K_0}{1 + N}}.$$

38 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: одноходовые, двухтактные и дифференциальные.

К одноходовым относят каскады с ОЭ, ОК и ОБ

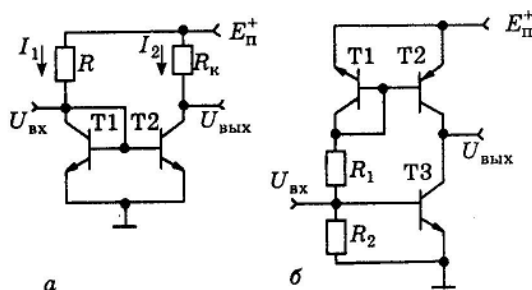


Рис.4.6. Одноходовые каскады усиления напряжения

Каскад с ОЭ (рис. а) обеспечивает необходимый режим па 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

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

Максимальный коэффициент передачи будет соответствовать максимальному сопротивлению нагрузки $R_{кмакс} = \frac{E_n}{2I_2} = \frac{E_n}{2I_g}$

$$|K_{макс}| \approx \frac{R_{кмакс}}{r_g} = \frac{E_n}{2\varphi_T}$$

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

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

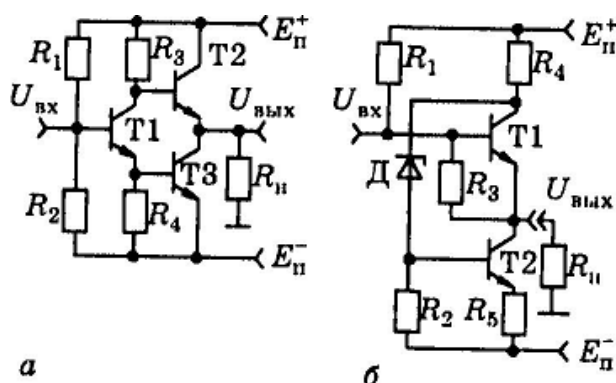


Рис.4.7. Двухтактные каскады усиления мощности

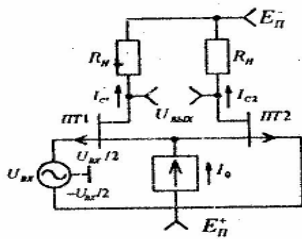


Рис.8.47. Упрощенная схема ДУ на ПТ с подключенным источником сигнала U_{вх}

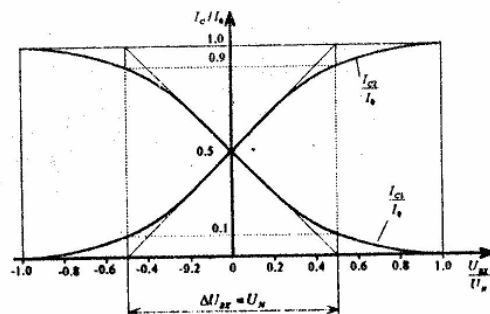


Рис.8.48. Нормированные характеристики токов стока дифференциальной пары ПТ

$$I_{CI} = I_{C.MAKC} \left(1 - \frac{U_{3H} + U_{BX}/2}{U_{3H.OTC}} \right)^2 = I_{C.MAKC} \left(\sqrt{\frac{I_0}{2I_{C.MAKC}}} - \frac{U_{BX}}{2U_{3H.OTC}} \right)^2 = \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{U_{BX}}{U_N} \right)^2, \quad (8.355)$$

$$I_{C2} = I_{C.MAKC} \left(1 - \frac{U_{3H} - U_{BX}/2}{U_{3H.OTC}} \right)^2 = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{U_{BX}}{U_N} \right)^2, \quad (8.356)$$

где I_0, U_0 – 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

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

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

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

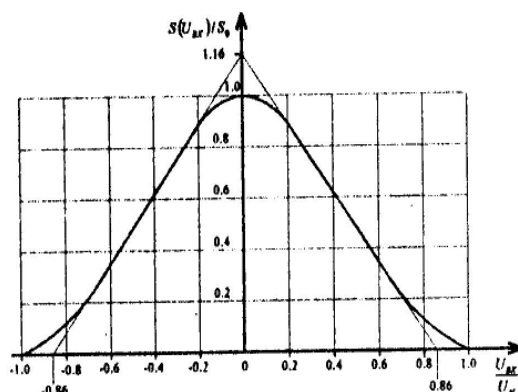


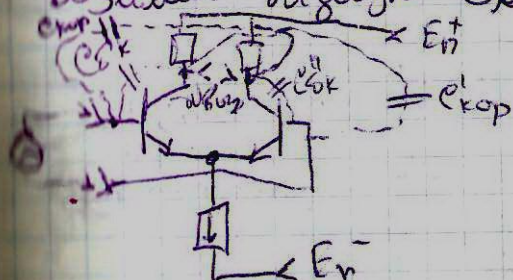
Рис.8.49. Нормированная характеристика крутизны дифференциальной пары ПТ и ее линейная аппроксимация

41 Проектирование ИС для широкополосного усиления напряжения и тока: особенности проектирования ШУ. ДУ как базовый элемент для широкополосного масштабного преобразования сигналов

Работа и проектирование широкополосных усилителей

Проблема проектирования широкополосных усилителей — паразитные емкости.

Возьмем базовую схему ДУ:



$C'_{гk}$ и $C''_{гk}$ — ДС
для компенсации
этой ДС вводим
ПДС: $C_{кор}$ и $C'_{кор}$

42 Однокаскадные и двухкаскадные ШУ с ООС различного типа. ШУ типа 2 и 3 Или 43, или 44 (???) Усилители тока и ШУН на основе токового элемента (Внимательно, может быть вперемешку немного)

Входной сигнал в данном ШУН связан с током ГСТ I_6 и его составляющими посредством резисторов R_3 :

$$U_{ВХ} = R_3 x I_6 - R_3 (1-x) I_6 = (2x-1) I_6 R_3, \quad U_{ВЫХ} = R_H [x(I_3 + I_6) - (1-x)(I_3 + I_6)] = (2x-1) I_3 R_H. \quad (8.37)$$

Коэффициент передачи по напряжению:

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

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

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

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

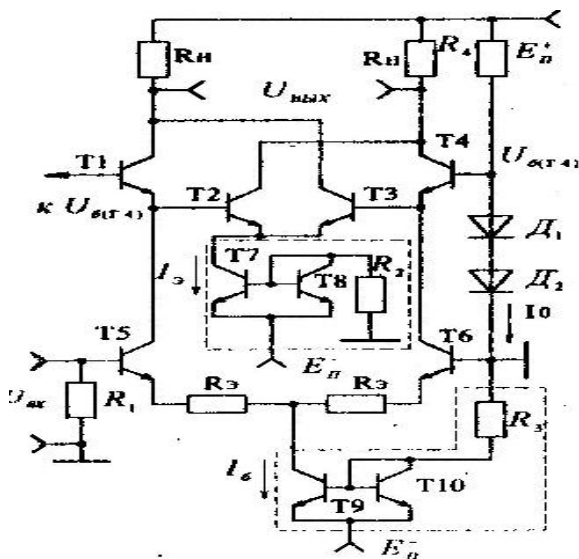


Рис. 8.6. Практическая схема ШУН на основе токового элемента

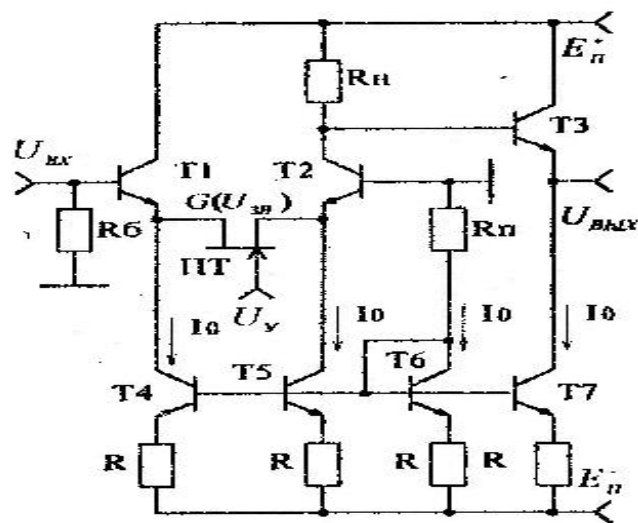


Рис. 8.7. ШУН с электронно-управляемым коэффициентом передачи

$$I_0 = \frac{E_{п} - U_{бэ}(T6)}{R + R_{п}}, \quad (8.47)$$

В данном ШУН входной ток

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

Коэффициент передачи по напряжению:

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

Глубина ООС:

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

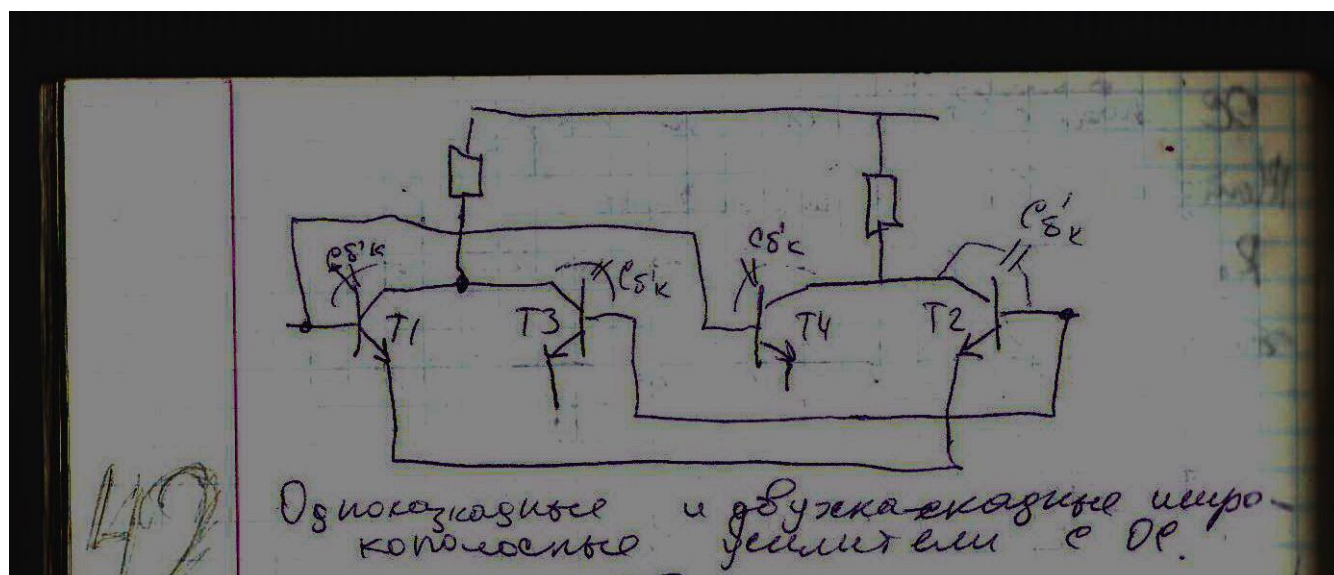
Поло-
са

пропускания:

$$\Pi = f_s(t_2) = f_{s(t2)} F = f_{s(t2)} \frac{S_{(T2)}}{2 G(U_{3И})} = \frac{I_0 f_{s(t2)}}{4 \varphi_T G(U_{3И})}, \quad (8.51)$$

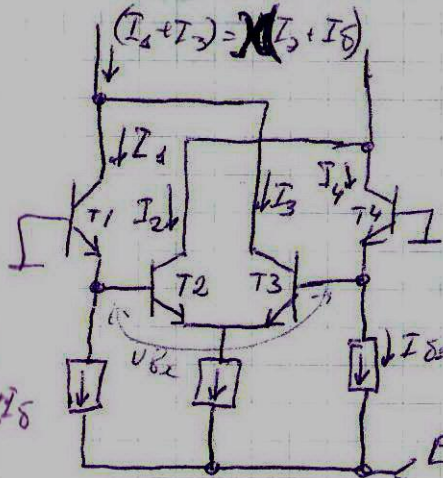
Выходное сопротивление ШУН в целом

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



Широкополосные усилители на основе токового зеркала

18.04.2012



$$\frac{I_4}{I_0} = \frac{1}{1 + e^{-\frac{U_{BX}}{\varphi_T}}} \quad U_{BX} = U_{B3}$$

$$\frac{I_2}{I_0} = \frac{1}{1 + e^{\frac{U_{BX}}{\varphi_T}}} \quad ; U_{B3} = U_{B2}$$

$$\frac{I_2}{I_3} = e^{-\frac{U_{BX}}{\varphi_T}}$$

$$U_{BX} = \varphi_T \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{I_2}{I_3} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{(1-x)I_S}{xI_S} = \frac{(1-x)I_0}{xI_0}$$

$$\begin{cases} I_2 = (1-x)I_0 \\ I_3 = xI_0 \end{cases}$$

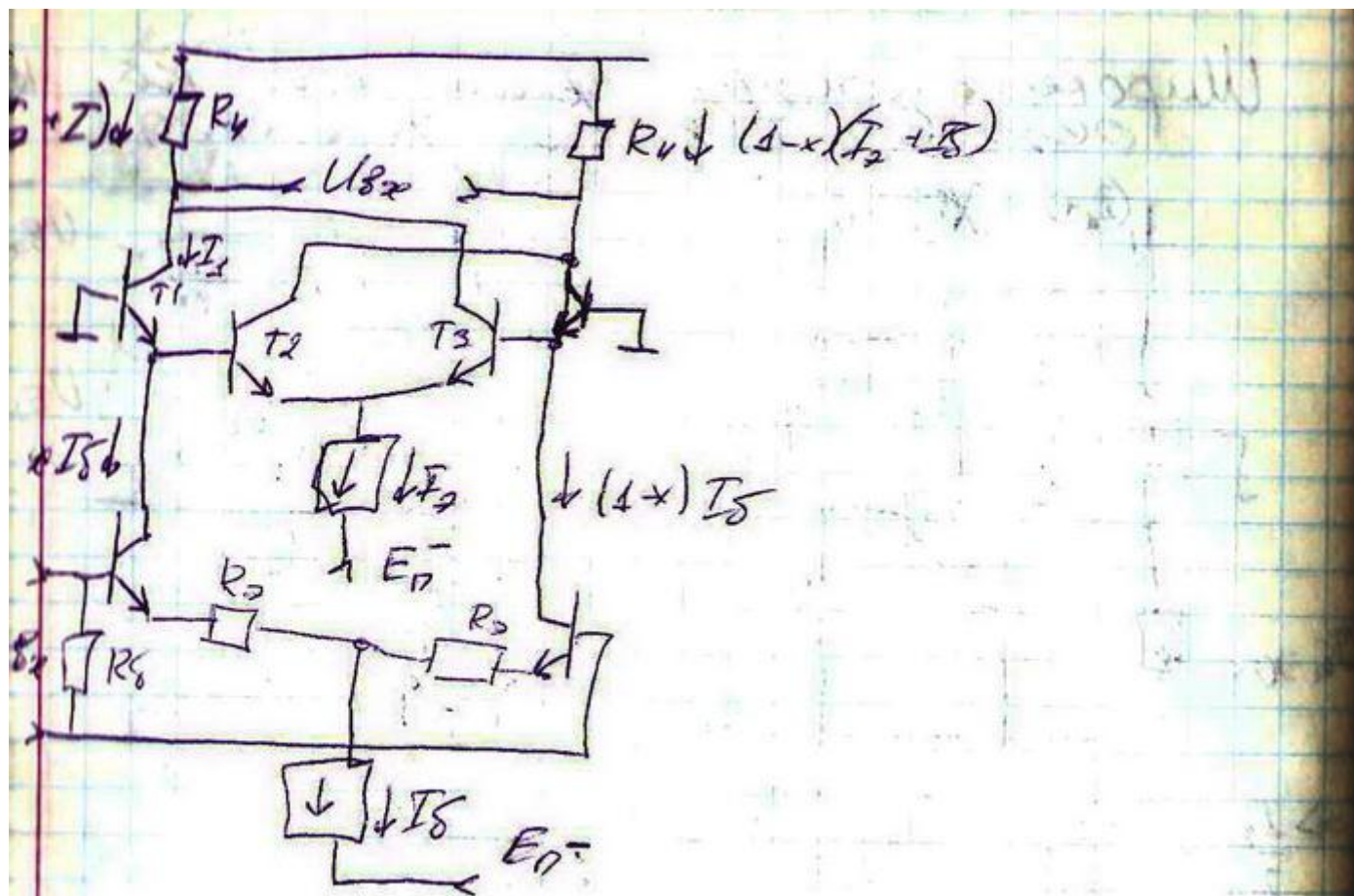
$$I_1 + I_3 = xI_S + xI_0 = x(I_S + I_0)$$

$$I_2 + I_4 = (1-x)I_S + (1-x)I_0 = (1-x)(I_S + I_0)$$

$$K_i = \frac{I_1 + I_3}{xI_S} = \frac{I_2 + I_4}{(1-x)I_S} = \frac{x(I_S + I_0)}{(1-x)I_S} = h_{01} + 2$$

$$|h_{21}(if)| = \frac{h_{21}}{\sqrt{4 + \left(\frac{f}{f_{h21}}\right)^2}} \approx \frac{h_{21}}{\frac{f}{f_{h21}}} = \frac{h_{21} \cdot f_{h21}}{f} \quad |h_{21}(if)| = 1$$

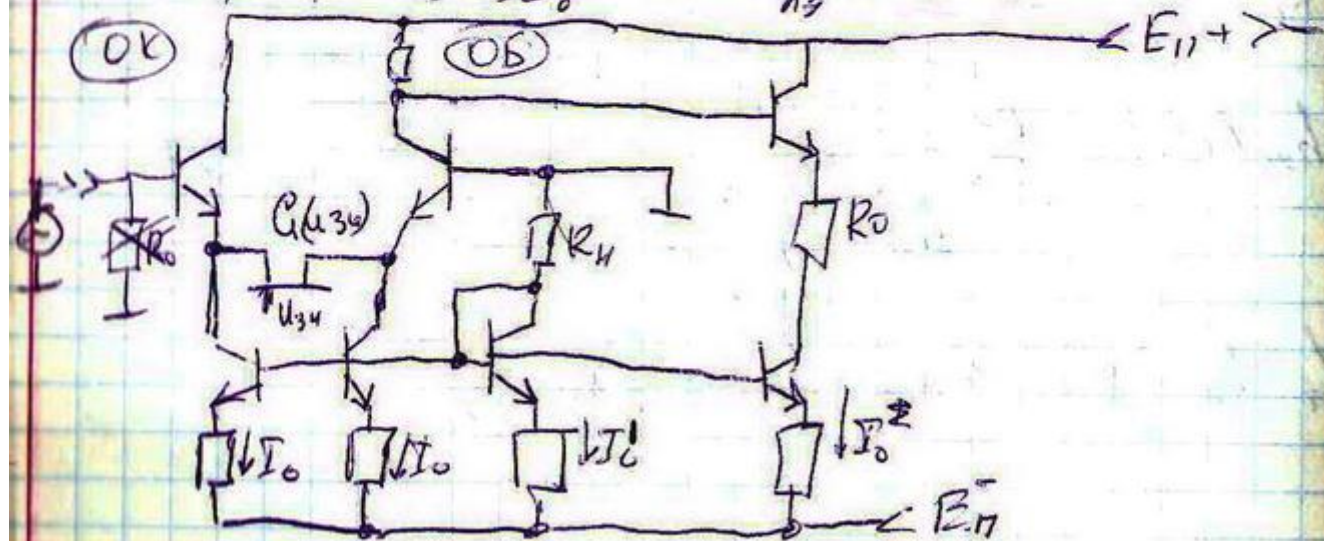
$$f_T = h_{21} \cdot f_{h21} \quad R_{y_{02}} = \frac{1}{f_{h21}} \quad f_{h21} = \frac{f_T}{h_{21}}$$



$$U_{8x} = x(I_2 + I_5)R_4 - (1-x)(I_2 + I_5)R_4 = (x - 1 + x)(I_2 + I_5)R_4 = (2x - 1)(I_2 + I_5)R_4$$

$$U_{8x} = R_2 x I_5 - R_2 (1-x) I_5 = (2x - 1) R_2 I_5$$

$$K = \frac{U_{8x}}{U_{8x}} = \frac{(2x - 1)(I_2 + I_5)R_4}{(2x - 1)R_2 I_5} = \frac{R_4}{R_2} (h_{21} + 1)$$



$$I_0' \leq I_0 ; I_0' = 0.5 I_0 \quad R' > 10 R$$

$$R = \frac{|E_{11}^+| - U_{S_2} - I_0' R'}{I_0} = \frac{|E_{11}^+| - U_{S_2}}{I_0'} - R'$$

$$R_0 = \frac{E_{11}^+ - R_H I_0 - U_{S_2}}{I_0} = \frac{E_{11}^+ - U_{S_2}}{I_0} - R_H$$

$$K_c = \frac{1}{1 + \left(\frac{U_{S_2}}{I_0} + R_0 \right) / R_{100R}}$$

$$U_{B_{12}} = U_{B_{12}}^* \cdot K_c ; U_{B_{12}}^* = I_{B_{12}} \cdot h_{21} \cdot R_H = \frac{U_{B_{12}} \cdot h_{21} \cdot R_H \cdot C / U_{S_2}}{h_{21} + 1}$$

$$I_{B_{12}} = \frac{U_{B_{12}}}{h_{11}(T_1) + \frac{h_{21} + 1}{C / U_{S_2}} + h_{11}(T_2)} = \frac{U_{B_{12}} \cdot C / U_{S_2}}{h_{21} + 1}$$

$$K = \frac{U_{B_{12}}}{U_{S_2}} = \frac{R_H \cdot C / U_{S_2}}{K_c} = K_c \cdot R_H \cdot C_{max} \left(1 - \frac{U_{S_2}}{U_{S_{200R}}} \right) = U_g$$

$$DD_{pu} = \frac{K_{max} K_c}{K_{min}} \rightarrow \infty \quad K_{min} = K / U_g - U_{S_{200R}} \Rightarrow 0$$

$$K_{max} = K / U_0 = 0 = K \cdot R_H \cdot C_{max}$$

45 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 :

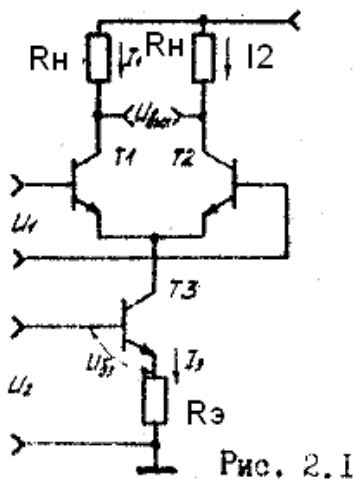
$$U_z = k U_x U_y, \quad (2.1) \quad \text{где } k \text{ – коэффициент пропорциональности.}$$

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

$$U'_z = k U_x U_y + k_x U_x + k_y U_y + k_0, \quad (2.2)$$

где k_0 , k_x и k_y – константы, определяющие начальное смещение и смещения, зависящие от величины сигналов U_x и U_y . Основные параметры четырехквadrантных ПС: погрешность перемножения сигналов, полоса пропускания, температурный дрейф.

Базовая схема ДУ для перемножения сигналов



Для выходного напряжения данной каскады можно записать

$$U_{вых} = S_{1,2} R_h U_1$$

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

$$S_{1,2} = \frac{I_{\text{э}}}{2\phi_T} \quad (1)$$

$$I_{\text{э}} = \frac{U_2}{R_{\text{э}}} \quad (2)$$

С учетом (1), (2)

$$U_{вых} = \frac{I_{\text{э}}}{2\phi_T} R_h U_1 = \frac{R_h}{2\phi_T R_{\text{э}}} U_1 U_2$$

46 Схемотехническое проектирование ОУ: особенности реализации и формирование коэффициента передачи базовой двухкаскадной модели ОУ

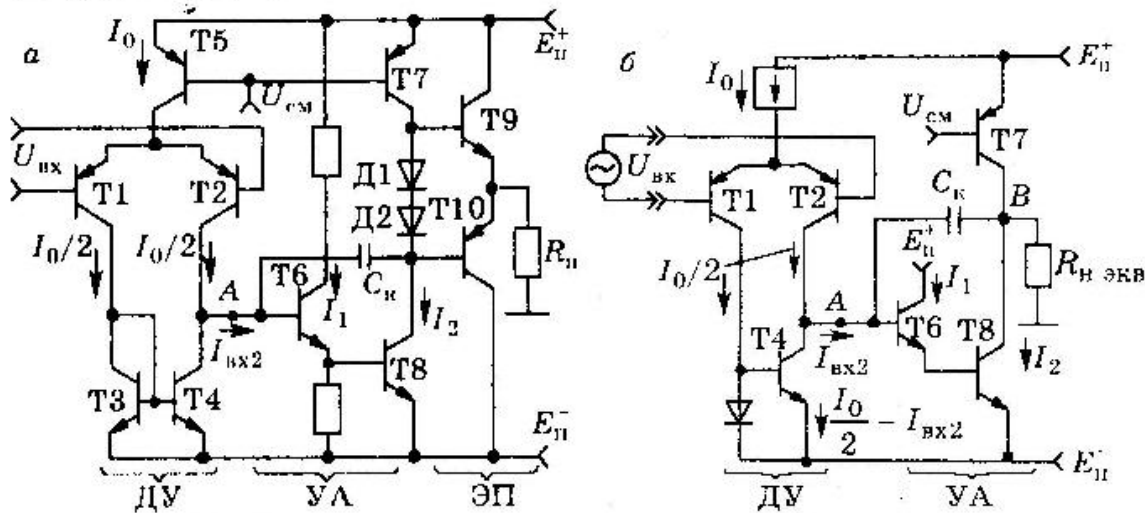


Рис.5.13. Упрощенная принципиальная схема двухкаскадной модели ОУ (а) и ее электрический аналог (б)

Эквивалентная нагрузка:

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

$$|K_1| = \frac{1}{\varphi_{\text{т}} \left(\frac{1}{U_{A'}} + \frac{1}{U_{A''}} \right) + \frac{I_2}{I_0 h_{21\text{э}}(T6) h_{21\text{э}}(T8)}}. \quad (5.34)$$

Коэффициент передачи первого каскада:

Коэффициент передачи второго каскада:

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

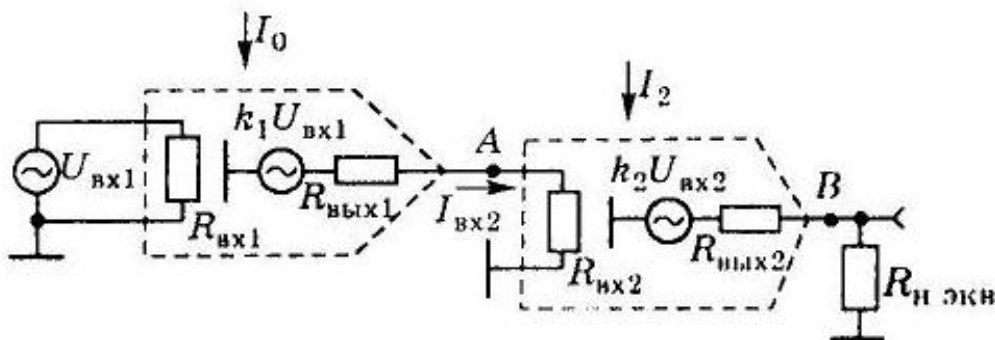
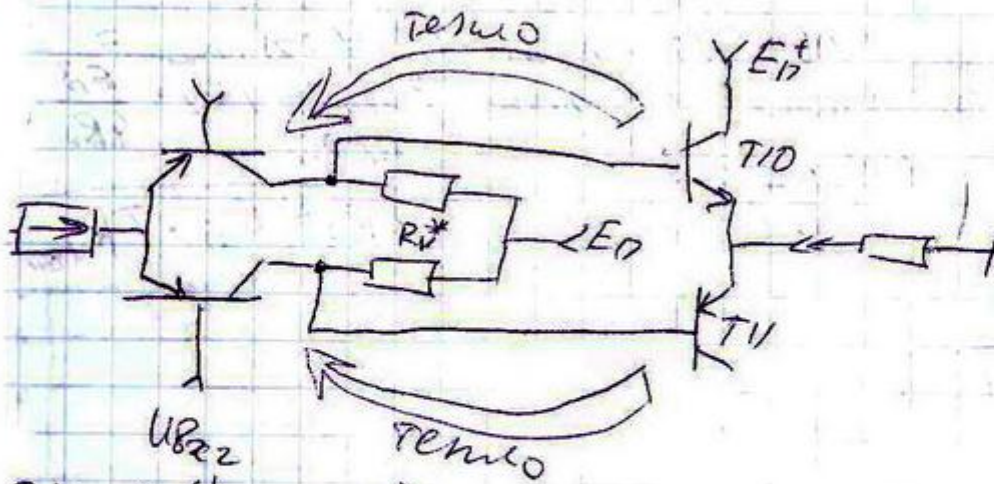


Рис.5.14. Упрощенная эквивалентная схема двухкаскадной модели ОУ

47 Тепловая ООС в ОУ и способы снижения её влияния (Внимательно смотрите что катаете, не факт что все надо)

Тепловая отрицательная обратная связь и способы ее снижения



$$I_n = R_n (I_{bias} + I_{io})$$

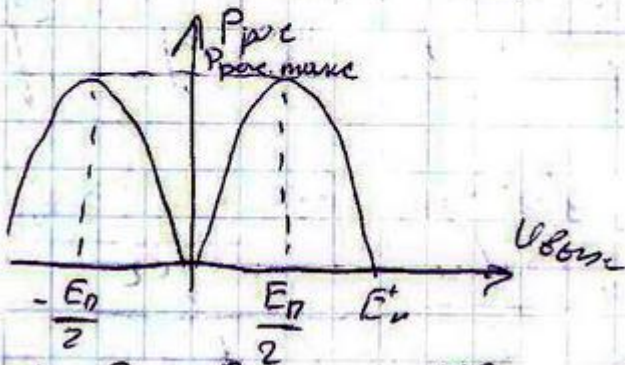
$$I_n \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{kED} \approx I_D E_D = E_D \frac{U_{Bmax}}{R_n}$$

$$P_{рас} = \frac{E_D^+ U_{Bmax}}{R_n} - \frac{U_{Bmax}^2}{R_n}$$

$$\frac{dP_{рас}}{dU_{Bmax}} = \left(\frac{E_D^+}{R_n} - \frac{2U_{Bmax}}{R_n} \right) \Big|_{U_{Bmax} = U_{Bmax\ max} = 0}$$

$$U_{Bmax\ max} = \frac{E_D^+}{2}$$

$$P_{рас\ max} = \frac{E_D^{+2}}{2R_n} - \frac{E_D^{+2}}{4R_n} = \frac{E_D^{+2}}{4R_n}$$



$$T^{\circ} = R_{t^{\circ}} \cdot P_{рас}; \quad \Delta T_{max} = R_{t^{\circ}} \cdot P_{рас\ max} = R_{t^{\circ}} \cdot \frac{E_D^{+2}}{4R_n}$$

$$R_{t^{\circ}} = 0.3^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$$

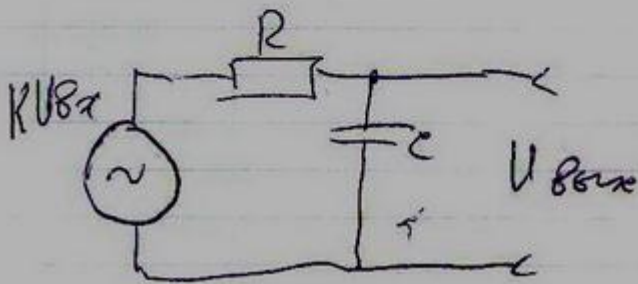
$$\Delta U_{S2}(T_1, T_2) = TK_{S2} \cdot \Delta T^0$$

$$\Delta U_{S2}(T_1, T_2)_{max} = \Delta T^0_{max} \cdot TK_{S2}$$

$$\Delta U_{S2}(t)_{max} = \Delta U_{S2}(T_1)_{max} + \Delta U_{S2}(T_2)_{max} = 2 \Delta U_{S2}(T_1, T_2)_{max} = 2 \Delta T^0_{max} \cdot TK_{S2} = 2 R_{t0} \cdot \frac{E_n^2}{4 R_v} \cdot TK_{S2}$$

$$(K_{max})^c = \frac{U_{S2c} \text{ max}}{\Delta U_{S2}(t)_{max}} = \frac{E_n^2 \cdot 4 R_v}{2 \cdot 2 R_{t0} \cdot E_n^2 \cdot TK_{S2}} =$$

$$= \frac{R_v}{R_{t0} \cdot E_n^2 \cdot TK_{S2}}$$



$$K(j\omega) = \frac{U_{Sx}}{U_{Sx}}(j\omega) = \frac{K U_{Sx}}{(R + \frac{1}{j\omega C}) j\omega C} = \frac{K}{1 + j\omega C R}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{RC}$$

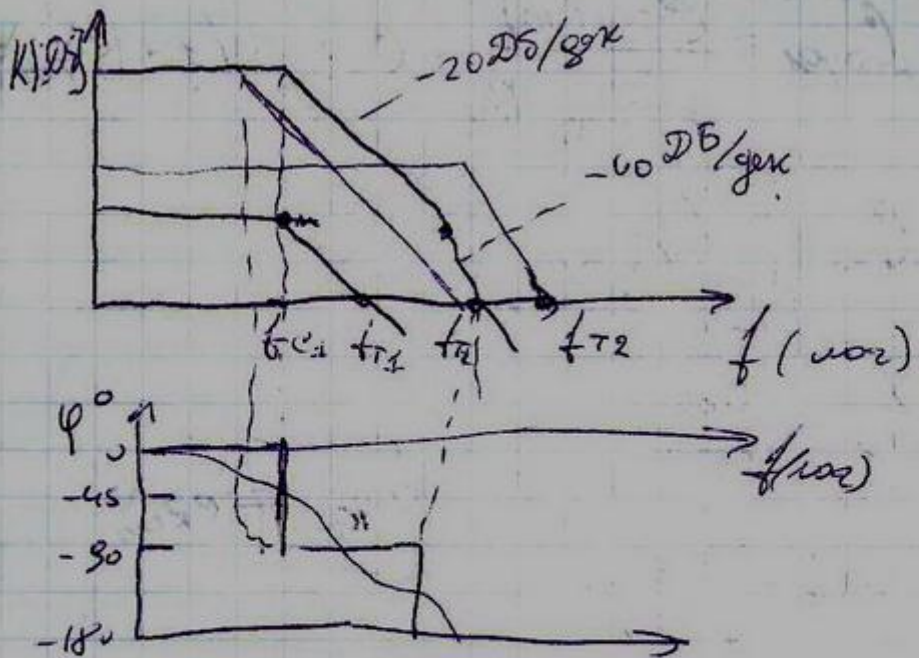
$$R = \frac{1}{\omega_c C} \quad ; \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\Rightarrow \frac{K}{1 + j\omega C R} = \frac{K}{1 + j\omega C R} = \frac{K}{1 + \frac{j\omega}{\omega_c}} = \frac{K}{1 + \frac{jf}{f_c}} =$$

$$|K(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_c})^2}} = \frac{K f_c}{f} ; \quad f_T = |K(j\omega)| = 1, f \rightarrow f_c$$

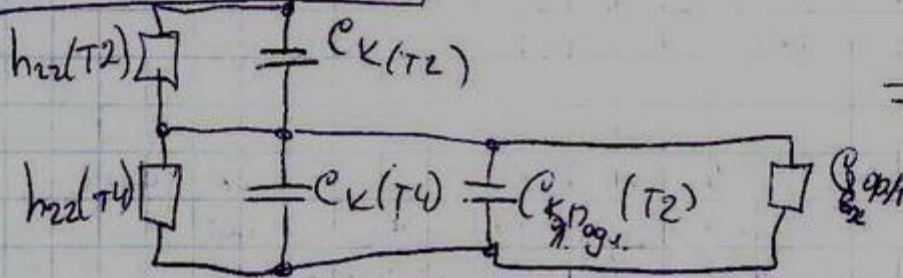
$$f_T = K f_c, \quad f_{T1} = K_{p1} f_{c1}, \quad f_{T2} = K_{p2} f_{c2}$$

$$|K(jf)| = K(t)_{Dy} \cdot K(t)_{pA} = \frac{K_{A1} f_{c1}}{f} \cdot \frac{K_{p2} f_{c2}}{f}$$



$$K_{00} = \frac{K}{f_{T1}} = \frac{1}{\beta}$$

$$f_{T1} = K_g \cdot f_{e1}$$



$$f_{e1} = \frac{G_{01}}{2\pi C_{01}}$$

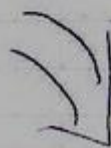
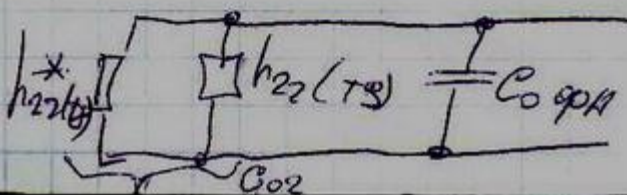
$$G_{01} = h_{22}(T2) + h_{22}(T4) + G_{BX, \varphi A}$$

$$C_{01} = C_k(T2) + C_k(T4) + C_{kD}(T2)$$

K_g - some parameter

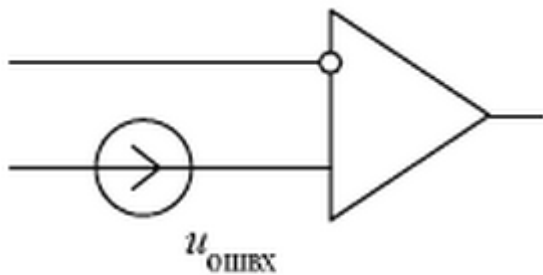
$$C_{01} = 2\pi f_{cp1} \cdot f_{e1}$$

$$f_{T2} = K_{\varphi A} \cdot f_{e2}$$



49 Определение параметров статических ошибок ОУ

Действие источников статической ошибки характеризуют с помощью одного эквивалентного генератора ЭДС $U_{ошвх}$, включенного последовательно с не инвертирующим входом (рисунок).



Эквивалентное представление напряжения статической ошибки

На рисунке 3 изображена схема, на которой основные источники, обуславливающие напряжение $U_{ошвх}$, представлены эквивалентными генераторами постоянных токов

$I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ и генератором постоянного напряжения $U_{см0}$. Токи $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$, протекая по внешним по отношению к входным клеммам ОУ цепям, создают постоянные напряжения U_{Rc+} и U_{Rc-} . Генератор $U_{см0}$ характеризует сдвиг относительно начала координат

графика амплитудной характеристики ОУ по оси напряжений U_d (рисунок 4). Напряжение $U_{см0}$ называется напряжением смещения нуля.

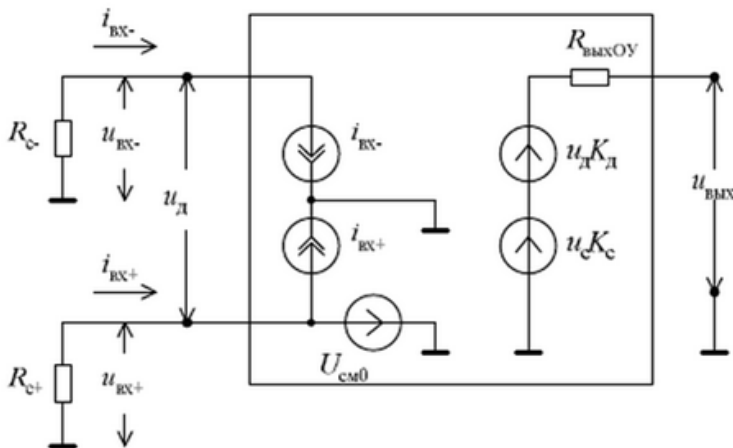


Рисунок 3. Источники напряжения статической ошибки

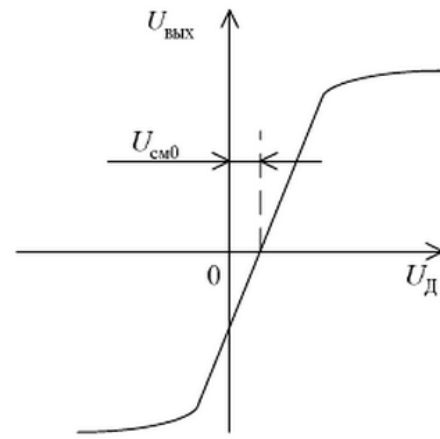


Рисунок 4. Смещение амплитудной характеристики ОУ

В наихудшем случае, когда все факторы, порождающие эквивалентное напряжение $U_{ошвх}$, не создают взаимно компенсирующего воздействия, оценка значения напряжения $U_{ошвх}$ может быть осуществлена по формуле

$$U_{ошвх} \approx |U_{см0}| + |\alpha t \Delta t| + |\alpha E \Delta E_n| + |I_{вх+} R_{c+} - I_{вх-} R_{c-}|,$$

где R_{c+} , R_{c-} – полное сопротивление на постоянном токе цепей, внешних по отношению к не инвертирующему и инвертирующему входам ОУ; αt – температурный коэффициент напряжения смещения нуля, В/град.; αE – коэффициент влияния изменений напряжения источника питания E_n на напряжение смещения нуля; Δt , ΔE_n – отклонения температуры и напряжения источника питания от их номинальных значений.

Приближенный характер соотношения (1) обусловлен тем, что оно не учитывает воздействие на ОУ синфазной составляющей паразитных постоянных напряжений. Обычно при типовом построении схемы влияние этой составляющей имеет пренебрежимо малое значение.

Токи $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ наиболее существенны в схемах, организованных на ОУ, в которых входной каскад выполнен на биполярных транзисторах. В таких ОУ в качестве этих токов выступают базовые токи транзисторов входного дифференциального каскада, в результате чего токи $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ имеют приблизительно одинаковые значения. В этих условиях, согласно (1), для уменьшения напряжения $U_{ошвх}$ желательно по возможности обеспечить равенство сопротивлений R_{c+} и R_{c-} , например, за счет включения последовательно с одним из входов ОУ дополнительного сопротивления. При равенстве сопротивлений R_{c+} и R_{c-} последнее

слагаемое в (1) имеет наименьшее значение, а соотношение (1) можно представить в следующем виде:

$$U_{ош\text{ вх}} \approx |U_{см0}| + |at \Delta t| + |\alpha E \Delta E_n| + |\Delta I_{вх} R_c|,$$

где $\Delta I_{вх} = I_{вх+} - I_{вх-}$ – разность входных токов $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ в условиях, когда $R_{с+} = R_{с-} = R_c$.

Для существующей номенклатуры операционных усилителей значения напряжения $U_{ош\text{ вх}}$ лежат в пределах от единиц микровольт до десятков милливольт. Первые из указанных значений относятся к высококачественным прецизионным ОУ, вторые – к ОУ с полевыми транзисторами на входе.

51 Формирование АЧХ и ФЧХ ОУ и их коррекция

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

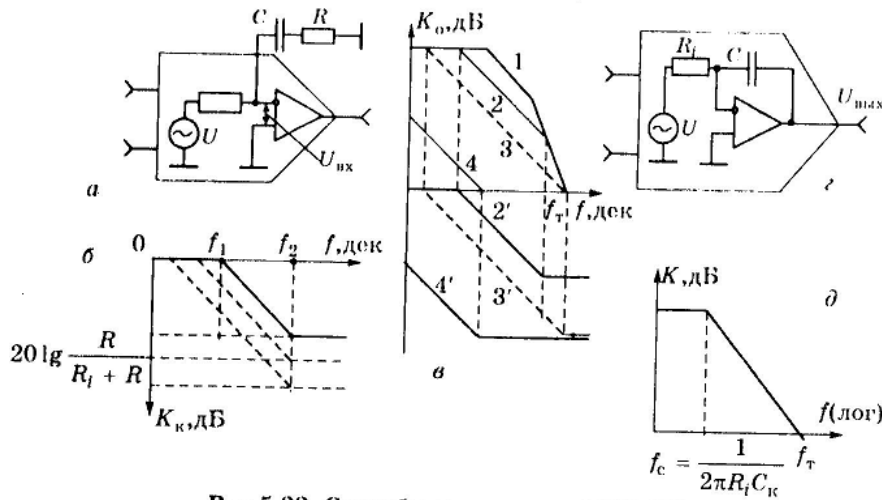


Рис.5.22. Способы коррекции АЧХ ОУ

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.

52 Расчёт реальной модели ОУ. Исходные данные и последовательность расчёта

Проектирование ОУ начинают с анализа ТЗ. Обычно в качестве исходных данных на проектирование принимают: коэффициент передачи для дифференциального сигнала K_u , В/мВ; максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых.макс.}}$, В; сопротивление нагрузки R_H , кОм; максимальный выходной ток в режиме КЗ нагрузки $I_{\text{КЗ}}$, мА (2.54); сопротивление входное дифференциальное $R_{\text{вх.д.}}$, МОм (2.26); сопротивление входное синфазное $R_{\text{вх.с.}}$, МОм (2.31); коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$, дБ (2,10). При этом напряжение источника питания $E_{\text{п}}$, В (2.52) и максимальный выходной ток $I_{\text{вых.макс.}} = U_{\text{вых.макс.}}/R_H$, мА определяют исходя из требований получения неискаженной амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых.макс.}}$ (2.52) и сопротивления нагрузки R_H (2.53).

Как правило, расчету также подлежат: частота единичного усиления f_T , МГц (2.88); скорость нарастания выходного напряжения v , В/мкс (2.104); ток потребления $I_{\text{п}}$, мА, который оценивается как сумма токов всех ветвей схемы ОУ; напряжение смещения нуля $U_{\text{см.0.}}$, мВ (2.106); температурный дрейф напряжения смещения нуля $\Delta U_{\text{см.0.}}/\Delta T$, мВ/°С (2.107); входной ток (средний) $I_{\text{вх.}}$, нА (2.108); температурный дрейф входного тока $\Delta I_{\text{вх.}}/\Delta T$, нА/°С (2.111); разность входных токов $\Delta I_{\text{вх.}}$, нА (2.109); температурный дрейф разности входных токов $\Delta \Delta I_{\text{вх.}}/\Delta T$ нА/°С (2.112).

Общая схема расчета может быть принята следующей.

Первоначально распределяют заданный коэффициент передачи для дифференциального сигнала K_u примерно поровну с некоторым производственным запасом в 1,5-2 раза между двумя основными каскадами (ДУ и формирователем амплитуды), полагая при этом коэффициент передачи ЭП близким к единице, и производят расчет тех параметров схемы ОУ, которые определяют основу для дальнейшего проектирования. В первую очередь это относится к ЭП (см. рис. 2.3), по результатам расчетов которого устанавливают величины входного сопротивления $R_{\text{вх.ЭП}}$ (2.59), коэффициента передачи тока h_{21} выходных транзисторов, тока I_{02} (2.61) второго каскада ОУ - формирователя амплитуды (см. рис. 2.2) и т. д.

Затем приступают к реализации основных входных показателей ОУ, т. е. [Исчету ДУ (см. рис. 1.1) с определением его рабочего тока I_0 , от величины которого зависит множество расчетных параметров, например, дифференциальное входное сопротивление $R_{\text{вх.д.}}$ (2.26), а также требуемых значений коэффициента передачи тока h_{21} используемых транзисторов.

После этого рассчитывают все производные от I_0 и I_{02} параметры, включая параметры формирователя амплитуды, элементов схем задания режима работы ОУ, защиты от случайных КЗ и т. д. При этом следует соблюдать принцип, заключающийся в том, что получаемые результирующие параметры по своему номиналу должны иметь производственный запас не менее 20 - 30 %, но по возможности не превышающий 2-3 раз. Последнее ограничение носит рекомендательный характер и при противоречивых трудновыполнимых условиях может игнорироваться.

В заключение производят расчет параметров АЧХ и связанных с ней других параметров ОУ. Последующие подразделы отражают реализацию изложенной схемы расчета

$$K_u = K_d(f) K_{\Phi A}(f) \quad U_{\text{вых.макс.}} = (0.8 - 0.9) E_{\text{п}} \quad f_T = \sqrt{f_{T1} f_{T2}} \quad \Delta U_{\text{см.0.}}/\Delta T \approx U_{\text{см.0.}}/T$$

$$\Delta I_{\text{вх.}}/\Delta T = -1\%/^{\circ}\text{C} \quad I_{\text{вх.}} \quad \Delta \Delta I_{\text{вх.}}/\Delta T = -1\%/^{\circ}\text{C} \quad \Delta I_{\text{вх.}}$$

53 Системо- и схемотехническое проектирование ЭОП: ПТ как элемент с управляемой проводимостью и оценка температурной стабильности его параметров. (55 Метод термокоррекции характеристик ПТ и его реализация)

Аппроксимация характеристик ПТ полиномом:

$$P(U_{3u}) = P_{\max} \left(1 - \frac{U_{3u}}{U_{3u0\max}} \right)^\alpha, \quad (3.1)$$

P – выходные параметры.

Составляющие дрейфа выходных параметров ПТ:

$$\left. \frac{\partial P(U_{3u})}{\partial t^\circ} \right|_\alpha = -\alpha P(U_{3u}), \quad (3.5)$$

$$\left. \frac{\partial P(U_{3u})}{\partial t^\circ} \right|_\beta = \beta \frac{\partial P(U_{3u})}{\partial U_{3u}}, \quad (3.6)$$

где α и β – ТК составляющих дрейфа параметров ПТ, обусловленных соответственно относительной подвижностью носителей заряда в канале и контактной разностью потенциалов между затвором и каналом.

Температурная нестабильность параметров:

$$\delta P_{2^\circ}(U_{3u}) = - \left(\alpha + \frac{\alpha}{U_{3u0\max} - U_{3u}} \beta \right) \Delta t^\circ. \quad (3.11)$$

$$\frac{\delta P_{2^\circ}(x)}{\Delta t^\circ} = - \left(\alpha + \frac{\alpha \beta}{(U_{3u0\max} + \alpha \frac{P}{\alpha})(1-x) - \alpha \frac{P}{\alpha}} \right), \quad \left[\frac{\%}{^\circ\text{C}} \right], \quad (3.14)$$

где

$$x = U_{3u} / U_{3u0}.$$

Схема-модель термокоррекции характеристик ПТ

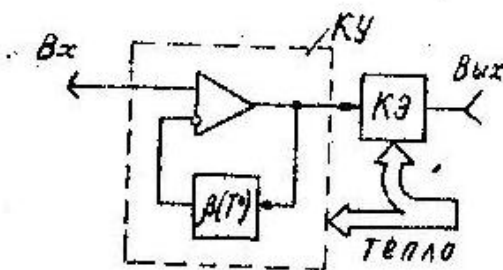


Рис. 3.2

Системо- и схемотехническое проектирование ЭОП

1. Определяют дополнительные параметры (α , β , $U_{зи}$) ПТ по заданной характеристике.
2. Исходя из допустимой погрешности коррекции $\delta_{кор}$ определяют требуемый коэффициент передачи масштабного усилителя КОУ и связанный с ним коэффициент передачи вспомогательной цепи К.
3. Определяют требуемое значение ТК Θ , в соответствии с которым выбирают тип термозависимого элемента.
4. По найденному напряжению $U_{зи}$, используя характеристику проводимости канала $G(U_{зи})$ для данного ПТ, определяют проводимость термозависимого элемента G_t и с учетом требуемого коэффициента передачи масштабного усилителя на ОУ производят расчет проводимости элемента ООС G .
5. Рассчитывают параметры элементов вспомогательных цепей, обеспечивающих выполнение требуемого значения коэффициента К.
6. производят расчет требуемых величин напряжений компенсации и восстановления с учетом значения напряжения ТСТ характеристики проводимостью канала ПТ1.
7. Определяют схемотехнику блоков, удовлетворяющую реализации требуемых значений напряжений компенсации $U_{комп}$ и восстановления $U_{восст}$, а также схемотехнику задания режима работы термозависимого элемента, производя при этом соответствующие расчеты.
8. Составляют полную принципиальную электрическую схему спроектированной ЭОП (без учета источников напряжения и управляющего напряжения) и перечень ее элементов и компонентов.

54, 56 Линеаризация выходных характеристик ПТ. (Метод линеариз. И термостаб. хар)

вводим ООС для линеаризации

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

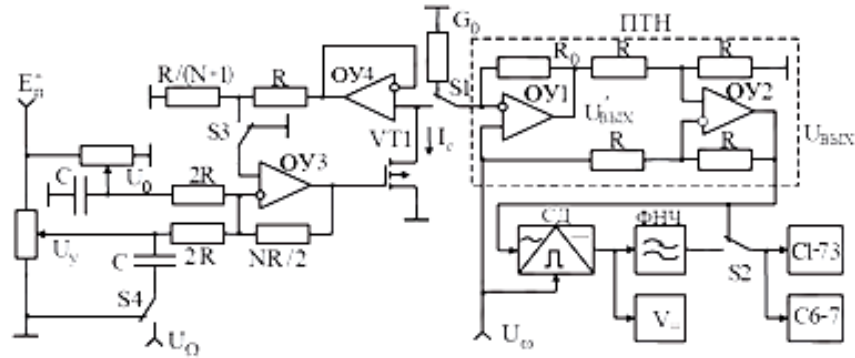


Рис. 5.12. Схема для исследования линеаризации характеристик ПТ

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

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

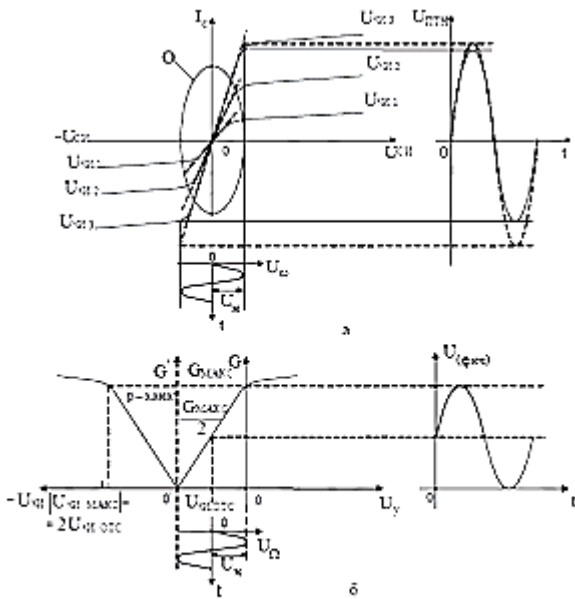


Рис. 5.11 Стоковые характеристики (а) и характеристики проводимости (б) ПТ, поясняющие сущность их линеаризации

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–исток:

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

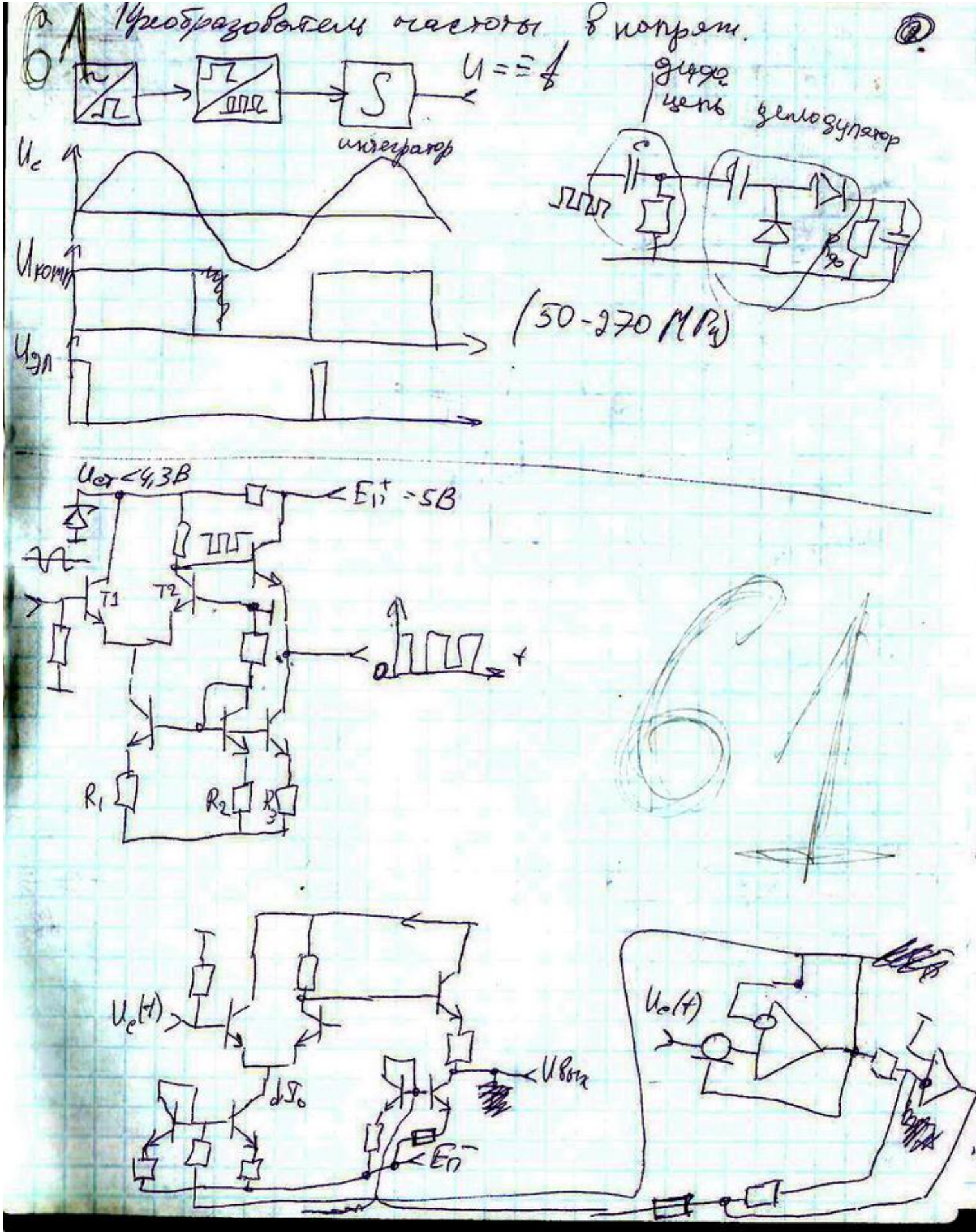
Реализуемая характеристика проводимости канала представим в функции управляющего напряжения:

$$G(U_Y) = G_{\text{МАКС}} \left(1 - \frac{U_{ЗИ.ОТС} - \frac{N}{4} U_Y}{U_{ЗИ.ОТС}} \right) = \frac{NG_{\text{МАКС}}}{4|U_{ЗИ.ОТС}|} U_Y. \quad (5.66)$$

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) сместив РТ в центральную часть исследуемой характеристики (диаграмма на рис. 5.11, б в центре). $U_{\Omega} = U_M \sin \Omega t$ (5.68)

61 Преобразователь частоты в напряжение (ПЧН)



65, 66 Проблема индуктивности в микроэлектронике и пути её решения. Реализация индуктивности с помощью активных элементов. Аппроксимация нормированной АЧХ ФНЧ и её преобразование в АЧХ ФВЧ и ПФ.

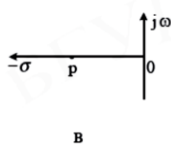
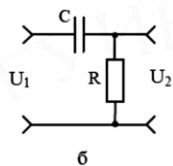
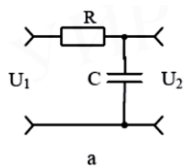
Реализация простейшего ПФ 2 порядка. Виды активных элементов, исп. В АФ

Процесс микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры на основе ИС обнаружил, во-первых, несоразмерность 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

↓-При переходе к комплексной переменной p :

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR}. \quad K(p) = \frac{1}{1 + pRC}$$

В соответствии с выражением (5.2) характеристическое уравнение $1 + pRC = 0$ имеет один отрицательный действительный корень (полюс) $p = -1 / RC = -\sigma$



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

при условии $\sigma = 0$

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

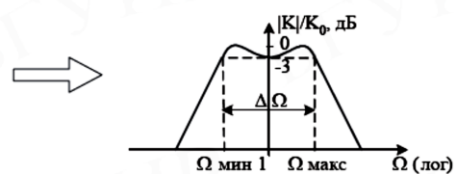
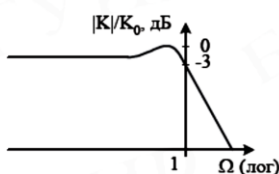
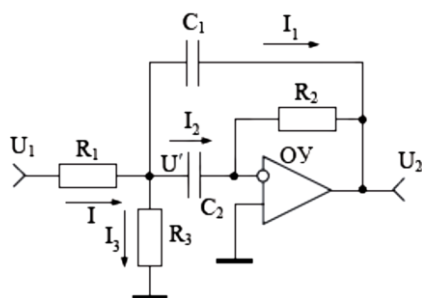
$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p + b_1 p^2)(1 + a_2 p + b_2 p^2) \dots \prod_i (1 + a_i p + b_i p^2)} \quad K(p) = \frac{K_0}{1 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_n p^n}$$

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

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

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

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



описание передаточной функции ПФ второго порядка

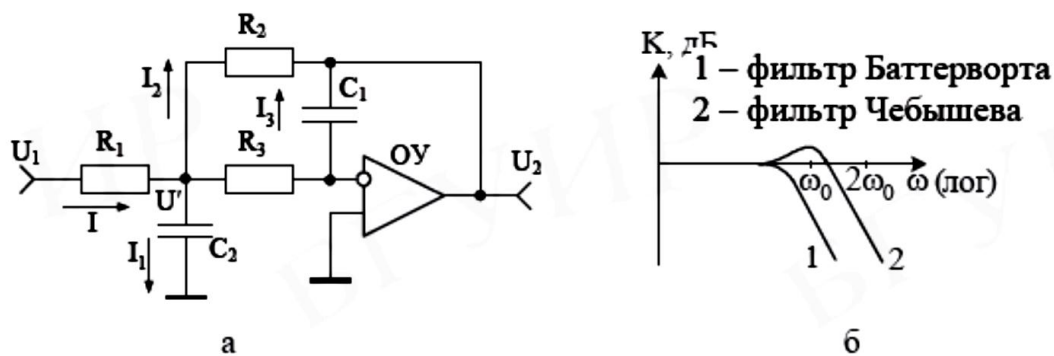


Рис. 5.3. Активный ФНЧ (а) второго порядка с ООС и его АЧХ (б)

Передаточная функция ФНЧ

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

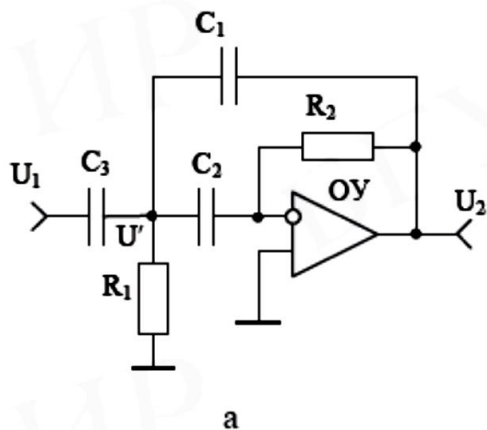


Рис. 5.4. Активный ФВЧ второго порядка

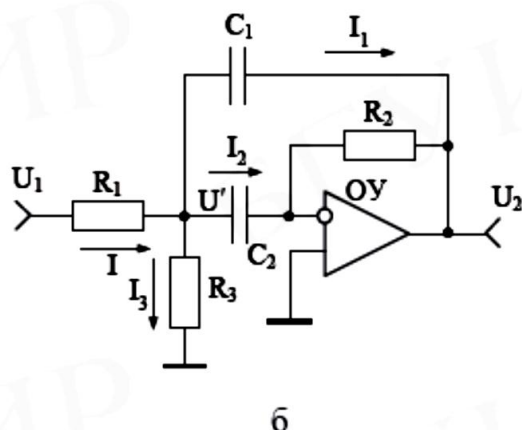


Рис. 5.5. Полосовой фильтр

70 Синхронные АФ с коммутируемыми конденсаторами и их свойства

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

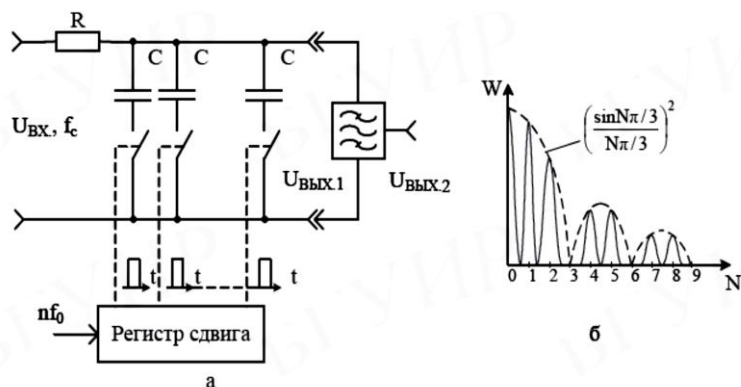


Рис. 5.6. СФ с коммутируемыми конденсаторами (а) и его АЧХ при $n = 3$ (б)

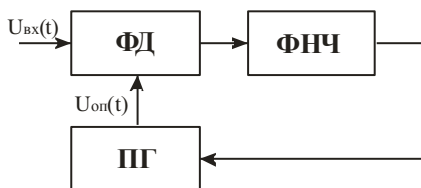
СФ с резистором R и n -коммутируемыми конденсаторами C , показанный на рис. 5.6, а, дополнительно содержит регистр сдвига, который вырабатывает во времени последовательность импульсов для управления ключами, по очереди замыкающими конденсаторы C на общую шину. Регистр сдвига управляется сигналом частотой 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

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

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

Функциональная схема:



71 Синхронный фазочувствительный фильтр-демодулятор

72 Синхронные фазочувствительные фильтры

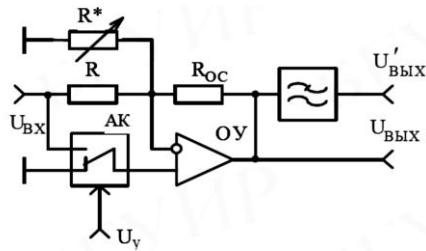


Рис. 5.7. Широкополосный СФ-демодулятор

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

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

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

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

Отсюда коэффициент передачи

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

Если при двух положениях переключателя выполнить условие

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

вычисляют по формуле

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

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

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U_y > 0, \\ -1 & \text{при } U_y < 0, \end{cases} \quad \text{определяемую управляющим напряжением } U_y \text{ с частотой } \omega_y:$$

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

С учетом разложения функции коммутации в гармонический ряд Фурье

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_y t, \quad \text{где } n - \text{номер гармоники и входного синусоидального напряжения с амплитудой } U_m,$$

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

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(m\omega_y t + \varphi_m) \sin \ell \omega_y t dt = \begin{cases} 0 & \text{при } m \neq \ell, \\ 1/2 \cos \varphi_m & \text{при } m = \ell, \end{cases} \quad \text{получаем искомое среднее значение выходного напряжения СД:}$$

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

где m и l – натуральные числа $0, 1, 2, 3, \dots$

74 Фазовый фильтр 1 порядка и электронно-управляемые фазовращатели на его основе

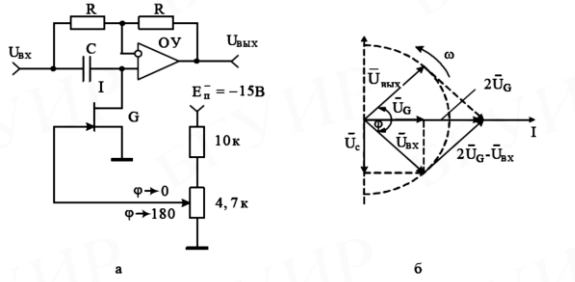


Рис. 5.9. Фазовый фильтр первого порядка (а) и его векторная диаграмма (б)

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

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

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

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

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

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

Принимая во внимание, что $\arctg x - \arctg y = \arctg [(x - y)/(1 + xy)]$ при $xy > -1$, для (5.41) получаем

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

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

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

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

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

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

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

75 КОС и КПС как активные четырёхполюсники. Практическая реализация и оценка их точности

76 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'

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

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

$$Z_{ex} = -h_{12}h_{21}Z_H = -kZ_H$$

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

$$Z_{ex} = h_{12}h_{21}Z_H = kZ_H$$

Входное сопротивление данного КОС (рис 6.2.а) $Z_{вв} = \frac{U}{I} = \frac{UZ}{U-U'} = \frac{Z}{1-\frac{U'}{U}} = \frac{Z}{1-K}$

где K -коэффициент передачи усилителя

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

Четырёхполюсник в режиме КОС

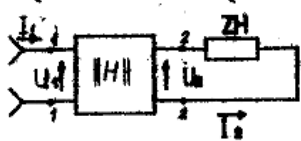


Рис.6.1

Реализация КОС на ОУ

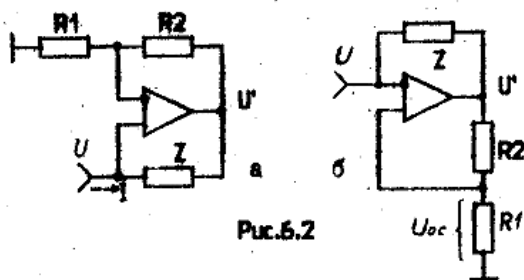


Рис.6.2

Разновидности схемотехники КОС и КПС

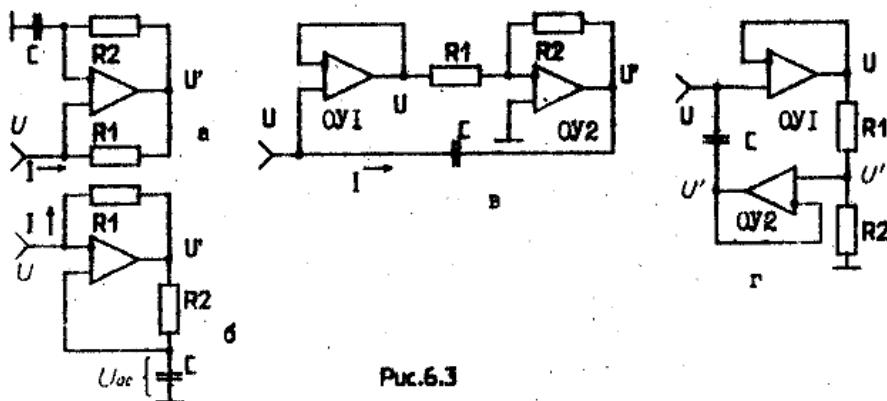


Рис.6.3

77 Моделирование широкодиапазонных конвертируемых ёмкостей и оценка их добротности

78 КПС на основе КОС

Схемы широкодиапазонных КПС

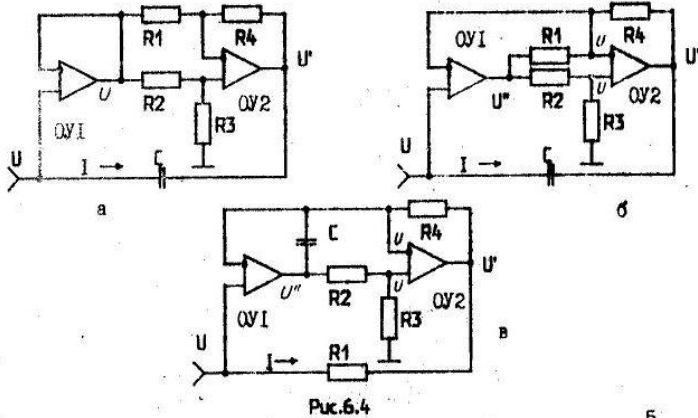


Рис. 6.4

Схема для моделирования:

Для рис. А:

Коэффициент передачи этой схемы:

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

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:

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

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

Входная проводимость КПС:

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

Эквивалентная емкость:

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

Добротность

При идеальных ОУ:

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

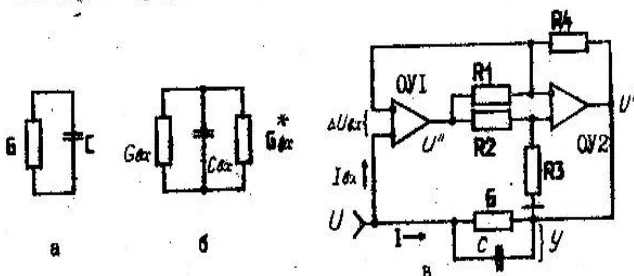
(6.31)

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

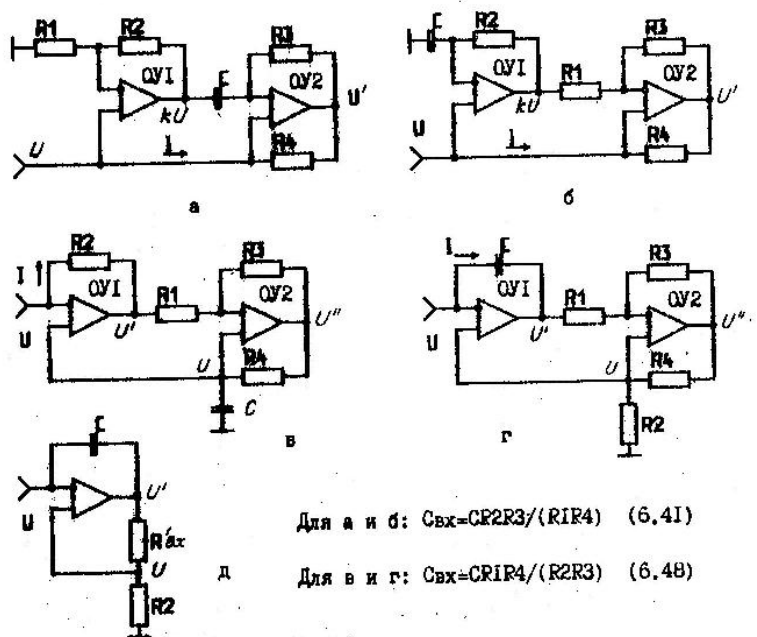
при неидеальных ОУ:

Для оценки искомых величин:

Схемы для определения добротности конвертируемых емкостей



Схемы КПС на основе КОС



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

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

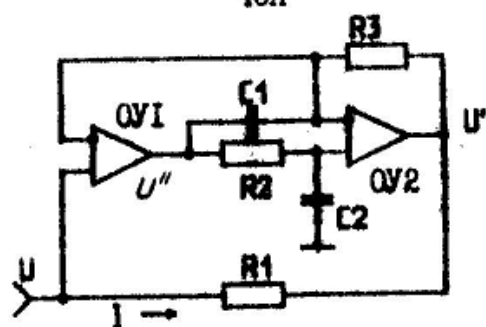
КОС

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

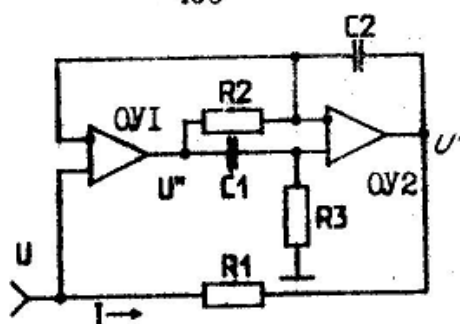
является чисто активной ЧОП.

Схемы КОС моделирующие

ЧОП

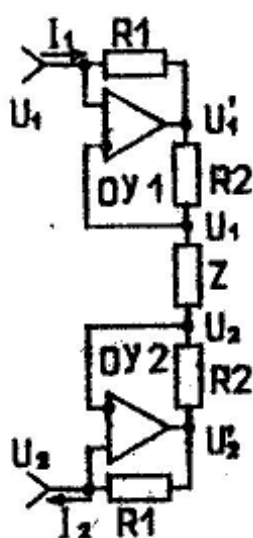


ЧОС

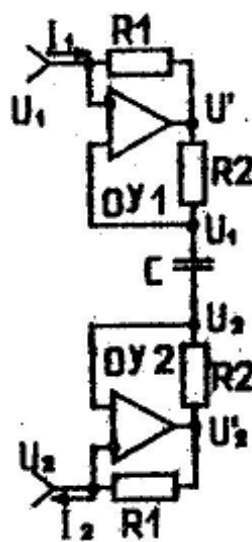


Схемы КОС и КПС, моделирующие незаземленные сопротивления

(емкости)



а



б

83, 84 Гиратор (ИОС или ИПС) как активный 4-х полюсник. Разнов схем.тех 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:

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

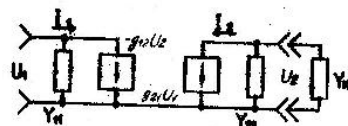
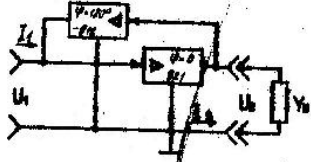
Входное сопротивление идеального гиратора:

$$Z_{вх} = \frac{Y_H}{g_{21}g_{12}} = kY_H = k j\omega C = j\omega L_{экв}, \quad \text{где } L_{экв} = kC.$$

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

Четырехполюсник в режиме гиратора

Эквивалентная схема нагруженного гиратора



Схематические реализации гираторов и схемы замещения их эквивалентных параметров

Входное сопротивление КОС:

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

Входное сопротивление гиратора в последовательной схеме замещения эквивалентных параметров:

$$Z_{вх} = R_1 + R_2 + j\omega C R_1 R_2 = R_{экв} + j\omega L_{экв}, \quad (7.8)$$

Эквивалентная добротность реализуемой индуктивности:

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

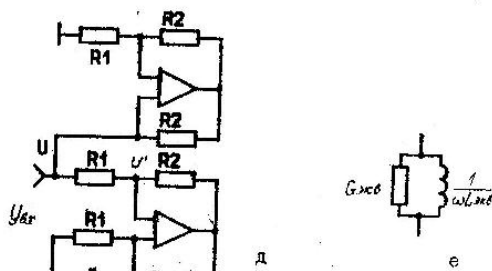
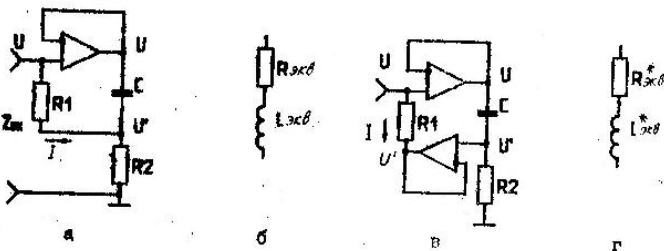


Рис.7.3

Гираторы, моделирующие независимую регулировку эквивалентных параметров

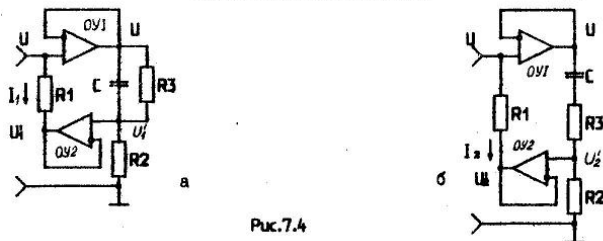


Рис.7.4

Гираторы на основе КОС, моделирующие отрицательную индуктивность

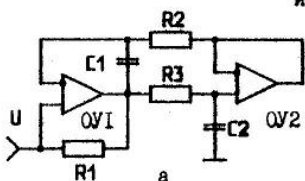
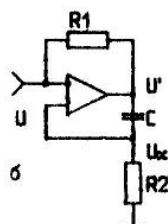
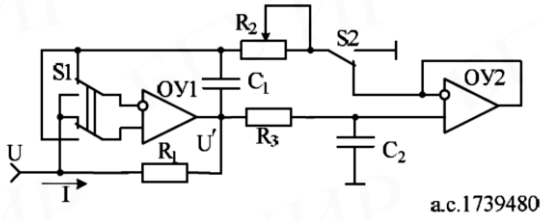


Рис.7.5



85 Моделирование отрицательной гираторной индуктивности и обеспечение её устойчивости в реальных условиях



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

Рис. 5.15. Имитатор отрицательной индуктивности

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

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

где $R_{\text{ВЫХ}}$, 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 :

$$\frac{U'R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} = U. \quad \text{Отсюда находим искомое отношение напряжений, представляющее коэффициент передачи ОУ1 с ООС:}$$

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

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

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

где

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

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

$$\tau = R_3 C_2 \gg T_{\text{н.н.}} \quad (5.103) \quad U'_{\text{МАКС}} < U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$$

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0},$$

$$(5.104) \quad \text{и } (I_{\text{МАКС}} = U'_{\text{МАКС}} / R_1) \text{ на некоторой самой низкой частоте}$$

$f_{\text{с.н.}}$, 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

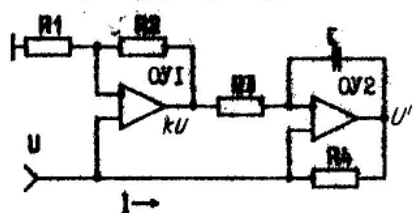
$$f_c = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} < f_{\text{с.н.}} \quad (5.105)$$

$$(I_{\text{МАКС}} / I_{\text{МИН}} \rightarrow \infty),$$

Диапазон изменения

токов стремится к бесконечности что позволяет спроектировать МЭУ для моделирования отрицательной индуктивности, изменяющейся в исключительно широких пределах.

86 Получение высокодобротных гираторных индуктивностей и оценка предела их добротности



$$U' = U \left(1 + \frac{1}{j\omega CR_3} \right) - \frac{kU}{j\omega CR_3} = U \left(1 - \frac{k-1}{j\omega CR_3} \right), \quad (7.52)$$

$$Z_{\text{гг}} = \frac{R_4}{1 - \frac{U'}{U}} = \frac{j\omega CR_3 R_4}{k-1} = \frac{j\omega CR_1 R_3 R_4}{R_2} = j\omega L_{\text{гг}}, \quad (7.53)$$

$$L_{\text{гг}} = \frac{CR_1 R_3 R_4}{R_2}$$

Эквивалентные схемы для определения добротности гираторной индуктивности



Рис. 7.8

для рис 7.8а

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

$$R_{\text{гг}} = \frac{GR_1 R_3 R_4}{R_2}$$

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

для 7.8 б

(7.59)

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

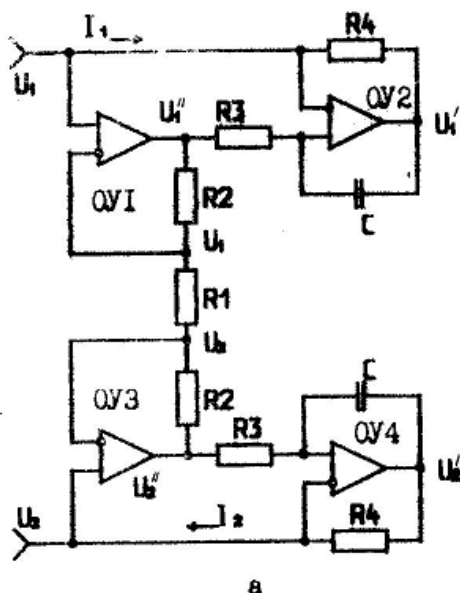
позволяет оценить результирующую добротность гиратора

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

Погрешность из-за неидеальности ОУ

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

$$G_{\text{гг}}^* = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \sqrt{1 + [R_2/(\omega CR_1 R_3)]^2}}{R_2 K_0}$$



а

протекающий по входам ток (6.64)

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

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)

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

$$L_{gx} = CR_1 R_3 R_4 / R_2.$$

1. Основные определения (терминология) в интегральной схемотехнике. Классификация, система условных обозначений, методы изготовления (виды технологии) ИС.
2. ОУ как активный элемент МЭУ. Типы ОУ и их отличительные особенности.
3. Меры предосторожности и полезные советы при использовании ОУ.
4. ГСТ с изолированной нагрузкой и его точность.
5. ГСТ с заземленной нагрузкой и оценка его точности.
6. Генераторы втекающего и вытекающего стабильных токов с повышенным значением формируемых токов.
7. ВАП на основе ГСТ и оценка его точности.
8. СН на основе ОУ: СН как элемент схемотехники. Однополярные СН с опорными стабилитронами.
9. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току.
10. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений.
11. Экстрематоры функций (однополярные и двухполярные) на основе ОУ. Оценка точности формирования экстремума.
12. Линейные преобразователи переменного напряжения в постоянное на основе ОУ. Сущность линеаризации амплитудной характеристики. Критерий малости преобразуемого напряжения.
13. Формирователи модуля. ПН амплитудных значений. Пиковые детекторы.
14. Электронно-управляемые масштабные ПН на основе ОУ. ПН с линейным управлением.
15. ПН с экспоненциальным управлением и электронным переключением полярности коэффициента передачи.
16. FI Мостовой усилитель как преобразователь приращений сопротивлений (проводимостей) в напряжение. Циркулятор сигналов.
17. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение на основе ОУ.
18. ПС: основные свойства, параметры и типы. Реализация математических операций (умножения, деления, возведения в квадрат, извлечения квадратного корня) на основе ПС.
19. БМ и реализация на их основе амплитудного модулятора, синхронного амплитудного, фазового и частотного демодуляторов.
20. Методы реализации ПС. Реализация ПС на основе логарифмирования и антилогарифмирования сигналов.
21. Реализация ПС на основе изменения проводимости канала ПТ и использования времени амплитудного преобразования.
22. ИС для взаимного преобразования аналоговой и цифровой информации. Системы сбора и распределения данных. Интегральные компараторы сигналов: основные параметры и применение.
23. АК. Мультиплексоры и демультиплексоры.
24. УВХ: Особенности схемотехники и способы улучшения технических характеристик.
25. Принципы построения, оценка точности и эффективности высокоточного УВХ.
26. Системотехническое проектирование совершенно нового изделия на примере измерителя напряжения отсечки ПТ: дифференциальный метод измерения, оценка его точности и эффективности, принципы построения и особенности интеграции устройства для его реализации.
27. Системотехническое проектирование как непрерывный процесс. Усовершенствование измерителя напряжения отсечки ПТ в виде метода измерения параметров аппроксимации характеристик НЭ и его структурной реализации с оценкой точности и эффективности и особенностями интеграции.
28. Задачи, основные этапы и особенности системотехнического проектирования. Основные принципы интегральной схемотехники.
29. Анализ ТС активных элементов ИС.
30. Анализ биполярно-униполярных структур.
31. ДТС как отражатели тока на БТ и ПТ. Разновидности ДТС. Токовое зеркало Уилсона.
32. Проблемы непосредственной связи в ПИС: согласование импедансов и уровней постоянного тока. Схемы сдвига уровней.

33. Стабилизация уровней напряжения и тока в ПИС. Источники опорного напряжения. (ИОН) с умножением напряжения база-эмиттер БТ. Повышение коэффициента фильтрации питающего напряжения.
34. ИОН с термокомпенсацией. Масштабный преобразователь опорного напряжения.
35. Температурный коэффициент (ТК) напряжения база-эмиттер БТ.
36. Источник с зонным опорным напряжением.
37. ПТ как источник термостабильного тока и опорного напряжения. Прецизионные ИОН на ПТ и ОУ.
38. 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.
39. ДУ на БТ и ПТ как активные элементы интегральной схемотехники.
40. Разновидности схемотехники интегральных ДУ. ДУ на МОП-транзисторах с активной нагрузкой.
41. Проектирование ИС для широкополосного усиления напряжения и тока: особенности проектирования ШУ. ДУ как базовый элемент для широкополосного масштабного преобразования сигналов.
42. Однокаскадные и двухкаскадные ШУ с ООС различного типа. ШУ типа «двойка» и «тройка».
43. Усилители тока и ШУН на основе токового элемента.
44. Электронно-управляемые ШУН на основе ДУ и токового элемента. Особенности расчета.
45. 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.
46. Схемотехническое проектирование ОУ: особенности реализации и формирование коэффициента передачи базовой двухкаскадной модели ОУ.
47. Тепловая ООС в ОУ и способы снижения ее влияния.
48. Схемотехническое проектирование реальной модели ОУ. Формирование ее малосигнальных параметров.
49. Определение параметров статических ошибок ОУ.
50. Формирование неискаженной амплитуды и нагрузочной способности ОУ. Обеспечение режима работы ОУ по постоянному току и защиты от случайных КЗ.
51. Формирование АЧХ и ФЧХ ОУ и их коррекция.
52. Расчет реальной модели ОУ. Исходные данные и последовательность расчета.
53. Системо- и схемотехническое проектирование ЭОП: ПТ как элемент с управляемой проводимостью и оценка температурной стабильности его параметров.
54. Линеаризация выходных характеристик ПТ.
55. Метод термокоррекции характеристик ПТ и его реализация.
56. Метод линеаризации и термостабилизации характеристик НЭ и реализация на его основе ЭОП.
57. Формирование синусоидальных сигналов с повышенной стабильностью амплитуды и линейностью характеристики управления по частоте.
58. Теоретические основы управляемых высокочастотных автогенераторов и их микросистемная реализация.
59. Теоретические основы управляемых низкочастотных автогенераторов и их микросистемная реализация.
60. Широкополосный амплитудный демодулятор.
61. Преобразователь частоты в напряжение (ПЧН).
62. Формирователи импульсных сигналов из синусоидальных.
63. Прецизионный амплитудный модулятор.

64. Линейный частотный модулятор и цифровой частотно-фазовый демодулятор в его составе.
65. 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.
66. Реализация простейшего ПФ второго порядка. Виды активных элементов, используемых в АФ.
67. АФ на усилителях с ограниченным коэффициентом передачи и ОУ.
68. Режекторно-полосовые фильтры и их свойства. Ограничительные свойства АФ.
69. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ АФ И ИХ РАЗНОВИДНОСТИ. СИСТЕМА ФАПЧ КАК ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ синхронный фильтр.
70. Синхронные АФ с коммутируемыми конденсаторами и их свойства.
71. Синхронный фазочувствительный фильтр-демодулятор.
72. Синхронные фазонечувствительные фильтры.
73. Синхронный фазонечувствительный режекторно-полосовой фильтр.
74. Фазовый фильтр первого порядка и электронно-управляемые фазовращатели на его основе.
75. КОС и КПС как активные четырехполюсники. Практическая реализация и оценка их точности.
76. РАЗНОВИДНОСТИ схемотехники КОС и КПС.
77. МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ КОНВЕРТИРУЕМЫХ ЕМКОСТЕЙ И ОЦЕНКА ИХ ДОБРОТНОСТИ.
78. КПС на основе КОС.
79. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧОС (ЧОП).
80. МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЗАЗЕМЛЕННЫХ КОНВЕРТИРУЕМЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ (ПРОВОДИМОСТЕЙ).
81. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭКС (ЭКЕ).
82. ИЗМЕРЕНИЕ эквивалентных параметров КПС, КОС.
83. ГИРАТОР (ИОС или ИПС) как активный четырехполюсник. РАЗНОВИДНОСТИ схемотехники ГИРАТОРОВ.
84. МОДЕЛИРОВАНИЕ гираторной индуктивности с независимой регулировкой эквивалентных параметров. ПОВЫШЕНИЕ ДОБРОТНОСТИ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ схемных реализаций ГИРАТОРОВ.
85. МОДЕЛИРОВАНИЕ отрицательной гираторной индуктивности и ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЕЕ УСТОЙЧИВОСТИ в РЕАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ.
86. ПОЛУЧЕНИЕ высокодобротных гираторных индуктивностей и ОЦЕНКА ПРЕДЕЛА ИХ ДОБРОТНОСТИ.
87. МОДЕЛИРОВАНИЕ незаземленных гираторных индуктивностей.
88. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭГИ.
89. ИЗМЕРЕНИЕ эквивалентных параметров ИПС и ИОС.
90. ПЕРСПЕКТИВЫ развития аналоговой интегральной схемотехники.