

13. Основные свойства и параметры перемножителей сигналов (ПС).

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 четырехквadrантным.

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

Погрешность перемножения сигналов называют максимальной величиной 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 ko под действием температуры и выражается в мВ/°С для ko и в %/°С для k .

14. Реализация математической операции умножения.

Аналоговый ПС является универсальным базовым блоком, выполняющим ряд математических операций как возведение в квадрат. Операция умножения двух сигналов реализуется при использовании ПС (рис. 2.1а) 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).

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

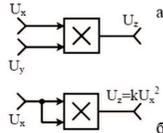


Рис. 2.1. ПС в режиме умножения (а) и возведения в квадрат (б)

15. Реализация математической операции деления.

Операция деления выполняется путем включения ПС в цепь ООС ОУ таким образом, что выходной сигнал ПС U в сумме с одним из входных сигналов U делителя (см. рис. 2.2) подается на суммирующий вход ОУ. Под действием выходного напряжения ПС $U_b = k' U_x U_y$ по резистору R_2 протекает ток:

$$I_b = k' U_x U_y / R_2$$

который в соответствии с первым правилом – свойством ОУ равен току I_z , вызываемому источником входного сигнала U_z :

$$I_b = -I_z = U_z / R_1$$

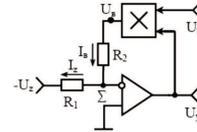


Рис. 2.2. Делитель аналоговых сигналов на ПС и ОУ

16. Реализация математической операции возведения в квадрат.

Аналоговый ПС является универсальным базовым блоком, выполняющим ряд математических операций как возведение в квадрат. Возведение в квадрат производится при подаче на оба входа ПС (рис. 2.1б) одного из выходных напряжений, например U_x . Выходное напряжение приобретает вид $U_z = k U_x^2$.

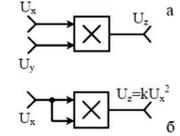


Рис. 2.1. ПС в режиме умножения (а) и возведения в квадрат (б)

17. Реализация математических операций на основе перемножителей сигналов. Извлечение корня

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 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 величин сигналов U_x и U_y .

Основные параметры четырехквadrантных ПС: погрешность перемножения сигналов, полоса пропускания, температурный дрейф. **Извлечение корня квадратного** из входного сигнала осуществляется путем подачи выходного напряжения ОУ U_y на оба входа ПС.

Выходное напряжение ПС при этом

$$U_b = k U_y^2$$

а ток, вызываемый этим напряжением,

$$I_b = \frac{k U_y^2}{R_2}$$

Если выполнить условие $k = \frac{R_2}{R_1}$ напряжение

$$U_y = \sqrt{\frac{R_2 U_z}{R_1 k}}$$

точно соответствует корню квадратному из входного напряжения U_z . При включении ПС в цепь ООС ОУ необходимо обеспечивать положительность выходного напряжения, иначе возможна ПОС в замкнутом контуре и, следовательно, возбуждение устройства. Поэтому входной сигнал взят со знаком минус.

18. Балансные модуляторы и их реализация на основе амплитудного модулятора

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

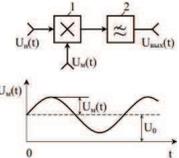
Если на модулирующий вход БМ 1 подать сигнал с постоянной составляющей $U_M(t) = U_0 + U_M \cos(\Omega * t) = U_0(1 + m * \cos(\Omega * t))$ где U_0 – напряжение постоянной составляющей;

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

$$U_{\text{вхх}}(t) = U_{M0}[\cos(\omega_0 t) + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t]$$

где $U_{M0} = \frac{2}{\pi k_1 U_c U_M} k_1$ – коэффициент, учитывающий произведение масштабных коэффициентов передачи БМ и ФНЧ на частоте первой гармонической; U_M – амплитуда напряжения ограниченной несущей.

Для подавления гармонических составляющих в БМ 1 используют ФНЧ 2 с частотой среза немного выше ω_0 .



19. Балансные модуляторы и их реализация на основе синхронно-амплитудного демодулятора

На основе БМ можно реализовать синхронный демодулятор (СД) АМ сигналов с линейной амплитудной характеристикой. В этом случае на линейный вход БМ 1 подается АМ сигнал, а на управляющий – только немодулированная несущая, которую обычно получают с помощью ограничителя 2 из анализируемого сигнала. Если АМ сигнал представить в виде произведения $U_{c1} = U_M(t) \cos(\omega_0 t)$

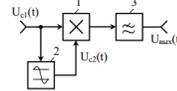
где $U_M(t) = U_0 + U_M \cos(\Omega * t) = U_0(1 + m * \cos(\Omega * t))$ – сигнал с постоянной составляющей, а управляющий – единичной функцией $U_{c2} = \cos(\omega_0 t)$, то напряжение на выходе БМ 1

$$U_{\text{БМ}}(t) = k[U_M(t) \cos(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) = \frac{k U_M(t)}{2} (1 + \cos(2\omega_0 t))$$

После ФНЧ 3 получим с соответствующим масштабным коэффициентом K исходный неискаженный модулирующий сигнал

$$U_{\text{вхх}}(t) = \frac{k U_M(t)}{2}$$

В случае немодулированного входного сигнала ($m=0$, $U_{M0} \equiv U_0$) на выходе СД вырабатывается напряжение постоянного уровня, соответствующее U_0 .



20. Балансные модуляторы и их реализация на основе фазо-частотного демодулятора

1-амплитудный ограничитель, устраняющий возможное изменение амплитуды
2- фазосдвигающий полосовой фильтр, настроенный на частоту несущей
3- балансный модулятор
4 – фильтр нижних частот
При использовании БМ в режиме фазовой демодуляции на входы БМ 1 подаются напряжения одной и той же частоты, но со сдвигом фаз на угол ϕ . Пусть один из сигналов будет $U_{c1} = U_{m1}(t) \cos(\omega_0 t)$, а второй $U_{c2} = U_{m2}(t) \cos(\omega_0 t + \phi)$, тогда на выходе БМ 1 получим:

$$U_{\text{БМ}}(t) = \frac{k U_{m1} U_{m2}}{2} (\cos(2\omega_0 t + \phi) + \cos(\phi))$$

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

$$U_{\text{вхх}}(t) = \frac{k_1 U_{m1} U_{m2}}{2} \cos(\phi)$$

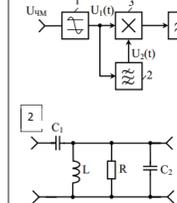
Возможность определения с помощью БМ фазового сдвига между напряжениями может быть использована для построения демодуляторов сигналов с частотной модуляцией (ЧМ). Фазосдвигающий ПФ формирует второй сигнал $U_2(t)$, управляющий БМ. Фазовый сдвиг вызываемый девиацией частоты $\Delta\omega$ вблизи несущей ω_0 , может быть записан в следующем виде:

$$\phi \approx \frac{\pi}{2} + 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \text{ где } 2Q\Delta\omega \ll \omega_0$$

Отфильтрованный ФНЧ 4 сигнал оказывается пропорциональным девиации частоты входного напряжения $\Delta\omega$ сигнала $U_{\text{вхх}}$:

$$U_{\text{вхх}}(t) = k U_{\text{ЧМ}} \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

где k – коэффициент преобразования частотного демодулятора.



26. Принципы построения аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Величина и знак ошибки квантования в АЦП.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) – это устройства, предназначенные для преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Для такого преобразования необходимо осуществить квантование аналогового сигнала, т. е. мгновенные значения аналогового сигнала ограничить определенными уровнями, называемыми уровнями квантования.

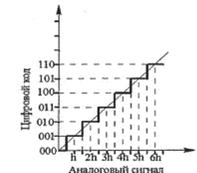


Рис. 3.3. Характеристика квантования

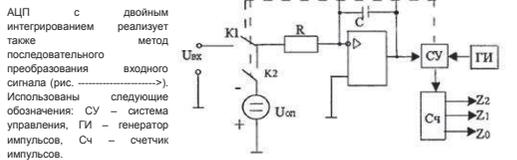
Характеристика идеального квантования имеет вид, приведенный на рис. 3.3.

Квантование представляет собой округление аналоговой величины до ближайшего уровня квантования, т. е. максимальной погрешности квантования равна $\pm 0,5\Delta$ (Δ – шаг квантования).

К основным характеристикам АЦП относят число разрядов, время преобразования, нелинейность и др.

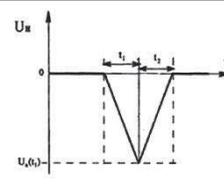
Число разрядов – количество разрядов кода, связанного с аналоговой величиной, которое может выработать АЦП. Часто говорят о разрешающей способности АЦП, которую определяют величиной, обратной максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП. Так, 10-разрядный АЦП имеет разрешающую способность ($2^{10} = 1024$), т. е. при шкале АЦП, соответствующей 10 В, абсолютное значение шага квантования не превышает 10 мВ. Время преобразования $t_{пр}$ – интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Характерными методами преобразования являются следующие: параллельного преобразования аналоговой величины и последовательного преобразования.



АЦП с двойным интегрированием реализует также метод последовательного преобразования входного сигнала (рис. 3.4). Используются следующие обозначения: СУ – система управления, ГИ – генератор импульсов, СЧ – счетчик импульсов.

Принцип действия АЦП состоит в определении отношения двух отрезков времени, в течение одного из которых выполняется интегрирование входного напряжения $U_{вх}$ инвертирующим на основе ОУ (напряжение $U_{и}$ на выходе инвертирующего ОУ изменяется от нуля до максимальной по модулю величины), а в течение следующего – интегрирование опорного напряжения $U_{оп}$ ($U_{и}$ меняется от максимальной по модулю величины до нуля) (рис. 3.8). Пусть время t_1 интегрирования входного сигнала постоянно, тогда чем больше второй отрезок времени t_2 (отрезок времени, в течение которого интегрируется опорное напряжение), тем больше входное напряжение. Ключ К3 предназначен для установки инвертирующего ОУ в исходное нулевое состояние. В первый из указанных



отрезков времени ключ К1 замкнут, ключ К2 разомкнут, а во второй, отрезок времени их состояние является обратным по отношению к указанному. Одновременно с замыканием ключа К2 импульсы с генератора импульсов ГИ начинают поступать через схему управления СУ на счетчик Сч. Поступление этих импульсов заканчивается тогда, когда напряжение на выходе инвертирующего ОУ оказывается равным нулю.

Напряжение на выходе инвертирующего ОУ в истечение отрезка времени t_1 определяется выражением:

$$U_{вх}(t_1) = -\int_0^{t_1} U_{вх} dt = -\frac{U_{вх} \cdot t_1}{RC}$$

Используя аналогичное выражение для отрезка времени t_2 получим:

$$t_2 = -\left(\frac{RC}{U_{оп}}\right) \cdot U_{вх}(t_1)$$

$$t_2 = \left(\frac{U_{вх}}{U_{оп}}\right) t_1$$

$$U_{вх} = U_{оп} \frac{t_2}{t_1}$$

Имеется несколько источников погрешности АЦП. Ошибки квантования и (считая, что АЦП должен быть линейным) нелинейности присущи любому аналого-цифровому преобразованию. Кроме того, существуют так называемые апертурные ошибки которые являются следствием джиттера (англ. jitter) тактового генератора, они проявляются при преобразовании сигнала в целом (а не одного отсчета).

Эти ошибки измеряются в единицах, называемых МЗР – младший значащий разряд. В приведенном выше примере 8-битного двоичного АЦП ошибка в 1 МЗР составляет 1/256 от полного диапазона сигнала, то есть 0,4 %, в 5-тритном троичном АЦП ошибка в 1 МЗР составляет 1/243 от полного диапазона сигнала, то есть 0,412 %, в 8-тритном троичном АЦП ошибка в 1 МЗР составляет 1/6561, то есть 0,015 %.

Ошибки квантования являются следствием ограниченного разрешения АЦП. Этот недостаток не может быть устранен ни при каком типе аналого-цифрового преобразования. Абсолютная величина ошибки квантования при каждом отсчете находится в пределах от нуля до половины МЗР.

Как правило, амплитуда входного сигнала много больше, чем МЗР. В этом случае ошибка квантования не коррелирована с сигналом и имеет равномерное распределение. Ее среднеквадратичное значение совпадает с среднеквадратичным отклонением распределения.

$$\frac{1}{\sqrt{12}} \text{LSB} \approx 0,289 \text{ LSB}$$

которое равно $\frac{1}{\sqrt{12}}$ LSB в случае 8-битного АЦП это составит 0,113 % от полного диапазона сигнала.

обнуления фильтра – три периода. Это снижает быстродействие систем сбора данных на основе сигма-дельта АЦП. Поэтому выпускаются ИМС AD7730 и AD7731, оснащенные сложным цифровым фильтром, обеспечивающие выделение каналов со временем установления 1 мс при сохранении эффективной разрядности не ниже 13 бит (так называемый Fast-Step режим). Обычно цифровой фильтр изготавливается на том же кристалле, что и модулятор, но иногда они выпускаются в виде двух отдельных ИМС (например, AD1555 – модулятор четвертого порядка и AD1556 – цифровой фильтр).

Сравнение сигма-дельта АЦП с АЦП многотактного интегрирования показывает значительные преимущества первых. Прежде всего, линейность характеристики преобразования сигма-дельта АЦП выше, чем у АЦП многотактного интегрирования равной стоимости. Это объясняется тем, что инвертирующий ОУ работает в значительно более узком динамическом диапазоне, и нелинейность переходной характеристики усилителя, на котором построен инвертирующий ОУ, сказывается значительно меньше. Емкость конденсатора инвертирующего ОУ на сигма-дельта АЦП значительно меньше (десяти пикофарад), так что этот конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле ИМС. Как следствие, сигма-дельта АЦП практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень шумов. В результате, например, 24-разрядный сигма-дельта АЦП AD7714 изготавливается в виде однокристальной ИМС в 24-выводном корпусе, потребляет 3 мВт мощности и стоит примерно 14 долларов США, а 18-разрядный АЦП восьмитактного интегрирования HI-7159 потребляет 75 мВт и стоит около 30 долларов. К тому же сигма-дельта АЦП начинает давать правильный результат через 3-4 отсчета после скачкообразного изменения входного сигнала, что при величине первой частоты режекции, равной 50 Гц, и 20-разрядном разрешении составляет 60-80 мс, а минимальное время преобразования АЦП HI-7159 для 18-разрядного разрешения и той же частоты режекции составляет 140 мс. В настоящее время ряд ведущих по аналого-цифровому ИМС фирм, такие как Analog Devices и Burr-Brown, прекратили производство АЦП многотактного интегрирования, полностью переключив в области АЦП преобразования высокого разрешения на сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП высокого разрешения имеют развитую цифровую часть, включающую микроконтроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего процессора.

28. Транзисторные структуры (ТС). Дiodно-транзисторные структуры (ДТС) как отражатели тока. Токовое зеркало Уилсона. Биполярно-униполярные структуры. Отражатели тока на ПТ.

При проектировании ПИС могут быть получены АЭ с заданными свойствами, при этом возможны два пути: схемотехнический и конструктивный. 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,з), 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.и) или ПТ, выполненные в едином технологическом цикле производятся 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 конструктивном подходе на основе существующей технологии ПИС создаются принципиально новые АЭ, не имеющие аналогов в дискретном варианте: например, микроинтегральный p-n-p(рис.1.1.и) или многоколлекторный p-n-p(рис.1.1.к) БТ. Влия на геометрические размеры подобных ТС путем изменения площади эмиттеров или коллекторов, можно получить улучшенные технические характеристики схем.

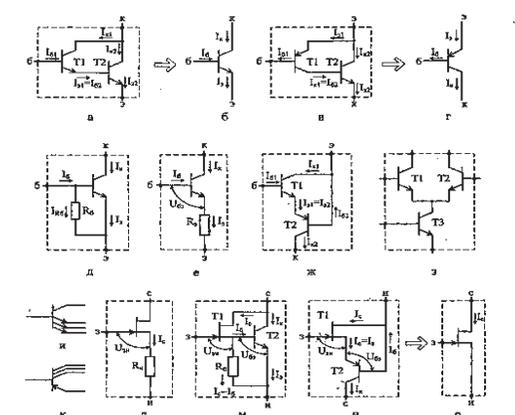


Рис. 1.1. Транзисторные структуры

27. Принцип работы цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Анализ работы сигма-дельта модулятора. Линейная модель сигма-дельта модулятора. Дискретизация с перекрытием и формирование шума. Функции передачи сигнала и шума в линейной модели сигма-дельта модулятора. АЦП с сигма-дельта модулятором первого порядка.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) служат для преобразования информации из цифровой формы в аналоговый сигнал – суммирование токов и напряжений. ЦАП широко применяется в различных устройствах автоматики для связи цифровых ЭВМ с аналоговыми элементами и системами.

Принцип работы ЦАП состоит в суммировании аналоговых сигналов, пропорциональных весам разрядов входного цифрового кода, с коэффициентами, равными нулю или единице в зависимости от значения соответствующего разряда кода.

ЦАП преобразует цифровой двоичный код Q4Q3Q2Q1 в аналоговую величину, обычно напряжение $U_{вых}$. Каждый разряд двоичного кода имеет определенный вес i-го разряда вдвое больше, чем вес (i-1)-го. Работу ЦАП можно описать следующей формулой:

$$U_{вых} = e \cdot (Q_1 \cdot 1 + Q_2 \cdot 2 + Q_3 \cdot 4 + Q_4 \cdot 8 + \dots)$$

где e – напряжение, соответствующее весу младшего разряда, Qi – значение i-го разряда двоичного кода (0 или 1).

Например, числу 1001 соответствует

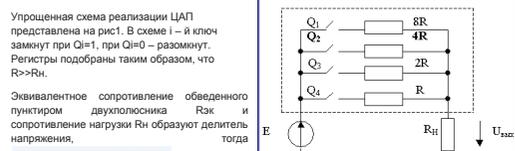
$$U_{вых} = e \cdot (1 \cdot 1 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 4 + 1 \cdot 8) = 9e$$


Рисунок 1. Схема ЦАП

Эквивалентное сопротивление обеденного пулнтриор двуполосника Rэк и сопротивление нагрузки Rн образуют делитель напряжения, тогда

$$U_{вых} = E \cdot R_{эк} / (R_{эк} + R_{н}) = E \cdot R_{н} / R_{сж}$$

$$1 / R_{сж} = Q_1 / 8R + Q_2 / 4R + Q_3 / 2R + Q_4 / R$$

$$U_{вых} = (8E R_{н} / R) \cdot (Q_1 \cdot 1 + Q_2 \cdot 2 + Q_3 \cdot 4 + Q_4 \cdot 8)$$

Очевидно, что e = 8E Rн / R. Выбором e можно установить требуемый масштаб аналоговой величины.

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков. Во-первых, нелинейность переходной статической характеристики операционного усилителя, на котором выполняется интегратор, заметным образом сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения. Для уменьшения влияния этого фактора АЦП изготавливают многотактными. Например, 13-разрядный AD7500 выполняет преобразование в четыре такта. Другим недостатком этих АЦП является то обстоятельство, что интегрирование входного сигнала занимает в цикле преобразования только приблизительно треть цикла. Две трети цикла преобразователь не принимает входной сигнал. Это ухудшает помехопоглощающие свойства интегрирующего АЦП. В-третьих, АЦП многотактного интегрирования должны быть снабжены довольно большим количеством внешних резисторов и конденсаторов с высококачественным диэлектриком, что значительно увеличивает место, занимаемое преобразователем на плате и, как следствие, уславливает влияние помех.



Рис. 14. Структурная схема сигма-дельта модулятора

Эти недостатки во многом устранены в конструкции сигма-дельта АЦП (в ранней литературе эти преобразователи назывались АЦП с уравновешиванием или балансом зарядов). Своим названием эти преобразователи обязаны наличию в них двух блоков: сумматора (обозначение операции – S) и инвертирующего ОУ (обозначение операции – D). Один из преобразователей, выполненный в такого рода преобразователе, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а следовательно увеличить разрешающую способность – это усреднение результатов измерения на большом интервале времени. Основные узлы АЦП – это сигма-дельта модулятор и цифровой фильтр. Схема n-разрядного сигма-дельта модулятора первого порядка приведена на рис. 14. Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $U_{вх}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельными АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр низких частот. Порядок модулятора определяется численностью инвертирующих и суммирующих в его схеме. Сигма-дельта модулятор N-го порядка содержит N сумматоров и N инвертирующих и обеспечивает большее соотношение сигнал/шум при той же частоте отсчетов, чем модуляторы первого порядка. Примерами сигма-дельта модуляторов высокого порядка являются одноканальный AD7720 седьмого порядка и двухканальный ADMOD79 пятого порядка.

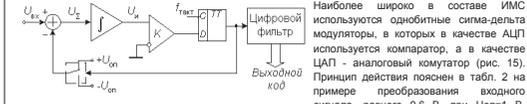
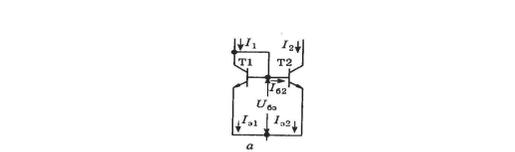


Рис. 15. Структурная схема сигма-дельта АЦП

Наиболее широко в составе ИМС используются одноконтурные сигма-дельта модуляторы, в которых в качестве АЦП используется компаратор, а в качестве ЦАП – аналоговый компаратор (рис. 15). Принцип действия пояснен в табл. (рис. 15).

В то же время применение цифрового фильтра низких частот в составе сигма-дельта АЦП вместо счетчика вызывает переходные процессы при изменении входного напряжения. Время установления цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов, как следует из их названия, конечно и составляет для фильтра вида $(\sin x)/x^3$ четыре периода частоты отсчетов, а при начальном

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 прамосмещенным в диодном включении.

$$I_2 = I_{K2} = I_{G2} / h_{21a} = \frac{I_{S2}}{h_{21a} + 1} h_{21a}$$

$$I_1 = I_{S2} + I_{G2} = I_{S1} + \frac{I_{S2}}{h_{21a} + 1} = \frac{I_{S2} + I_{S1}(h_{21a} + 1)}{h_{21a} + 1}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{S2} h_{21a}}{I_{S2} + I_{S1}(h_{21a} + 1)} = \frac{N h_{21a}}{N + h_{21a} + 1} = N \cdot \frac{N(N+1)}{N + N(N+1)}$$

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

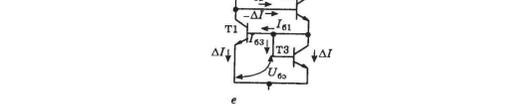
$$\frac{I_2}{I_1} = 1 - \frac{2}{h_{21a} + 2}$$

Если N=1, то

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

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

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



29. БТ как источник термостабильного тока и опорного напряжения. Прецизионные ИОН на БТ и ОУ

Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием температуры окружающей среды в образовании на сток-затворной характеристике так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами позволяет использовать его как источник термостабильного тока и опорного напряжения. Сток-затворные (продольные или поперечные) характеристики практически всех типов ПТ, как с p-n-переходом, так и МОП-транзисторов, работающих в режимах обеднения и обогащения, могут быть представлены квадратичной параболой:

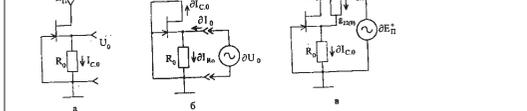
$$I_C(U_{ЗН}) = I_{СМАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗН}}{U_{ЗН(ОТС)}} \right)^2$$

$$S(U_{ЗН}) = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗН}} (U_{ЗН}) = S_{МАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗН}}{U_{ЗН(ОТС)}} \right)$$

$$S_{МАКС} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗН}} (U_{ЗН=0}) = -\frac{2 I_{СМАКС}}{U_{ЗН(ОТС)}}$$

$$U_0 = I_{C0} R_0 = -U_{ЗН(ОТС)} = \left(U_{ЗН(ОТС)} - \frac{2B}{6} \right) = -\left(U_{ЗН(ОТС)} + 0,66(B) \right)$$

Опорное напряжение:



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

Собственная выходная проводимость ПТ в общем случае определяется по его выходной характеристике: $g_{22} = \frac{1}{r_1} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗН}} (U_{ЗН}) = const = \frac{I_C}{U_0}$

$$K_\Phi = \frac{\partial U_0}{\partial U_0} = \frac{R_{1,ГСТ}}{R_0}$$

$$E_{ГСТ} = \frac{U_{ЗН(МАКС)} - U_{ЗН(ОТС)}}{2}$$

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

$$K_{\phi} = \frac{R_{ИОН}}{R}$$

$$U_0 = I_{C0} R_0 (1 + N) \geq -U_{ЗИ.ОТС}$$

$$N = \frac{U_0}{I_{C0} R_0} - 1$$

$$K_{\phi} = \frac{\partial E_{П}}{\partial U_{СМ.0}} \cdot \frac{\partial U_{СМ.0}}{\partial U_0}$$

$$R_{ИОН} = \frac{R_{ВЫХ}}{1 + \frac{K_{\phi}}{1 + N}}$$

2. ОУ как активный эл-т МЭУ. Типы ОУ и их особенности. Меры предосторожности и т.д.
 Свое название ОУ получил от способности выполнения различного рода операций (преобразования) с помощью пассивных цепей отрицательной обратной связи (ООС), определяющих с достаточной точностью передаточную функцию преобразования всего устройства, в наименьшей степени зависящую от собственных параметров усилителя.

Для современных интегральных ОУ характерны две структурные схемы (модели): трехкаскадная и двухкаскадная (рис. 1.1).

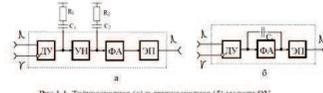


Рис. 1.1. Трехкаскадная (а) и двухкаскадная (б) модели ОУ

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 $\pm 1\%$. Как таим 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 u (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 ($u > 20$ В/мкс), частотой единичного усиления $f_t > 15$ МГц.
Микромощные ОУ отличаются существенным снижением отребляемой мощности от источника питания.
Многосеканальные 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, малошумящие и высоковольтные активные приборы, могут быть реализованы с весьма высокими техническими характеристиками.
Идеальные (0 или бесконечность) и реальные ОУ
Меры предосторожности и полезные советы при использовании ОУ

- Меры предосторожности**
- 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.
 - 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.
 - 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.
 - Питание ОС должно производиться от совершенного источника напряжения питания.
 - Проектируя печатную плату, рекомендуется высокочувствительные входы ОУ охватывать кольцом, которое следует соединить с общей шиной или, что лучше, с выходом повторителя сигнала.

30. 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 находят широкое применение ООС

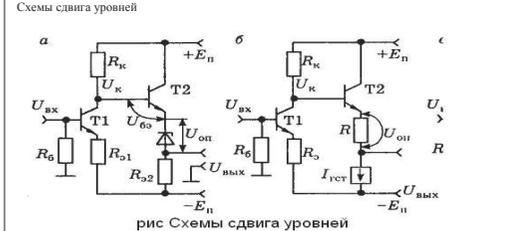


Рис. 30. Схемы сдвига уровней

Схема (рис. а) содержит каскад с ОК на транзисторе Т2 и опорный диод. Для получения нулевого напряжения на выходе данной схемы по отношению к общей шине необходимо выполнить условие $U_{ОН} = U_{К} - U_{Д}$

Недостаток схемы: трудность подбора диода с нужным опорным напряжением $U_{ОН}$
 Для улучшения св-в каскадов сдвига уровня взамен опорных диодов используется ГСТ (рис б), тогда $U_{ОН} = I_{СТ} R$

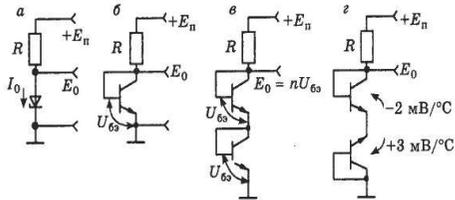


Рис.4.4. Микроэлектронные стабилизаторы напряжения

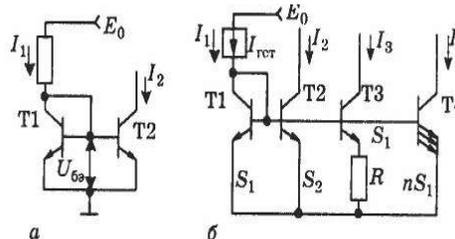


Рис.4.5. Микроэлектронные стабилизаторы тока

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

Способность ПТ особым образом изменять свои параметры под влиянием температуры окружающей среды с образованием на сток-затворной характеристике $I_c = f(U_{ЗИ}) | U_{СМ} = const$
 так называемой термостабильной точки (ТСТ) с координатами $U_{ЗИ.0}$ и $I_{C.0}$ позволяет использовать его как источник термостабильного тока $I_0 = I_{C.0}$ и опорного напряжения $U_0 = U_{ЗИ.0}$.

$$I_C(U_{ЗИ}) = I_{СМАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.ОТС}}\right)^2$$

а характеристики крутизны – прямой линией:

$$S(U_{ЗИ}) = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} (U_{ЗИ}) = S_{МАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.ОТС}}\right)$$

где $I_{С.МАКС}$ и $S_{МАКС}$ – максимальные значения тока-стока и крутизны, определяемые при $U_{ЗИ} = 0$; $U_{ЗИ.ОТС}$ – напряжение отсечки тока стока;

$$S_{МАКС} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} (U_{ЗИ}) \Big|_{U_{ЗИ}=0} = -\frac{2I_{С.МАКС}}{U_{ЗИ.ОТС}}$$

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

$$S(U_{ЗИ}) = -\frac{2I_{С.МАКС}}{U_{ЗИ.ОТС}} \sqrt{\frac{I_C(U_{ЗИ})}{I_{С.МАКС}}} = -\frac{2\sqrt{I_C(U_{ЗИ}) I_{С.МАКС}}}{U_{ЗИ.ОТС}}$$

Координаты ТСТ для ПТ с каналом n-типа описываются уравнениями

$$U_{ЗИ.0} = U_{ЗИ.ОТС} - \frac{2\beta}{\alpha}$$

$$I_{C.0} = I_C(U_{ЗИ}) \Big|_{U_{ЗИ}=U_{ЗИ.ОТС}}$$

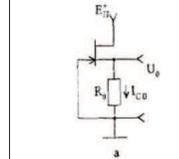
где α и β – температурные коэффициенты (ТК)
 Используя (3.5) и (3.1), определяем соответствующий ТСТ ток стока (3.6)

$$I_{C.0} = I_{СМАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗИ.0}}{U_{ЗИ.ОТС}}\right)^2 = \left(\frac{2\beta}{\alpha}\right)^2 \frac{I_{СМАКС}}{U_{ЗИ.ОТС}^2}$$

или с учетом вышеприведенных значений ТК β и α

$$I_{C.0} \approx 0,44 \frac{I_{СМАКС}}{U_{ЗИ.ОТС}^2} [B^{-2}]$$

$$U_0 = I_{C.0} R_0 = -U_{ЗИ.0} = -\left(U_{ЗИ.ОТС} - \frac{2\beta}{\alpha}\right) = -(U_{ЗИ.ОТС} + 0,66[B])$$



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 (сопоставление с ростом температуры падает), поскольку при повышении температуры все больше число электронов переходит в зону проводимости, соответственно увеличивается и концентрация дырок

33. 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 p-n-переходом, так и МОП транзисторов, работающих в режимах обеднения и обогащения, могут быть представлены квадратичной параболой:

$$I_C(U_{ЗИ}) = I_{СМАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.ОТС}}\right)^2$$

Характеристики крутизны – прямой:

$$S(U_{ЗИ}) = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} (U_{ЗИ}) = S_{МАКС} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ.ОТС}}\right)$$

$$S_{МАКС} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} (U_{ЗИ}) \Big|_{U_{ЗИ}=0} = -\frac{2I_{СМАКС}}{U_{ЗИ.ОТС}}$$

Опорное напряжение:

$$U_0 = I_{C.0} R_0 = -U_{ЗИ.0} = -\left(U_{ЗИ.ОТС} - \frac{2\beta}{\alpha}\right) = -(U_{ЗИ.ОТС} + 0,66[B])$$

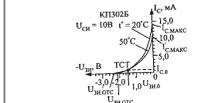


Рис. 3.3. Сток-затворные характеристики ПТ при двух значениях температуры

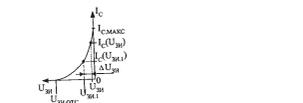
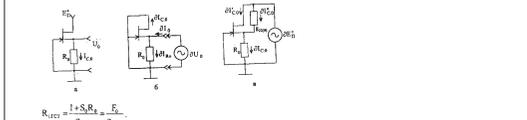


Рис. 3.4. Дрейфовые сток-затворной характеристики ПТ, позволяющие метод измерения напряжения отсечки



Собственная выходная проводимость ПТ в общем случае определяется по его выходной характеристике: $g_{22} = \frac{1}{R_L} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} (U_{ЗИ}) = const = \frac{I_C}{U_{ЗИ}}$

Коэффициент фильтрации питающего напряжения: $K_\Phi = \frac{\partial E_{\text{н}}^+}{\partial U_0} = \frac{R_{\text{ЛСТ}}}{R_0}$

$$E_{\text{н}}^+ = \frac{U_{\text{н,макс}} - U_{\text{н,отс}}}{2}$$

Прецизионные источники опорного напряжения на основе ПТ.



Рис. 3.4. ИОН с масштабным преобразованием термостабильного тока стока ПТ в напряжение на основе инвертирующей (а) и неинвертирующей (б) ОС

$$K_\Phi = \frac{R_{\text{ЛСТ}}}{R}, \quad U_0 = I_{\text{с}} R_0 (1+N) \geq U_{\text{н,отс}}, \quad N = \frac{U_{\text{н,макс}}}{U_{\text{н,отс}}} - 1, \quad K_\Phi = \frac{\partial E_{\text{н}}^+}{\partial U_{\text{отс}}}, \quad \frac{\partial U_{\text{отс}}}{\partial U_0}$$

$$R_{\text{ЛСТ}} = \frac{R_{\text{макс}}}{1 + \frac{K_{\text{н}}}{1+N}}$$

34. Основные типы каскадов и особенности их реализации в ПИС. Однотактные и двухтактные

Используемые в ПИС каскады можно условно разделить на 3 группы: одноходовые, двухтактные и дифференциальные.

К одноходовым относят каскады с ОЭ, ОК и ОБ

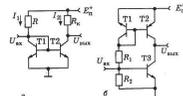


Рис.4.6. Одноходовые каскады усиления напряжения

Каскад с ОЭ (рис. а) обеспечивает необходимый режим на постоянном току за счет использования ДТС на Т1 и Т2. При условии $R = 2R_k$ выходное напряжение в режиме покоя $U_{\text{вых0}} = E_{\text{н}}/2$. Коэффициент передачи подобных каскадов с ОЭ

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

Максимальный коэффициент передачи будет соответствовать максимальному сопротивлению нагрузки $R_{\text{н,макс}} = \frac{E_{\text{н}}}{2I_{\text{с}}} = \frac{E_{\text{н}}}{2I_{\text{с}}}$

$$|K_{\text{макс}}| = \frac{R_{\text{н,макс}}}{r_e} = \frac{E_{\text{н}}}{2eV_T}$$

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

$$|K| = \frac{Y_{21\text{БТ}}}{Y_{22\text{БТ}} + Y_{22\text{Т2}}}$$

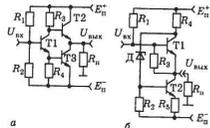


Рис.4.7. Двухтактные каскады усиления мощности

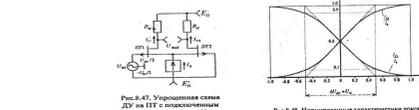


Рис.4.4. Упрощенная схема ДУ на ПТ с номинальным током стока $I_{\text{с}}$

Рис.4.6. Нормированные характеристики тока стока дифференциальной пары ПТ

$$I_{c1} = I_{\text{с,макс}} \left(1 - \frac{U_{\text{н}} + U_{\text{вх}}/2}{U_{\text{н,отс}}} \right) = I_{\text{с,макс}} \left(\frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right) \right)^2 = \frac{I_{\text{с}}}{2} \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right)^2, \quad (8.355)$$

$$I_{c2} = I_{\text{с,макс}} \left(1 - \frac{U_{\text{н}} - U_{\text{вх}}/2}{U_{\text{н,отс}}} \right) = \frac{I_{\text{с}}}{2} \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right)^2, \quad (8.356)$$

где $I_{\text{с}}$ — ток ГСТ и нормированное входное напряжение дифференциальной пары ПТ ДУ:

Сумма токов стока ПТ соответствует току ГСТ

$$I_{\text{с}} = I_{c1} + I_{c2} = I_{\text{с}} \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right) = I_{\text{с}} \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right)$$

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

$$\frac{I_{c1}}{I_{\text{с}}} = \frac{1}{2} \frac{1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}}}{1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}}}, \quad (8.358)$$

$$\frac{I_{c1}}{I_{\text{с}}} = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}}} + \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вх}}/U_{\text{н}}}{1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}}}$$

$$S(U_{\text{вх}}) = \frac{\partial I_{c1}}{\partial U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{с}}}{U_{\text{н}}} \frac{1 - \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}}}{\left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right)^2} = S(0) \frac{1 - \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right)^2}{\left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \right)^2}$$

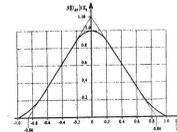


Рис.8.8. Нормированные характеристики крутизны дифференциальной пары ПТ и ее линейности

36. ДУ на МОП-транзисторах с активной нагрузкой.

Диф. усилитель явл-ся одним из наиболее универсальных и распространенных видов усилителей. Он имеет два симметричных входа и его функц. назначение состоит в усилении разности вх. сигналов. Сумма вх. сигналов – синфазная со-ст-я – не должна влиять на вых. сигнал ДУ. Практически, она должна быть макс. ослаблена, т.е. подавлена (важное свойство дифференциального усилителя дифференциального сигнала больше коэффициента синфазного сигнала).

ДУ представляет собой пару согласованных ($\beta_1 = \beta_2 = \beta$) МОП-транзисторов, подсосоединенных истоками к генератору тока смещения.

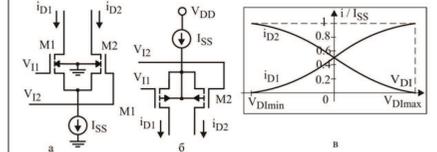


Рис.5.1 Дифференциальная пара: а – на основе n-МОП; б – на основе p-МОП; в – передаточная характеристика дифференциальной пары

В качестве нагрузки диф. пары в ДУ используют различные комбинации МОП- тр-в: активную нагрузку-моп в диодном включении, ист-ки тока, токовое зеркало (отражатель тока).

Дифференциальные усилители находят широкое применение в аналоговых интегральных схемах: операционных усилителях, аналоговых перемножителях, компараторах и т. д. Это объясняется следующими причинами: 1. ДУ эффективно подавляет синфазные составляющие сигнала, которые как правило являются помехами. 2. ДУ не требуют включения развязывающих конденсаторов. 3. Работа дифференциальных усилителей основана на идентичности параметров элементов, входящих в его состав. Это легко обеспечивается в интегральных схемах, где элементы расположены на одном кристалле на расстоянии нескольких микронов.

Схема дифференциального усилителя на МОП-транзисторах показана на рис. Смещение рабочих точек обоих транзисторов создается источником тока J . Как правило, источник тока реализуется на основе токового зеркала.

Если схема на рис1 симметрична, усиление синфазного сигнала не происходит. ДУ усиливает только дифференциальные составляющие сигнала и подавляет синфазный сигнал.

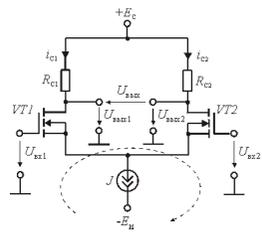
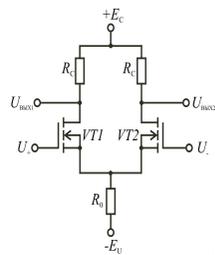


Схема простейшего дифференциального усилителя на МОП-транзисторах:



Вместо источника тока, обеспечивающего смещение рабочих точек транзисторов, в схеме на рис. 2 включен резистор.

39. Формирование АЧХ и ФЧХ ОУ и их коррекция

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

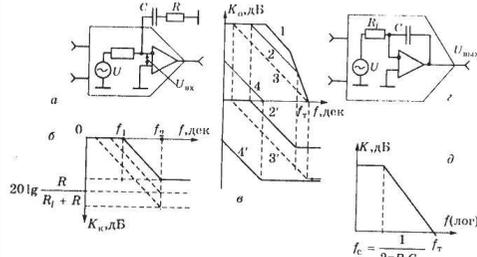


Рис.5.22. Способы коррекции АЧХ ОУ

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 LC-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_c 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 целью ООС.

37 Проектирование базовой модели ОУ. Особенности схемотехники базовой двухкаскадной модели ОУ. Формирование коэффициента передачи. ООС ОУ.

При постоянном уровне входного сигнала $U_{\text{вх}}$ ($U_{\text{вх}} = -U_{\text{н}}(t) \frac{Z}{R_0}$) выходное напряжение схем, представленных на рис. 1.56, а, б, пропорционально преобразованному величинам

$$U_{\text{вых1}} = -U_{\text{н}}(t) \frac{Z}{R_0}$$

$$U_{\text{вых2}} = -U_{\text{н}}(t) Z R_0$$

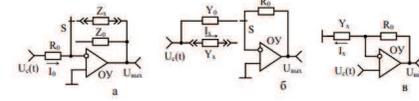


Рис.1.56. Базовые схемы преобразователей полных сопротивлений (а) и проводимостей (б, в) в напряжение

Общим недостатком рассмотренных базовых схем преобразователей является то, что в них объекты преобразования изолированы от общей шины. Это создает особое неудобство, когда преобразование изолированы от сопротивления реализованы схемным путем, например, на основе конвенторов и инверторов сопротивлений, имеющих неразрывную связь с общей шиной. Непротиволоказно соединении с общей шиной и объектов, исходя изолированных, так как, например, при автоматическом измерении множества компонентов может быть улучшена их коммуникация к измерительному преобразователю.

38 Обеспечение режима работы ОУ по постоянному току и защиты от случайных коротких замыканий (КЗ).

Схема включения ОУ во внешнею показана на рис. 1.12. Она содержит два источника питания $E_{\text{н}}^+$ и $E_{\text{н}}^-$, сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ и источник выходного диф. напряжения $U_{\text{вх}}$.

Выходное напряжение может быть двуполярным, так же как и входное, прием если $U_{\text{вх}} = 0$, то $U_{\text{вых}} = 0$ (нулевое баланс).

В зависимости от точки замещения источника сигнала $U_{\text{вх}}$ различают неинтерпретирующую (1) и интерг.(2) операционные схемы (ОС) рис. 1.13.

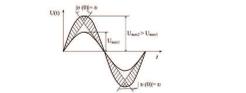


Рис.1.11. Диаграмма, иллюстрирующая формирование нулевого уровня сигнала на скорости нарастания выходных сигналов ОУ при разных вариантах подключения источника сигнала к симметричным входам

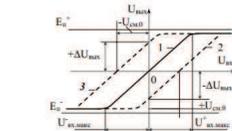


Рис.1.14. Образование входного напряжения смещения нуля ОУ (1—балансирован, 2,3—разбалансирован)

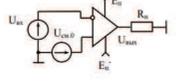


Рис.1.15. Эквивалентная схема компенсации разбаланса ОУ с помощью генератора $U_{\text{сз0}}$

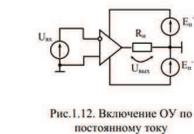


Рис.1.12. Включение ОУ по постоянному току

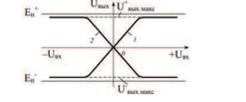


Рис.1.13. Амплитудные характеристики ОУ для неинвертирующей (1) и инвертирующей (2) ОС

Так как в схеме ОУ (см рис 1.12) внешняя ООС отсутствует, то наклон амплитудной характеристики ОУ равен собственному коэффициенту передачи

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = K_0$$

Предельная амплитуда $U_{\text{вых}}$ приближается к напряжению источника питания $E_{\text{п}}$, так как при ограничении выходного сигнала операционный транзистор ОУ находится в насыщении, и разность напряжений $(E_{\text{п}} - U_{\text{вых}})_{\text{макс}}$ составляет несколько десятых долей вольт.

Вблизи предельных величин выходных напряжений нелинейность амплитудной характеристики становится значительной, поэтому часто амплитуду неискаженного выходного сигнала ОУ определяется при уровне нелинейных искажений.

Также образом, эквивалентная схема ОУ, учитывающая усилительные параметры, входное и выходное сопротивления и статические свойства, может быть представлена рис.1.20. Кроме этого, принято во внимание генераторы выходных ошибок. При малом внутреннем сопротивлении $R_{\text{вн}}$ источника сигнала основную роль играет генератор напряжения выходной ошибки $U_{\text{ош}}$, а при большом - генераторы токов ошибок $I_{\text{ош}}$. Генераторы токов ошибок $I_{\text{ош}}$ эквивалентны выходным токам ОУ, которые, как следует из определения идеального ОУ, должны стремиться к нулю.

Ток ошибок состоит из базового тока входного транзистора ОУ $I_{\text{бк}}$, термозависимой части этого тока $(I_{\text{бк}} \cdot \Delta T)$ и дрейфовых частей, характеризующей средним временем дрейфом тока (СВДТ) и накапливаемой за время Δt , а также из составляющей, возникающей при изменении питающих напряжений (ООБПТ $\Delta E_{\text{п}}$). Последняя составляющая характеризуется относительным ослаблением влияния питающего напряжения на выходной ток и определяется выражением

$$I_{\text{ош}} = \text{ООБПТ} \cdot \Delta E_{\text{п}}$$

Для соответствия эквивалентной схеме реальному ОУ (см рис. 1.20) необходимо, чтобы генератор $I_{\text{ош}}$ генерировал ток

$$I_{\text{ош}} = I_{\text{бк}} + T \cdot K_{\text{т}} \cdot \Delta T + \text{СВДТ} \cdot \Delta t + \text{ООБПТ} \cdot \Delta E_{\text{п}}$$

Если на выходе ОУ присутствует внешняя дифференциальная ЭДС, то необходимо учесть $\Delta U_{\text{диф}}$. На звыа. Схеме могут быть отражены и шумовые параметры ОУ, которые моделируются соответствующими генераторами шумового напряжения и тока.

40. ПТ как элемент с управляемой проводимостью. Характеристики ПТ и их аппроксимация.

Выходные характеристики (зависимость тока стока $I_{\text{с}}$ от напряжения стока $U_{\text{ст}}$ при постоянном напряжении затвористок $U_{\text{зп-сток}}$) ПТ структуры типа металл-окисел-полупроводник(МОП) в режиме управляемого сопротивления (Область 0) описывается соотношением

$$I_{\text{с}} = B(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}})U_{\text{зп-сток}} \quad 5.47$$

При условии

$$U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}} = U_{\text{зп-сток}} \quad 5.48$$

$$U_{\text{зп-сток}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}} \quad 5.49$$

Происходит насыщение или отсечка тока стока:

$$I_{\text{с}} = B(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}})^2 = \frac{B U_{\text{ст}}^2}{4} \quad 5.50$$

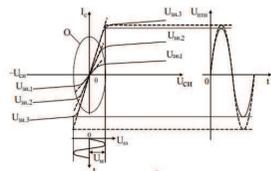


Рис. 5.11. Стоковые характеристики (а) и характеристики проводимости (б) ПТ, позволяющие судить об их линейности

Выходные характеристики ПТ, определяемые уравнением (5.47) и ограничиваемые (5.49), асимметричны и нелинейны, а проводимость канала в функции напряжения затвористок

$$G(U_{\text{ст}}) = \frac{dI_{\text{с}}}{dU_{\text{ст}}} = B(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}}) - U_{\text{зп-сток}} \quad 5.51$$

Зависит от уровня напряжения, действующего между стоком и истоком.

Для получения линейных в первом приближении характеристик проводимости канала (5.51) необходимо работать при напряжениях $U_{\text{зп-сток}}$, что на практике не возможно.

Если осуществить ООС путем подачи половины напряжения стока-исток на затвор, то после замены

$$U_{\text{зп-сток}} = U_{\text{ст}} + U_{\text{ст}}/2 \quad 5.52$$

напряжения $U_{\text{зп-сток}}$ в выражении 5.47 на $U_{\text{ст}}$, получим

$$I_{\text{с}} = B(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}})U_{\text{ст}}$$

41 Оценка температурной стабильности параметров ПТ

43 Методы термостабилизации и линеаризации характеристик управления ПТ и др ПЭ

Аппроксимация характеристик ПТ полиномом:

$$P(U_{\text{ст}}) = P_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{зп-сток}}} \right)^K \quad (3.1)$$

P – выходные параметры.

Составляющие дрейфа выходных параметров ПТ:

$$\frac{\partial P(U_{\text{ст}})}{\partial \alpha} = -\alpha P(U_{\text{ст}}), \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial P(U_{\text{ст}})}{\partial \beta} = \beta \frac{\partial P(U_{\text{ст}})}{\partial U_{\text{ст}}}, \quad (3.6)$$

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:

$$\Delta P_{\text{р}}(U_{\text{ст}}) = -(\alpha + U_{\text{зп-сток}} \frac{\partial \alpha}{\partial U_{\text{сток}}}) \Delta \alpha + \beta \Delta U_{\text{сток}} \quad (3.11)$$

$$\frac{\Delta P_{\text{р}}(U_{\text{ст}})}{\Delta \alpha} = -\left(\alpha + \frac{\partial \alpha}{\partial U_{\text{сток}}} U_{\text{зп-сток}} \right) \left(1 - \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{зп-сток}}} \right)^K \left[\frac{1}{\alpha} \right], \quad (3.14)$$

где $\gamma = U_{\text{ст}} / U_{\text{зп-сток}}$.

Схема-модель термодатчика характеристик ПТ

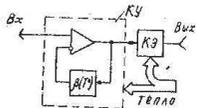


Рис. 3.2

42,43 Линеаризация выходных характеристик ПТ. (Метод линеариз. И термостаб. хар)

вводим ООС для линеаризации

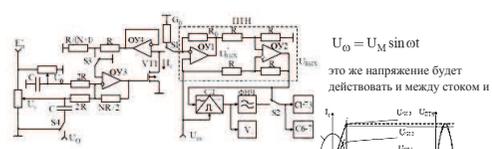


Рис. 4.12. Схема для исследования линеаризации характеристик ПТ

истоком ПТ

($U_{\text{ст}} = U_{\text{о}}$) прорабатывая соответствующую выходную характеристику для заданного напряжения $U_{\text{зп-сток}}$ и температуры T .

Для осуществления линеаризации характеристик напряжение УСИ 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, поступающая через переключатель S3 на неинвертирующий вход ОУ3, усиливается в нем в $1+NR/(2R \parallel 2R) = (N+2)/2$ раз. В результате, между затвором и истоком помимо управляющих напряжений действует и требуемое в соответствии с (5.52) половинное напряжение стока-исток:

$$U_{\text{зп-сток}} = U_{\text{ст}} + \frac{U_{\text{ст}}}{N+2} = U_{\text{ст}} + \frac{U_{\text{ст}}}{2} \quad \text{Реализуемая характеристика проводимости}$$

канала представим в функции управляющего напряжения:

$$G(U_{\text{ст}}) = G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{\text{ст-отс}} - \frac{N}{4} U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст-отс}}} \right) = \frac{NG_{\text{макс}}}{4|U_{\text{ст-отс}}|} U_{\text{ст}}$$

$I_{\text{с}}(U_{\text{ст}})$ на затвор ПТ необходимо подвести низкочастотное переменное напряжение (диаграмма на рис. 5.11, б внизу) сместив ПТ в центральную часть исследуемой

характеристики (диаграмма на рис. 5.11, б в центре). $U_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} + \sin \omega t$ (5.68)

А характеристики проводимости канала (5.51), получаемы на основании (5.53), окажутся независимыми от напряжения стока-исток:

$$G(U_{\text{ст}}) = B(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}}) \quad 5.54$$

Ввод обозначение

$$G_{\text{макс}} = G(U_{\text{ст}})_{\text{макс}} = BU_{\text{зп-сток}}$$

На основании 5.54 получаем известную линейную аппроксимацию проводимости канала с опущенным штрихом

$$G(U_{\text{ст}}) = G_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{\text{ст-отс}}}{U_{\text{ст}}} \right) \quad 5.60$$

Отсюда находим координаты двух симметричных точек перепада, соответствующего записанно, которые ограничивают расширенную область линейного измерения проводимости канала по напряжению стока-исток 5.49

$$U_{\text{ст-отс}} = \pm 2(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}}) \quad 5.59$$

И ток стока 5.50

$$I_{\text{с}} = 2B(U_{\text{ст}} - U_{\text{зп-сток}})^2 \quad 5.60$$

В соответствии с 5.59 и 5.60 записанно в области стока происходит при положительных напряжениях

Уси, что возможно при равновесной подложке. За пределами координат ток уже невозможно получение нормальных выходных характеристик ПТ. Введенная ООС линеаризует эти характеристики, которые в данном случае веерообразно проходят через начало координат, расширяя область измерения проводимости канала независимо в первом приближении от напряжения, действующего между стоком и истоком ПТ.

3. ГСТ на основе ОУ. ГСТ с изолированной нагрузкой. Оценка параметров и точности формирования тока с реальным ОУ. ГСТ с заземленной нагрузкой.

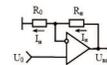


Рис. 1.30. ГСТ с неинвертирующей нагрузкой на основе неинвертирующей ОС

Представленный на рис. 1.30 ГСТ с изолированной нагрузкой реализован на основе неинвертирующей ОС в которой один из резисторов является нагрузочным $R_{\text{н}}$, второй – образцовым (высокостабильным) R_0 , а в качестве входного напряжения используется высокостабильное (опорное) напряжение U_0 .

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

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

Преобразуя (1.99) к явному виду, получаем ток нагрузки

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

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

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

не зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Погрешность формирования тока, обусловленную конечностью коэффициента передачи K_0 ОУ, определим, сравнивая (1.100) и (1.101):

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

Б ГСТ с заземленной нагрузкой и оценка его точности

Описывается параметрами:

$$U_{\text{вх}} = U_0 \left(1 - \frac{R_H}{R_0} \right) \quad (1.108)$$

$$U_{\text{вх}} = U_0 \left(1 - \frac{R_H}{R_0} \right) \quad (1.109)$$

$$U_{\text{вх}} = U_0 \left(1 - \frac{R_H}{R_0} \right) \quad (1.110)$$

Рис. 1.32. ГСТ с заземленной нагрузкой

44.45 Реализация индуктивности с помощью АЭ. Реализация активных фильтров.

Процесс миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры на основе ИС обнаружил, во-первых, несовершенство 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 только активных элементов (диодов, транзисторов). Использование комбинации активных и пассивных (RC) элементов, позволяющей реализовать АФ. Пассивные элементы, входящие в состав АФ, образуют в основном звенья первого (рис. 5.1, а и б) и второго порядков. Для звена первого порядка ФНЧ (см. рис. 5.1, а) коэффициент передачи

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

характеристическое уравнение $1 + pRC = 0$ имеет один отрицательный действительный корень (полнос)

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

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

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

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

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

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\Delta\Omega} \left(p + \frac{1}{p} \right)} = \frac{K_0 \Delta\Omega p}{1 + \Delta\Omega p - p^2} \quad K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{\alpha}{p} + \frac{b}{p^2}} \quad p \rightarrow \frac{1}{p}$$

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

при условии $\sigma = 0$

при переходе к комплексной переменной p :

В соответствии с выражением (5.2) коэффициент передачи

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

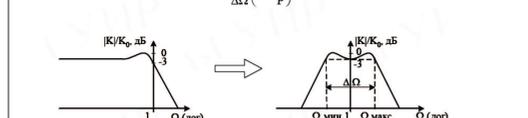


Рис. 5.1. (а) АЧХ ФНЧ первого порядка. (б) АЧХ ФНЧ второго порядка

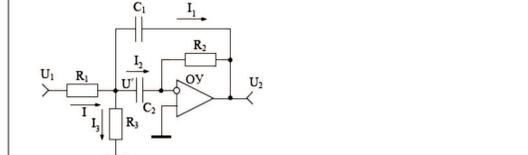


Рис. 5.1. (а) Описание передаточной функции ПФ второго порядка

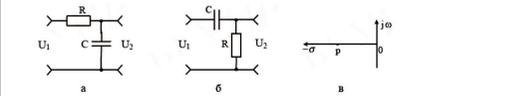
46. Преобразование АЧХ ФНЧ в АЧХ фильтров верхних частот (ФВЧ) и в АЧХ полосовых фильтров (ПФ).

Процесс миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры на основе ИС обнаружил, во-первых, несообразность 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 микросхемотехнике, основным содержанием которой является устранение катушек индуктивности как таковых путем создания эквивалентов индуктивности с помощью схематехнических 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) $p = -1/RC = -\sigma$



при условии $\sigma = 0$

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

АЧХ ФНЧ: $|K(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^2}$

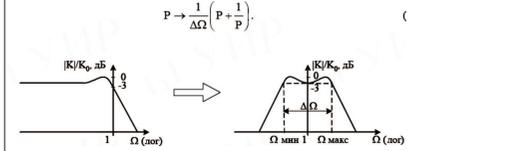
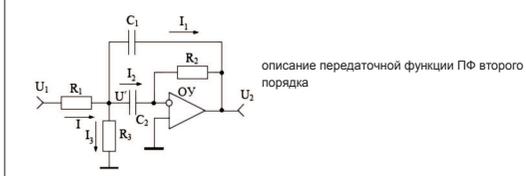
Передаточная функция ФНЧ n -порядка может быть представлена полиномом

$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p + b_1 p^2)(1 + a_2 p + b_2 p^2) \dots \prod (1 + a_n p + b_n p^2)}$$

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_n p^n}$$

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

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\Delta\Omega} \left(p + \frac{1}{p} \right)} = \frac{K_0 \Delta\Omega p}{1 + \Delta\Omega p + p^2} \quad K(p) = \frac{K_{\infty}}{\prod_1 \left(1 + \frac{\alpha_i}{p} + \frac{b_i}{p^2} \right)} \quad P \rightarrow \frac{1}{P}$$



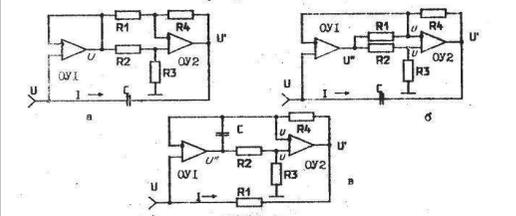
$$Q = \pi n f_c R C, \quad \Pi = \frac{1}{\pi n R C}$$

Функциональная схема:



49. КПС на основе КОС

Схема для моделирования. Для рис. А



Коэффициент передачи этой схемы:

$$K = \frac{U'}{U} = \frac{R3}{R2 + R3} \left(1 + \frac{R4}{R1} \right) - \frac{R4}{R1}$$

Диапазон конвертируемых емкостей:

$$K = \frac{C_{ex\max}}{C_{ex\min}} = \left(1 + \frac{R4}{R1} \right) \left(1 + \frac{R3}{R2} \right)$$

относительная нестабильность каждого элемента схемы:

$$\delta C_{ex} = \left[\delta^2 C + \left(\frac{\delta^2 R1 + \delta^2 R4}{1 + \frac{R4}{R1}} \right) + \left(\frac{\delta^2 R2 + \delta^2 R3}{1 + \frac{R3}{R2}} \right) \right]^{1/2}$$

Эквивалентная емкость: $C_{ex} = \frac{CR2R1}{R1R3}$

Входная проводимость КПС: $Y_{ex} = j\omega C_{ex}$

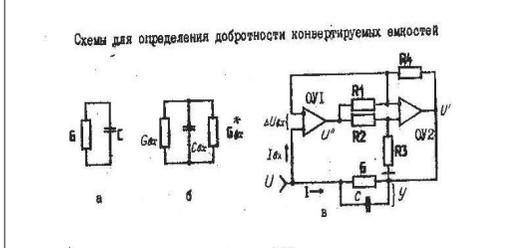
Выигрыш использования схемы Б – около 10 раз, схема В – более стабильна.

При идеальных ОУ:

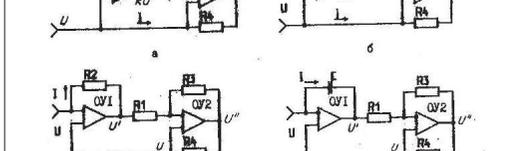
$$Q_{ex} = \frac{\omega C_{ex}}{G_{ex}}$$

при неидеальных ОУ: $Q'_{ex} = \frac{Q_{ex}}{1 + \frac{G_{ex}}{G_{ex}}}$

Для оценки искомых величин:



Схемы КПС на основе КОС



Для а и б: $S_{ex} = CR2R3 / (R1R4)$ (6,41)

Для в и г: $S_{ex} = CR1R4 / (R2R3)$ (6,44)

47. Синхронные фильтры 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 $\omega_c = 1/RC$, где n – число коммутируемых конденсаторов

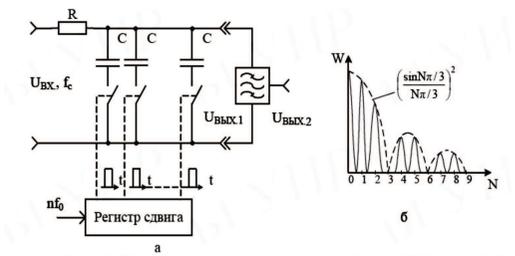
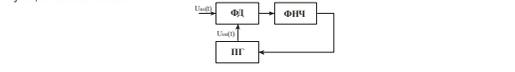


Рис. 5.6. СФ с коммутируемыми конденсаторами (а) и его АЧХ при $n = 3$ (б)

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

$$Q = \pi n f_c R C, \quad \Pi = \frac{1}{\pi n R C}$$



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

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

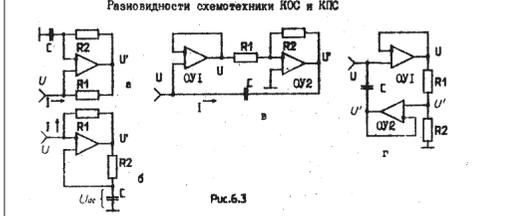
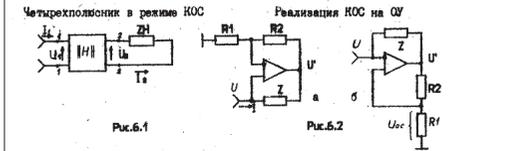
$$Z_{ex} = h11 - \frac{h12h21}{h22 + \frac{1}{Z_n}} = -h12h21Z_n = -kZ_n$$

Для конвертора положительного сопротивления (КПС) h21 является отрицательной величиной, поэтому

$$Z_{ex} = h12h21Z_n = kZ_n$$

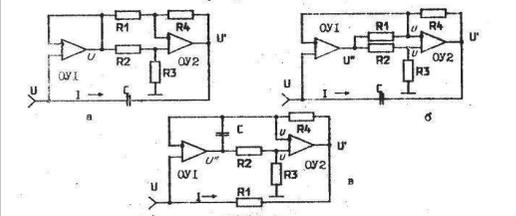
$$Z_{ex} = \frac{U}{I} = \frac{UZ}{U-U'} = \frac{Z}{1 - \frac{U'}{U}} = \frac{Z}{1 - K}$$

где K-коэффициент передачи усилителя $K = 1 + \frac{R2}{R1}$



49. КПС на основе КОС

Схема для моделирования. Для рис. А



Коэффициент передачи этой схемы:

$$K = \frac{U'}{U} = \frac{R3}{R2 + R3} \left(1 + \frac{R4}{R1} \right) - \frac{R4}{R1}$$

Диапазон конвертируемых емкостей:

$$K = \frac{C_{ex\max}}{C_{ex\min}} = \left(1 + \frac{R4}{R1} \right) \left(1 + \frac{R3}{R2} \right)$$

относительная нестабильность каждого элемента схемы:

$$\delta C_{ex} = \left[\delta^2 C + \left(\frac{\delta^2 R1 + \delta^2 R4}{1 + \frac{R4}{R1}} \right) + \left(\frac{\delta^2 R2 + \delta^2 R3}{1 + \frac{R3}{R2}} \right) \right]^{1/2}$$

Эквивалентная емкость: $C_{ex} = \frac{CR2R1}{R1R3}$

Входная проводимость КПС: $Y_{ex} = j\omega C_{ex}$

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

При идеальных ОУ:

$$Q_{ex} = \frac{\omega C_{ex}}{G_{ex}}$$

при неидеальных ОУ: $Q'_{ex} = \frac{Q_{ex}}{1 + \frac{G_{ex}}{G_{ex}}}$

4. 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 $\Delta U_{ВХ}$ (рис. 1.35.а). При изменении во времени длительности импульса Δt будет пропорционально изменяться и выходное напряжение $\Delta U_{ВХ}$. Один из возможных вариантов реализации этого устройства показан на рис. 1.36.

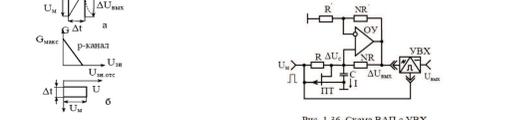


Рис. 1.35. Преобразуемый импульс (а) и характеристика проводимости (б) ПТ, совмещенная с этим импульсом

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

$$I = C \frac{\Delta U_C}{\Delta t} \quad \text{где } \Delta U_C \text{ – изменение напряжения на конденсаторе.}$$

Для установления начальных условий работы (обеспечение разряда конденсатора C) в схему ВАП (см. рис. 1.36) введен ПТ, проводимость канала G (УЗИ) которого при отсутствии входного (управляющего) импульса максимальна и соответствует GМАКС (рис. 1.35.б). Конденсатор C при этом разряжается с постоянной времени $\tau = C/G_{max}$. Если входные импульсы следуют со связностью меандра при минимальной длительности преобразуемых импульсов Δt_{MIN} , то постоянная времени разряда должна удовлетворять условию

$$\tau_p = \frac{C}{G_{max}} \leq \frac{\Delta t_{min}}{3} \quad (1.151)$$

где N – действительное число; $K0$ – коэффициент передачи ОУ.

Находя напряжение на конденсаторе ΔU_C из (1.152) и $\Delta U_{ВХ} = \frac{(N+1)U_m \Delta t}{RC \left[1 + \frac{N+1}{K_0} \left(1 + \frac{N+1}{NRC} \Delta t \right) \right]}$ (1.154) прибавивая его к (1.153), получаем выходное напряжение ВАП

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

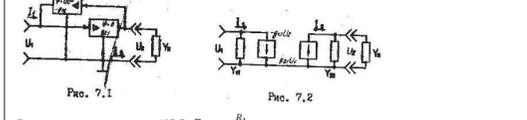
50. Гиратор (ИОС или ИПС) как активный 4-х полюсник. Разнов схем.тех гираторов

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

Входная проводимость: $Y_{ex} = Y_{11} - \frac{Y_{21}Y_{12}}{Y_{22} + Y_{12}}$ Идеальный гиратор: $Y_{ex} = \frac{g_{21}g_{12}}{Y_n}$

Входное сопротивление идеального гиратора: $Z_{ex} = j\omega L_{экс}$ где $L_{экс} = KC$

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

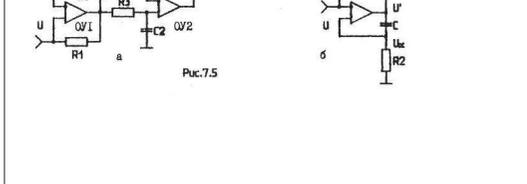


Входное сопротивление КОС: $Z_{ex} = \frac{R1}{1 - \frac{U'}{U}}$

Входное сопротивление гиратора в последовательной схеме замещения эквивалентных параметров: $Z_{ex} = R_{экс} + j\omega L_{экс}$

Эквивалентная добротность реализуемой индуктивности: $Q_{экс} = \frac{\omega C}{R1/R2}$

Гираторы на основе КОС, моделирующие отрицательную индуктивность



Схематические реализации гираторов и схемы замещения их эквивалентных параметров

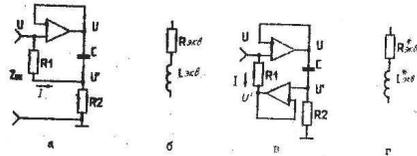


Рис. 7.3

Гираторы, моделирующие независимую регулировку эквивалентных параметров

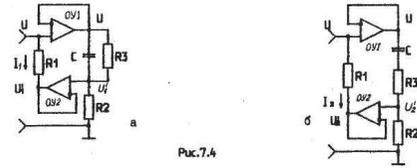


Рис. 7.4

51. Моделирование гираторной индуктивности с независимой регулировкой эквивалентных параметров.

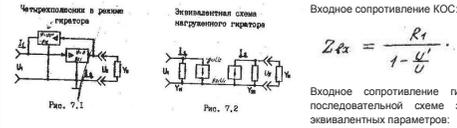
Гиратор, инвертор сопротивления - это активный четырехполюсник, входное сопротивление которого со стороны одной пары зажимов является обратным сопротивлению, подключенному к другой паре зажимов.

Входная проводимость: $G_{вх} = G_1 = \frac{g_2 g_1 g_2}{g_2 g_1}$ Идеальный гиратор: $G_{вх} = \frac{g_2 g_1 g_2}{g_1}$

Входное сопротивление идеального гиратора:

$Z_{вх} = G_{вх} = \frac{g_1}{g_2 g_1 g_2} = k g_{н} = k j \omega C = j \omega L_{экв}$, где $L_{экв} = kC$

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



Эквивалентная добротность реализуемой индуктивности:

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

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

Гираторы, моделирующие независимую регулировку эквивалентных параметров

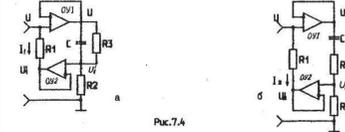


Рис. 7.4

Гираторы на основе КОС, моделирующие отрицательную индуктивность

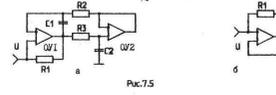


Рис. 7.5

Схематические реализации гираторов и схемы замещения их эквивалентных параметров

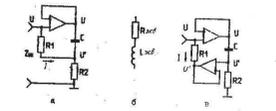


Рис. 7.6

52. Повышение добротности и оценка эффективности схемных реализаций гираторов.

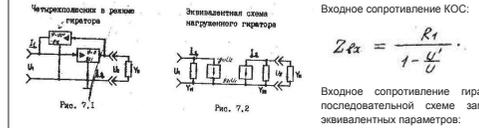
Гиратор, инвертор сопротивления - это активный четырехполюсник, входное сопротивление которого со стороны одной пары зажимов является обратным сопротивлению, подключенному к другой паре зажимов.

Входная проводимость: $G_{вх} = G_1 = \frac{g_2 g_1 g_2}{g_2 g_1}$ Идеальный гиратор: $G_{вх} = \frac{g_2 g_1 g_2}{g_1}$

Входное сопротивление идеального гиратора:

$Z_{вх} = G_{вх} = \frac{g_1}{g_2 g_1 g_2} = k g_{н} = k j \omega C = j \omega L_{экв}$, где $L_{экв} = kC$

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



Эквивалентная добротность реализуемой индуктивности:

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

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

Гираторы, моделирующие независимую регулировку эквивалентных параметров

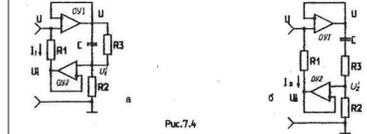
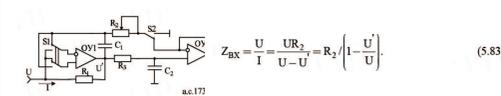


Рис. 7.4

53. Моделирование - отрицательной индуктивности и обеспечение ее устойчивости в реальных условиях.



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

$R_{вых} = R_{вх} / (1 + K_0)$, (5.100)

где $R_{вх}$, 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 .

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:

$Z_{вх} = -j \omega C_1 R_1 R_2 = j \omega L_{экв}$ $L_{экв} = -C_1 R_1 R_2$

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

$\tau = R_2 C_2 \gg T_{н.н.}$ (5.103)

$U_{МАКС} < U_{ВЫХ МАКС}$

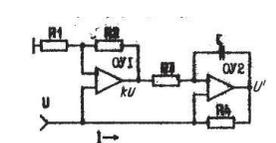
$K = \frac{K_0}{1 + K_0}$, (5.104) $(I_{МАКС} = U_{МАКС} / R_1)$ на некоторой самой низкой частоте f с.н., на которой сопротивление

емкости конденсатора 1 С велико, а сопротивление емкости конденсатора 2 С еще мало. Частота верхнего среза ФНЧ, образованного резистором 3 R и конденсатором 2 С.

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

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

54. Получение высокодобротной гираторной индуктивности.



$U' = U (1 + 1/j \omega C R_3) - \frac{kU}{j \omega C R_3} = U (1 - \frac{k-1}{j \omega C R_3})$

$Z = \frac{R_4}{1 - \frac{U'}{U}} = \frac{j \omega C R_3 R_4}{k-1} = j \omega L_{экв}$; $L_{экв} = \frac{C R_3 R_4}{R_2}$

для рис 7.8a $Z_{вх} = \frac{(G + j \omega C) R_1 R_3 R_4}{R_2} = R_{экв} + j \omega L_{экв}$; $R_{экв} = \frac{G R_1 R_3 R_4}{R_2}$

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

для 7.8 б $G^*_{ЭКВ} = G^*_{ВХ} + \frac{1}{R_{ЭКВ} + j \omega L_{ЭКВ}} = G^*_{ВХ} + \frac{1}{R_{ЭКВ} + (1 + Q_c^2)}$

$\frac{j \omega L_{ЭКВ}}{R_{ЭКВ}^2 + (1 + Q_c^2)} = G^*_{ЭКВ} - j \omega B^*_{ЭКВ}$

Позволяет оценить результирующую добротность гиратора $Q^*_{ЭКВ} = \frac{W B^*_{ЭКВ}}{G^*_{ЭКВ}} =$

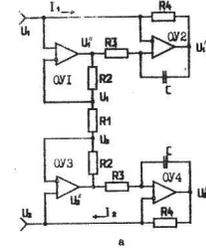
$\frac{Q_c}{1 + \frac{\omega L_{ЭКВ}}{Q_c} (1 + Q_c^2) G_{ВХ}} = \frac{Q_c}{1 + \omega L_{ЭКВ} Q_c G_{ВХ}}$

Погрешность из-за неидеальности ОУ

$\delta Q = \frac{Q_{ЭКВ}}{Q^*_{ЭКВ}} - 1 = \omega L_{ЭКВ} Q_c G^*_{ВХ}$

$G^*_{ВХ} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \sqrt{1 + [R_2 / (\omega R_1 R_3 C)]^2}}{R_{ВХ} K_0}$

56. Моделирование неизменяемых и электронно-управляемых гираторных индуктивностей.



Протекающий по входам ток $I = \frac{(U_1 - U_2) - (U_1' - U_1'')}{2R_4}$ который определяет полное сопротивление гираторов $Z_{BX} = \frac{(U_1 - U_2)}{I} = \frac{2R_4}{1 - \frac{U_1' - U_1''}{U_1 - U_2}}$

$$U_1'' = U_1 (1 + R_2/R_1) - U_2 R_2/R_1; U_2'' = U_2 (1 + R_2/R_1) - U_1 R_2/R_1$$

$$U_1' = U_1 (1 + 1/j\omega C R_3) - U_1'' / j\omega C R_3 = U_1 - \frac{R_2}{j\omega C R_1 R_3} (U_1 - U_2);$$

$$U_2' = U_2 (1 + 1/j\omega C R_3) - U_2'' / j\omega C R_3 = U_2 - \frac{R_2}{j\omega C R_1 R_3} (U_1 - U_2);$$

$$U_1' - U_2' = (U_1 - U_2) \left(1 - \frac{2R_2}{j\omega C R_1 R_3}\right)$$

Позволяет определить полное сопротивление $Z = \frac{j\omega C R_3 R_1 R_4}{R_2} = j\omega L_{ЭКВ};$

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

5. Однополярные СН с опорными стабилизаторами.

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_n или тока нагрузки I_n , а также напряжения питания E_n^+ , изменяющихся в широких пределах.

На рис. 4.1 представлены две классические схемы однополярных СН с опорными стабилизаторами Д, отличающиеся одна от другой способом включения стабилизатора в цепь обратной связи. Для повышения стабилизирующего действия в обеих схемах стабилизаторы Д запитываются стабилизируемым напряжением E_0 , которое, для обеспечения нормального функционирования схем, должно превышать напряжение стабилизатора $U_{ст}$, принимаемое за опорное U_0 ($E_0 > U_0$). В простейшем варианте реализации СН эти стабилизаторы могут запитываться от общего источника питания. Основное преимущество второй схемы б) по отношению к первой (рис. 4.1.а) состоит в том, что она может быть использована в случае реализации СН на повышенное напряжение E_0 , с применением стабилизатора с напряжением $U_{ст} = U_0$ превышающим допустимое синфазное напряжение $U_{вкл,доп}$ ОУ ($U_0 > U_{вкл,доп}$). Resistивный делитель на резисторах R1 и R2 в этих схемах получения необходимого соотношения между напряжениями E_0 и U_0 . Особенностью схемотехники практически всех известных СН является то, что напряжение питания E_n^+ ОУ может быть однополярным E_n^+ или E_n^- , причём при необходимости с удвоенным значением, соответствующим полной разности питающих напряжений, без опасения превышения допустимых величин $E_{н,доп}$ оговоренных в технических условиях (ТУ) на применяемый ОУ. Например, при допустимом питающем напряжении ОУ $E_{н,доп}^+ = 15В$ напряжение питания одной полярности может составить $E_n^+ \leq 2E_{н,доп}^+ = 30В$ или $E_n^- \leq 2E_{н,доп}^- = -30В$. Это обусловлено тем, что на входах и выходе ОУ всегда действует напряжение одной полярности, и для получения необходимого сдвига напряжения на выходе ОУ достаточно исключить напряжение питания одной из полярностей ($E_n^+ = 0$ или $E_n^- = 0$).

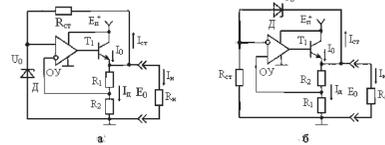


Рис. 4.1. Стабилизаторы напряжения с повышенными коэффициентами фильтрации питающего напряжения

Эффект стабилизации выходного напряжения E_0 в данных схемах (см. рис. 4.1), а также в аналогичных других схемах СН 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 инном плече (резисторе R2) резистивного делителя R1, R2, которая после усиления в ОУ приводит (подзакрывает) регулирующий транзистор Т1, увеличивая (уменьшая) тем самым исходное напряжение E_0 .

6. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничениями по току.

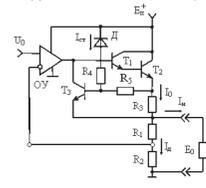


Рис. 4.2. СН с повышенной нагрузочной способностью и ограничением по току

Характерной особенностью представленного на рис. 4.2 СН является то, что в нем, во-первых, для повышения нагрузочной способности использованы составные БТ Т1, Т2, 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 Т3, стабилизаторе Д и резисторах R3 - R5. С помощью делителя на резисторах R1 и R2 осуществляется масштабирование стабилизируемого напряжения E_0 относительно опорного напряжения U_0 , которое в данном случае подается от отдельного ИОН, что лучше, так как имеется возможность снижения его ТК (ТК - температурный коэффициент) путем выбора соответствующей схемотехники.

Ограничение выходного тока в рассматриваемом СН (см. рис. 4.2) производится за счет резистора R3 на уровне

$$I_{0 \max} = \frac{U_{БЭ}(T_3)}{R_3} \quad (4.33)$$

где $U_{БЭ}(T_3)$ - напряжение база-эмиттер, соответствующее порогу открывания транзистора Т3, предотвращающего увеличение тока базы БТ Т1. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора Т2 в статическом режиме, определяется с учетом тока (4.33): $P_{рас} = I_{0 \max} (E_n^+ - E_0)$ (4.34)

При случайном КЗ сопротивления нагрузки ($R_n=0$) стабилизируемое напряжение становится равным нулю ($E_0=0$) и мощность рассеивания (4.34), многократно увеличиваясь, может превысить предельно допустимую $P_{рас,доп}$ транзистора Т2. Аналогичная ситуация происходит и в случае неконтролируемого увеличения напряжения питания E_n^+ , приводящего к росту мощности (4.34).

Для снижения мощности рассеивания, связанной с ростом разности потенциалов между коллектором и эмиттером БТ Т2 ($U_{КЭ} = E_n^+ - E_0$), можно уменьшить уровень ограничения тока $I_{0 \max}$ (4.33) за счет введения в схему СН (см. рис.4.2) стабилизатора Д и делителя на резисторах R1 и R5.

7. Следящий СН разнополярных напряжений

Если требуется, чтобы оба разнополярные напряжения как можно точнее соответствовали одно другому, применяют так называемый следящий СН (рис. 4.6), абсолютная величина стабилизируемых напряжений которого зависит только от одного ИОН, например, положительной полярности U_0 . Одно из выходных напряжений, например, E_0^+ такого СН (см. рис. 4.6) стабилизируется известным способом с использованием ОУ1 и БТ Т1, Т2 и резисторов R1-R4. Второе напряжение, например, E_0^- получают аналогичным образом с применением инвертирующей ОС на ОУ2 и БТ протиположной структуры для реализации усилителя тока (Т3) и схемы защиты от случайного КЗ (резистор R5-R8 и Т4) с резисторами R6 одинакового номинала в цепи ООС. В качестве второго опорного напряжения в этой схеме используется первое стабилизируемое напряжение E_0^+ которое благодаря инвертирующей ОС (неневрирующий вход ОУ2 соединен с общей шиной) превращается в отрицательное

$$E_0^- = -\frac{R_5}{R_6} E_0^+ = -E_0^+$$

Так как разность потенциалов между входами ОУ2 близка к нулю, а на его выходе всегда действует напряжение одной (отрицательной) полярности, то питание ОУ осуществляется от однополярного источника E_n^+ без нарушения работоспособности схемы. Для того чтобы ток делителя I_n , протекающий от резистора R5, точно соответствовал току I_n делителя на резисторах R1, R2, необходимо номинал резистора R3 выбрать из условия $R_3 = R_1 + R_2$. В этом случае СН положительной полярности нагружается дополнительным током $I_n' = I_n$, что необходимо учитывать при точной оценке параметров, так как расчетные токи эмиттеров БТ Т1 и Т3 могут отличаться один от другого:

$$I_0 = I_n + I_n'$$

$$I_0' = I_n' + I_n'$$

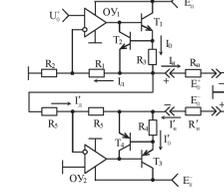


Рис. 4.6. Следящий стабилизатор разнополярных напряжений

8. ПН амплитудных значений.

На основе ОУ можно построить эффективные схемы ПН амплитудных значений (рис. 1.48), обладающие малыми на заряд и большим на разряд постоянными времени. Упрощенная схема пикового детектора (рис. 1.48.а) отличается от однополупериодного ПН на ОУ1 (см. рис. 1.46.а) лишь наличием конденсатора С. В этой схеме постоянная времени заряда $\tau_3 \approx C(R_1 R_2 / R_3)$ (1.229), где $R_{диф}$ - выходное сопротивление ОУ, $R_{диф}$ - дифференциальное сопротивление прямиосмещенного диода Д2. Постоянная времени разряда определяется в основном резистором R и сопротивлением нагрузки R_n , которое на рис. 1.48.а не показано. $\tau_p \approx C(R_1 R_2 / R_3 R_{диф})$ (1.230), где $R_{диф}$ - дифференциальное сопротивление обратносмещенного диода Д2. Пиковый детектор, представленный на рис. 1.48.б, обладает повышенной постоянной времени разряда, так как используемый в нем повторитель напряжения на ОУ2 с большим входным сопротивлением исключает влияние сопротивления нагрузки R_n (1.230) и предотвращает тем самым разряд конденсатора С. В этой схеме конденсатор С заряжается до максимального значения первого положительного импульса, открывающего диод Д1. Благодаря ООС, охватывающей оба ОУ, напряжение на выходе ОУ1 $U_{вых1}$ устанавливается таким, что напряжение на выходе ОУ2 $U_{вых2}$ и амплитуда исследуемого сигнала $U_c(t)$ становятся равными ($U_{вых} = U_c(t)$). При этом

исключается влияние падения напряжения на диоде Д1 и напряжения смещения нуля ОУ2. Если входной сигнал значительно уменьшится, то напряжение на выходе ОУ1 также уменьшится, диод Д1 закроется и разорвет цепь ООС, образуемую посредством резистора R. При дальнейшем уменьшении входного сигнала $U_c(t)$ откроется диод Д2 и ОУ1 будет охвачен местной ООС, что исключит его неуправляемое состояние. Максимальное напряжение ($U_{цт}$) в виде положительной полярности запоминается на конденсаторе С. В данном ПН (см. рис. 1.48.б) резистор R является обязательным элементом схемы. Если этот резистор замкнут, то выход ОУ2 будет нагружен посредством прямиосмещенного диода Д2 на низкомоме выходное сопротивление ОУ1 в схеме повторителя сигнала (1.67), что создаст для ОУ2 режим КЗ и, следовательно, нарушит работоспособность ПН в целом. В связи с этим номинал резистора R должен превышать допустимое сопротивление нагрузки R_n для ОУ2 ($R \geq R_{н,доп}$). Постоянная времени разряда τ_p в этой схеме в отличие от (1.230) может быть получена исключительно большей, так как конденсатор С практически не разряжается ни через повторитель сигнала на ОУ2, ни через диод Д1, поскольку разность потенциалов между его выводами становится близкой к нулю, что увеличивает его эквивалентное обратное сопротивление. С учетом данного эффекта и соотношения (1.69) для постоянной времени разряда можно записать: $\tau_p \approx C \frac{R_{диф}}{1 - K}$ (1.231), где K - коэффициент передачи последовательно соединенных повторителей сигнала на ОУ2 и ОУ1, который весьма близок к единице. Постоянная времени заряда данного ПН соответствует (1.229). Следующие импульсные сигналы могут подзарядить конденсатор С лишь тогда, когда их амплитуда превысит потенциал, накопленный конденсатором ранее. Для устранения этого недостатка перед преобразованием очередного меньшего по амплитуде входного импульса необходимо разрядить конденсатор С с помощью ключа, показанного на рис. 1.48.в, или вместо диода использовать ПТ в режиме управления индуктивной проводимости, что переводит данный ПН в разряд устройств выборки хранения информации (УВХ), рассматриваемых в подразд. 3.4. Там же дается оценка точности хранения информации, которую можно использовать и для обобщаемых ПН с учетом реализуемых постоянных времени (1.230) и (1.231). С целью получения возможности преобразования протравленных импульсных сигналов полярности включения диодов в схеме ПН (см. рис. 1.48.б) следует изменить на противоположную.

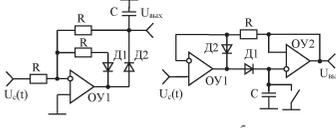


Рис. 1.48 ПН амплитудных значений(пиковые детекторы нормальной(а) и повышенной(б) постоянной времени разряда

9. 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, аппроксимированную в первом приближении линейной функцией

$$G(U_{уп}) = G_{\max} \left(1 - \frac{U_{уп}}{U_{иотс}}\right) \quad (1.232)$$

где G_{\max} и $U_{иотс}$ - максимальная проводимость канала, соответствующая напряжению между затвором и истоком $U_{иотс}=0$, и напряжение отсечки ПТ.

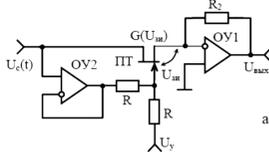


Рис. 1.49. Электронно-управляемые МП с линейным управлением коэффициента передачи

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 $U_{иотс}$, можем записать:

$$K_n(U_y) = \frac{U_{\max}}{U_c(t)} = -R_2 G(U_{уп}) = -R_2 G_{\max} \left(1 - \frac{U_y}{U_{иотс}}\right) \quad (1.234)$$

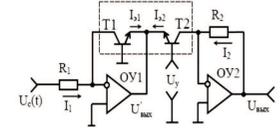


Рис. 1.51. МП с экспоненциальным управлением

10. Мостовой усилитель как преобразователь приращений проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

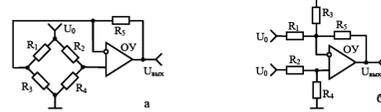


Рис. 1.53. Варианты представления схемы мостового усилителя

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

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

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

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

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

11. Циркулятор сигналов.

Под циркулятором [от лат. circ(u)lator – носящий кругом, обносящий] понимают многополюсное устройство для направленной (взаимной) передачи сигналов от одного полюса к другому (строго определенной) полюсу соответственно

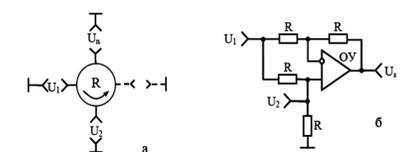


Рис. 1.54. Условное обозначение циркулятора сигналов (а) и одно его звено (б)

с порядком их чередования (по направлению стрелки, обозначенной на рис. 1.54.а).

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

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

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

На выходе же ОУ (третий полюс) напряжение $U_3 = 0$, так как разностный сигнал на входе дифференциальной ОС отсутствует – там действует синфазный сигнал U_1 . Таким образом, осуществляется передача сигнала только с первого на второй полюс звена циркулятора. Если на второй полюс подать напряжение U_2 от внешнего источника и замкнуть на общую шину первый полюс ($U_1 = 0$), то на третьем полюсе образуется напряжение

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

12. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.

конвертеров положительных сопротивлений

Практически идеальным преобразователем составляющих (активной G_x и реактивной ωC_x) полной проводимости Y_x КПС в напряжение является преобразователь тока, протекающего через исследуемый объект, в напряжение на основе инвертирующей ОС ОУ (см. рис. 1.28 в [4]), для которого (рис. 5.10, а) комплексное выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = -UR_0 Y_x = -UR_0 (G_x + j\omega C_x), \quad (5.84)$$

где U – входное переменное напряжение;

R_0 – сопротивление образцового резистора цепи ООС ОУ;

$$Y_x = G_x + j\omega C_x; \quad (5.85)$$

$$U = U_m \cos \omega t; \quad (5.86)$$

U_m , ω и t – частота, амплитуда и текущее время входного синусоидального напряжения.

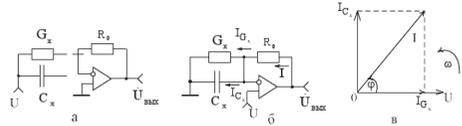


Рис. 5.10. Базовые схемы преобразователей составляющих полных проводимостей в напряжение и векторная диаграмма, поясняющая принцип измерений

В преобразователе (рис. 5.10, б), построенном на основе неинвертирующей ОС ОУ, объект исследования неразрывно соединен с общей шиной. На нем действует стабильное входное напряжение U (5.86), под влиянием которого по активной G_x и реактивной ωC_x составляющим полной проводимости Y_x (5.85) протекают токи I_{G_x} и I_{C_x} , находящиеся в соотношении с общим током I , проходящим по образцовому резистору R_0 т. к. представлено на векторной диаграмме (рис. 5.10, в).

В итоге комплексное выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U(1 + R_0 Y_x) = U + UR_0 (G_x + j\omega C_x) \quad (5.87)$$

в отличие от (5.84) содержит составляющую входного напряжения U , влияющего на точность измерения активной и реактивной составляющих.

Данный недостаток можно исключить, применяя дифференциальную ОС на ОУ2 (рис. 5.11). Образованный таким образом преобразователь на своем выходе не содержит мешающей составляющей входного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \frac{NR_1}{NR_1 + R_1} \left(1 + \frac{NR_2}{R_2} \right) - U \frac{NR_2}{R_2} = NUR_0 Y_x = NUR_0 (G_x + j\omega C_x), \quad (5.88)$$

где $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе ОУ1, определяемое в соответствии с (5.87).

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} e^{j\varphi} = U_{\text{вых}} (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (5.89)$$

где $U_{\text{вых}}$ и φ – модуль и аргумент (фазовый угол между током I и напряжением U на векторной диаграмме, изображенной на рис. 5.10, в) комплексного напряжения $U_{\text{вых}}$.

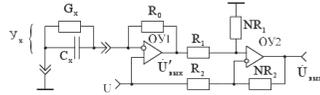


Рис. 5.11. Усовершенствованный вариант преобразователя составляющих полных проводимостей в напряжение

$$U_{\text{вых}}^{G_x} = U_{\text{вых}} \cos \varphi \Big|_{\omega \rightarrow 0} = NU_m R_0 G_x = G_x; \quad (5.92)$$

$$U_{\text{вых}}^{C_x} = U_{\text{вых}} \sin \varphi \Big|_{\omega \rightarrow 0} = NU_m R_0 \omega C_x = C_x. \quad (5.93)$$

1. Интегральные микросхемы, элементы, компоненты. Эле-ты конструкции. Простые и сложные ИС. Степень интеграции ИС. Классификация ИС.
2. ОУ как активный эл-т МЭУ. Типы ОУ и их особенности. Меры предосторожности и т.д.
3. ГСТ на основе ОУ. ГСТ с изолированной нагрузкой. Оценка параметров и точности формирования тока с реальным ОУ. ГСТ с заземленной нагрузкой.
4. Функциональный преобразователь (ФП) на основе ГСТ и оценка его точности.
5. Однополюсные СЧ с опорными стабилизаторами.
6. СЧ с повышенной нагрузочной способностью и ограничениями по току.
7. Следящий СЧ разнополюсных напряжений.
8. ПЧ амплитудных значений.
9. Электронно-управляемые масштабные ПН на основе ОУ. ПН с линейными и экспоненциальным уравнением и электронным переключением коэф. передачи.
10. Мостовой усилитель как преобразователь приращений проводимостей в напряжение.
11. Цифровые сигналы.
12. Линейные преобразователи полных проводимостей (сопротивлений) в напряжение.
13. Основные свойства и параметры переменителей сигналов.
14. Реализация математических операций на основе переменителей сигналов. Умножение
15. Реализация математических операций на основе переменителей сигналов. Деление
16. Реализация математических операций на основе переменителей сигналов. Возвед. в 2.
17. Реализация математических операций на основе переменителей сигналов. Извл. корня.
18. Балансные модуляторы и реализация на их основе амплитудного модулятора.
19. Балансные модуляторы и реализация на их основе смесочно-амплитудного модулятора.
20. Балансные модуляторы и реализация на их основе фазово-частотного демодулятора.
21. Аналоговый переменитель на основе логарифмирования сигналов.
22. Аналоговый переменитель на основе антилогарифмирования сигналов.
23. Аналоговые коммутаторы (АК).
24. Мультиплексоры, демультиплексоры.
25. Устройства выборки и хранения (УВХ).
26. Принципы построения аналого-цифровых преобразователей (АЦП).
27. Принцип работы цифраналогового преобразователя (ЦАП).
28. Транзисторные структуры (ТС). Диферо-транзисторные структуры (ДТС) как отражатели тока.
29. Источники опорного напряжения (ИОН) на БТ и ПТ.
30. ИОН с умножением напряжения
31. ИОН с термостабилизацией
32. Масштабный преобразователь опорного напряжения.
33. ПТ как источник термостабильного тока опорного напряжения.
34. Основные типы каскадов и особенности их реализации в полупроводниковых ИС.
35. ДУ на БТ и ПТ.
36. ДУ на МОП-транзисторах с активной нагрузкой.
37. Проектирование базовой модели ОУ. Особенности схемотехники базовой двухкаскадной модели ОУ. Формирование коэффициента передачи ООС в ОУ.
38. Обеспечение режима работы ОУ по постоянному току и защиты от случайных коротких замыканий(КЗ).
39. Формирование АЧХ и ФЧХ ОУ и их коррекция.
40. ПТ как элемент с управляющей проводимостью
41. Оценка температурной стабильности параметров ПТ.
42. Линеаризация выходных характеристик ПТ.
43. Методы термостабилизации и линеаризации характеристик управления ПТ и других НЗ.
44. Реализация индуктивности с помощью АЗ.
45. Реализация активных фильтров(АФ).
46. Преобразование АЧХ ФНЧ в АЧХ фильтров верхних частот(ФВЧ) и в АЧХ полосовых фильтров(ПФ).
47. Смесорные фильтры с коммутруемыми конденсаторами и их свойства.
48. КОС и КПС как активные четырехполюстники.
49. КПС на основе КОС.
50. Гиратор(ИОС или ИПС) как активный четырехполюстник.
51. Моделирование пилотной индуктивности с независимой регулировкой эквивалентных параметров.
52. Повышение добротности и оценка эффективности смежных реализаций гираторов.
53. Повышение добротности – отрицательной индуктивности и обеспечение ее устойчивости в реальных условиях.
54. Получение высокодобротной гираторной индуктивности.
55. Моделирование незаземленных и электронно-управляемых гираторных индуктивностей.