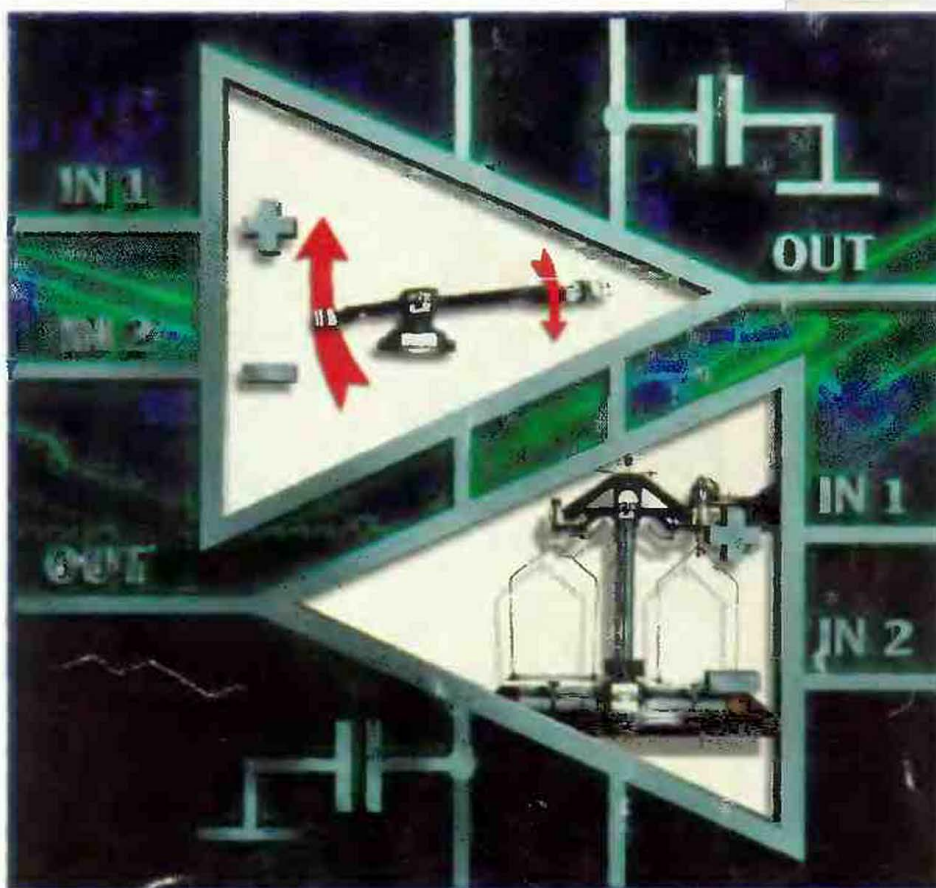


ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И КОМПАРАТОРЫ



СПРАВОЧНИК

УДК 621.375.132 (035.5)

ББК 32.846я2

О-60

О-60 Операционные усилители и компараторы. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. — 560 с.

ISBN 5-94120-004-8

В книге собрана наиболее полная информация об операционных усилителях и компараторах, производимых на территории бывшего СССР, и их зарубежных аналогах. По этим интегральным схемам дается развернутая информация, включающая структурную схему, цоколевку и одну или несколько схем включения. Кроме того, приводятся основные параметры операционных усилителей и компараторов, изготавливаемых ведущими зарубежными производителями интегральных схем. Книга снабжена введением, в котором рассматриваются основные типы и устройство операционных усилителей и компараторов, типовые схемы с описанием их работы.

Для специалистов в области радиоэлектроники, радиолюбителей и студентов вузов.

УДК 621.375.132 (035.5)

ББК 32.846я2

ISBN 5-94120-004-8

© Издательский дом «Додэка-XXI», 2001

© «Интегральные микросхемы»

Все права защищены. Никакая часть этого издания не может быть воспроизведена в любой форме или любыми средствами, электронными или механическими, включая фотографирование, ксерокопирование или иные средства копирования или сохранения информации без письменного разрешения издательства.

Материалы подготовили *В. Д. Авербух, Н. В. Каратаев, А. В. Макашов,*

А. Н. Рабодзей, Т. И. Сенникова, В. А. Шерстюк, А. Д. Щербина

Ответственный редактор *В. А. Казначеев*

Дизайн обложки *А. А. Бахметьев, А. М. Боярченков*

Графическое оформление *А. Ю. Анненков, А. О. Алешина*

Верстка *О. В. Озолс, С. В. Шашков, Е. В. Петров*

Корректор *Ю. А. Баева*

Выпускающий редактор *Е. Е. Граблевская*

Подписано в печать 29.12.2000 г.

Формат 84 x 108/16. Бумага офсетная. Гарнитура «PragmaticaC».

Печать офсетная. Объем 35 п. л. Усл. печ. л. — 58,80.

Тираж 10000 экз. (1 завод — 3500). Заказ № 1002.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Типография Новости».
107005 Москва, ул. Ф. Энгельса, 46.

Издательский дом «Додэка-XXI»

Лицензия ИД № 02041 от 13.06.2000 г.

105318 Москва, а/я 70

Тел/Факс: (095) 366-24-29, 366-81-45

E-mail: books@dodeca.ru; icmarket@dodeca.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Основные понятия, термины, определения

ВВЕДЕНИЕ

Основные свойства схем на операционных усилителях и компараторах

Основные параметры операционных усилителей и компараторов

Частотные свойства различных типов операционных усилителей

 Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН)

 Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ)

 Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН)

 Источник тока, управляемый током (ИТУТ)

Устройство операционных усилителей

 Входные дифференциальные каскады

 Усилительный и выходной каскады

 Усилители типа модулятор–демодулятор

 Усилители с периодической компенсацией нуля

 Токоразностные усилители

Применение операционных усилителей и компараторов

 Коррекция частотной характеристики

 Параметры инвертирующей и неинвертирующей схем на постоянном токе

 Шумы инвертирующего и неинвертирующего усилителей

 Интегратор и дифференциатор

 Активные фильтры второго порядка на заземленной индуктивности

 Активные фильтры второго порядка на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении

Популярные схемы на операционных усилителях

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ТЕРМИНЫ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Зависимость модуля коэффициента усиления от частоты. Типовая АЧХ ОУ приведена на Рис. 1.

Быстродействующий ОУ. Усилитель со скоростью нарастания выходного напряжения более 30 В/мкс.

Верхняя частота фликкер-шума. Частота, на которой спектральная плотность фликкер-шума (по мощности) в два раза превышает величину постоянной спектральной плотности. Обозначена ω_{FN} на Рис. 2.

Виртуальный ноль. Понятие, применяемое для определения параметров схем на ОУ. Заключается в том, что в устойчиво работающей схеме напряжение между входами ОУ и входной ток ОУ можно считать равными нулю.

Время восстановления. Время с момента снятия перегрузки до момента последнего вхождения выходного напряжения в зону погрешности, заданную относительно установившегося значения (Рис. 3).

Время нарастания. Время, за которое выходное напряжение изменится от 10 до 90% установившегося значения (Рис. 4). Схема измерения представлена на Рис. 5.

Входная емкость. Емкость между входами ОУ.

Входное дифференциальное напряжение. Напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ. V_{IN} на Рис. 6.

Входное синфазное напряжение. Определяется для усилителей с дифференциальным входом как полусумма входных напряжений.

Входное синфазное сопротивление. Сопротивление между каждым из входов ОУ и выводами питания или общим выводом (R_{CM} на Рис. 6). Схема измерения представлена на Рис. 7.

Входное сопротивление ОУ. Дифференциальное сопротивление между входами ОУ (R_{IN} на Рис. 6). Сопротивление между входами и выводами питания называется входным синфазным сопротивлением. Схема измерения представлена на Рис. 8.

Входной ток ОУ. Ток, протекающий по входам ОУ. В технических условиях под входным током подразумевают средний входной ток, определяемый как среднее арифметическое токов, протекающих по каждому из входов при заданном значении выходного напряжения. Схема измерения представлена на Рис. 9.

Входной шумовой ток ОУ. Шумовая составляющая входного тока ОУ.

Входные напряжения. Напряжения V_{-IN} и V_{+IN} , прикладываемые соответственно к инвертирующему и неинвертирующему входам ОУ относительно общего вывода, например от общей точки источников напряжения питания. Выходное напряжение представляется в виде: $V_{OUT} = G(V_{+IN} - V_{-IN}) + G_{CM}(V_{+IN} + V_{-IN})/2$, где $(V_{+IN} - V_{-IN})$ — дифференциальное, $(V_{+IN} + V_{-IN})/2$ — синфазное входные напряжения. Соответственно, G — коэффициент усиления дифференциального напряжения, или просто коэффициент усиления. G_{CM} — коэффициент усиления синфазного напряжения. Так как последний обычно много меньше единицы, то используют обратную величину, называемую коэффициентом подавления синфазного напряжения и обозначаемую как CMRR (Common Mode Rejection Ratio).

Высоковольтные ОУ. Усилители с размахом выходного напряжения более ± 30 В.

Выходное синфазное сопротивление. Дифференциальное сопротивление между выходами ОУ и выводами питания.

Выходной ток. Область выходных токов, в пределах которых ОУ сохраняет свои параметры.

Выходное сопротивление. Реальная часть выходного импеданса. Схема измерения представлена на Рис. 10.

Выходной импеданс устройства. Определяется для устройств, представляемых как источник напряжения. Выходным импедансом устройства называется выходной импеданс этого источника.

Диапазон входного синфазного напряжения. Интервал входного синфазного напряжения, в котором сохраняются параметры ОУ.

Диапазон выходного напряжения. Диапазон значений выходного напряжения, в пределах которого параметры ОУ, определяемые малым сигналом, лежат в гарантированных пределах.

Диапазон выходного синфазного напряжения. Интервал выходного синфазного напряжения, в пределах которого параметры ОУ, определяемые малым сигналом, лежат в гарантированных пределах.

Диапазон рабочих температур. Диапазон температур, в котором ОУ соответствует нормируемым параметрам.

Диапазон температур хранения. Диапазон температур, после нахождения в котором (без подачи напряжения) ОУ не потеряет работоспособность и будет соответствовать нормируемым параметрам.

Дифференциальное входное напряжение. Разность напряжений между неинвертирующим и инвертирующим входами.

Рис. 1. Типовая АЧХ ОУ

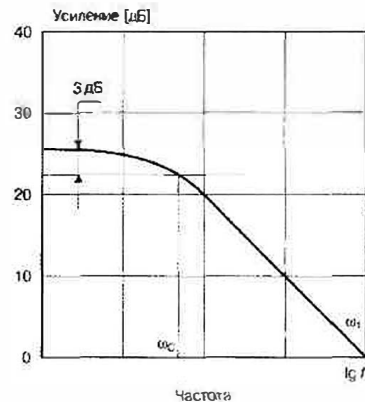


Рис. 2. Спектральная плотность напряжения в области фликкер-шума

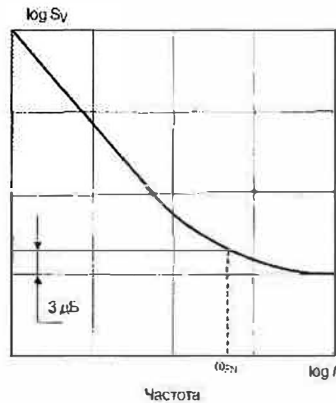


Рис. 3. Выходное напряжение ОУ

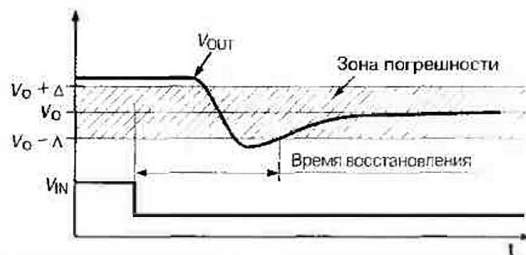


Рис. 4. Время нарастания



Рис. 5. Схема измерения времени нарастания

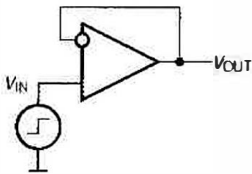


Рис. 6. Входные и выходные напряжения ОУ

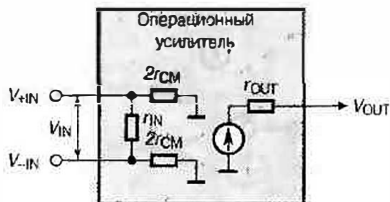


Рис. 7. Схема измерения входного синфазного сопротивления

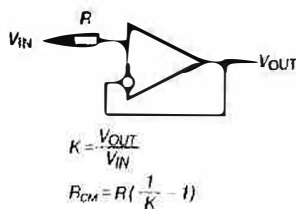


Рис. 8. Схема измерения входного дифференциального сопротивления

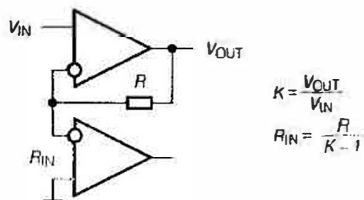
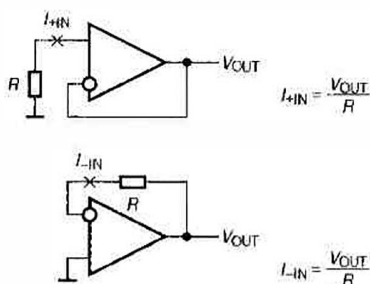


Рис. 9. Схема измерения входного тока



Дифференциальный усилитель. Усилитель, выходное напряжение которого пропорционально разности входных напряжений.

Дрейф. Медленное изменение величины, параметра по известному закону. В этом случае дрейфом называется скорость изменения параметра или величины.

Дрейф напряжения смещения. Производная напряжения смещения. Обычно используется температурный дрейф входного напряжения смещения равный dV_{OS}/dT .

Задержка включения (компаратора). Время между подачей импульса на вход и достижением выходным напряжением 90% от установившегося значения напряжения ВЫСОКОГО уровня.

Задержка выключения (компаратора). Время между подачей импульса на вход и достижением выходным напряжением уровня 10% от установившегося значения напряжения НИЗКОГО уровня.

Емкость нагрузки. Емкость, подключаемая между выходом и общим выводом. В отсутствие общего вывода — между выходом и выводами питания.

Инструментальные усилители. Устройства со встроенной обратной связью, вычисляющие линейную комбинацию входных напряжений в аналоговом виде.

Источник напряжения. Устройство, выходное сопротивление которого много меньше сопротивления нагрузки.

Источник тока. Устройство, выходное сопротивление которого много больше сопротивления нагрузки.

Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН). Устройство, описываемое соотношением: $V_{OUT} = KV_{IN}$, где K — коэффициент усиления.

Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ). Устройство, описываемое соотношением: $V_{OUT} = T I_{IN}$, где T — переходное сопротивление.

Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН). Устройство, описываемое соотношением: $I_{OUT} = S V_{IN}$, где S — крутизна.

Источник тока, управляемый током (ИТУТ). Устройство, описываемое соотношением: $I_{OUT} = A I_{IN}$, где A — коэффициент передачи тока.

Коррекция. Изменение частотной характеристики; применительно к ОУ обычно производится для создания устойчивости.

Коэффициент влияния напряжения питания. Отношение приращения выходного напряжения ОУ, приведенного ко входу, к вызвавшему его приращению напряжения источника питания. Схема измерения представлена на Рис. 11. Аналогично определяются коэффициенты влияния напряжения питания на другие параметры ОУ.

Коэффициент подавления синфазного напряжения. Отношение приращения выходного напряжения ОУ, приведенного ко входу, к вызвавшему его приращению синфазного напряжения. Схема измерения представлена на Рис. 12.

Коэффициент развязки между усилителями. Вводится для интегральных схем, содержащих более одного усилителя в одном корпусе. Выражается как отношение изменения параметров одного усилителя к изменению параметров другого. Например отношение выходного напряжения одного ОУ к входному напряжению другого ОУ.

Коэффициент усиления. Безразмерная величина, равная отношению приращения выходного параметра (напряжения или тока) к вызвавшему его входному воздействию. Частный случай коэффициента передачи. Схема измерения представлена на Рис. 13.

Коэффициент передачи. Величина, равная отношению приращения выходного параметра к вызвавшему его входному воздействию.

Малый сигнал. Сигнал, воздействующий на ОУ, увеличение амплитуды которого вдвое не приводит к изменению исследуемого параметра.

Микромощные ОУ. Усилители с потребляемой мощностью менее 100 мкВт.

Мощные ОУ. Усилители с выходной мощностью более 100 мВт.

Напряжение управления. Напряжение, под воздействием которого изменяются параметры ОУ.

Напряжение смещения ОУ. Для обычного ОУ (ИНУН) выражение для выходного напряжения имеет вид: $V_{OUT}(V_{IN}) + V_{OS OUT} = G(V_{IN} + V_{OS IN})$, где $V_{OS OUT}$ — выходное напряжение смещения, $V_{OS IN}$ — входное напряжение смещения. Для усилителей с токовым входом или выходом аналогично определяются токи смещения, например для источника тока, управляемого током (ИТУТ): $I_{OUT} = A(I_{IN} + I_{OS IN})$. Выходные ток и напряжение смещения обычно не используются, поэтому индекс IN во входном смещении опускается. Схема измерения представлена на Рис. 14.

Напряжение шума, приведенное ко входу. Значение напряжения шума на выходе ОУ в оговоренной полосе частот, поделенное на коэффициент усиления ОУ.

Операционный усилитель. 1) Усилитель, предназначенный для выполнения вычислительных операций в аналоговом виде путем охвата отрицательной обратной связью, влияние параметров которого на результат выполнения операции пренебрежимо мало. При достаточно

Будет ли это КС

большом коэффициенте усиления ОУ коэффициент передачи созданного таким образом устройства определяется только параметрами цепи обратной связи и не зависит от параметров усилителя. Среди электронных устройств для этого применяются главным образом источники напряжения, управляемые напряжением. Другие типы усилителей — источники тока, управляемые током, источники тока, управляемые напряжением, источники напряжения, управляемые током — применяются реже. 2) Интегральная схема или другое устройство, предназначенное для применения в качестве ОУ.

Отрицательная обратная связь. Схемотехнический прием, при котором часть выходного сигнала подается на вход так, чтобы вызываемое этой частью действие было направлено противоположно действию входного сигнала.

ОУ общего применения. ОУ с характерными для данной технологии параметрами, производимые для обычных условий применения.

ОУ с малым входным током. ОУ с входным током менее 1 нА.

ОУ с токовым входом. ОУ, выходной параметр которых (напряжение или ток) пропорционален току, протекающему хотя бы по одному из входов.

ОУ со стабилизацией прерыванием (метод периодической компенсации). Усилитель, который периодически переключается в режим измерения собственного смещения, которое запоминается и затем используется для его же компенсации.

Переходное сопротивление (T). коэффициент пропорциональности между входным током I_{IN} , и выходным напряжением V_{OUT} в источнике напряжения, управляемым током: $T = V_{OUT} / I_{IN}$.

Переходная характеристика $h(t)$. Отклик на ступенчатое воздействие. Связан с частотной характеристикой преобразованием Фурье.

Полоса пропускания ОУ (частота среза). Частота, на которой модуль коэффициента усиления уменьшается в два раза (Рис. 1). Обычно применяется для характеристики усилителей на ОУ.

Потенциальный вход. Вход, входное сопротивление которого много больше выходного сопротивления источника сигнала.

Потребляемая мощность. Мощность, потребляемая усилителем в отсутствие нагрузки.

Потребляемый ток. Ток, потребляемый усилителем в отсутствие нагрузки.

Предельный входной ток. Максимальное значение входного тока ОУ, не вызывающее необратимых изменений в усилителе.

Прецизионный ОУ. Усилитель с напряжением смещения менее 500 мкВ и коэффициентом усиления более 120 дБ (1000000).

Разность входных токов. Разность токов, протекающих через входы дифференциального ОУ при заданном значении входного напряжения.

Рассеиваемая мощность. Мощность, рассеиваемая корпусом интегральной схемы, при условии, что ее параметры не выходят за допустимые пределы.

Скорость нарастания выходного напряжения. Производная выходного напряжения по времени (Рис. 4). Схема измерения приведена на Рис. 5.

Спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу. Спектральная плотность напряжения шума на выходе ОУ, поделенная на коэффициент усиления.

Температурный дрейф (коэффициент) напряжения смещения. Производная напряжения смещения по температуре. Обычно используется температурный дрейф (коэффициент) входного напряжения смещения, обозначаемый как $TCV_{OS} = \partial V_{OS} / \partial T$.

Температурный дрейф разности входных токов. Производная разности входных токов по температуре.

Токовый вход. Вход, входное сопротивление которого много меньше выходного сопротивления источника сигнала.

Ток управления. Ток, под воздействием которого изменяются параметры ОУ.

Устойчивость. Способность системы, находящейся в положении равновесия, возвращаться в точку равновесия после незначительного отклонения.

Фазо-частотная характеристика. Зависимость фазы выходного напряжения ОУ от частоты.

Фликкер-шум. Шум в области частот от 0 до верхней частоты фликкер-шума, спектральная плотность которого пропорциональна $1/f^n$, где $n > 0$, обычно 1...2. Типичный вид графика спектральной плотности приведен на Рис. 2.

Частотная характеристика. Зависимость коэффициента усиления ОУ от частоты.

Частота единичного усиления. Частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице.

Частота полной амплитуды. Частота, на которой максимальный квадрат амплитуды выходного напряжения уменьшается в два раза.

Частота среза. Частота, на которой квадрат модуля коэффициента усиления уменьшается в два раза. Обычно применяется для характеристики самого ОУ (Рис. 1).

Рис. 10. Схема измерения выходного сопротивления

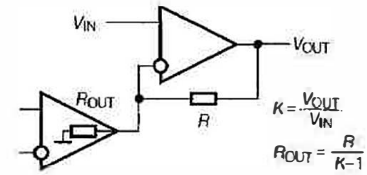


Рис. 11. Схема измерения коэффициента влияния напряжения питания

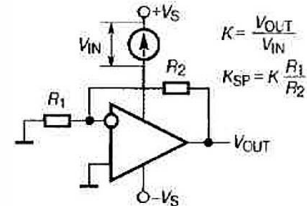


Рис. 12. Схема измерения коэффициента подавления синфазного напряжения

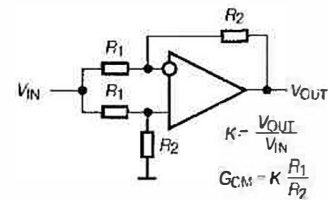


Рис. 13. Схема измерения коэффициента усиления по напряжению

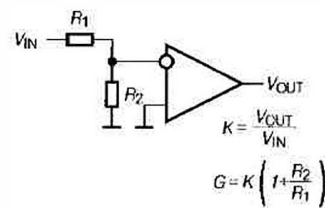
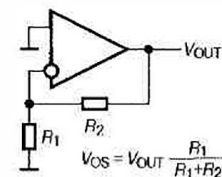


Рис. 14. Схема измерения напряжения смещения



ВВЕДЕНИЕ

Операционный усилитель (ОУ), выполнявший электронным путем интегрирование и дифференцирование, был изобретен в 1938 г. Тогда ОУ собирались на лампах и являлись основным узлом аналоговых вычислительных машин, которые до конца 50-х гг. составляли основу вычислительной техники. Первые монолитные интегральные ОУ (уступающие по основным параметрам ламповым) были разработаны Р. Уидларом и серийно выпускались компанией «Fairchild Semiconductor Corporation» с начала 60-х гг. Основой их производства послужила биполярная технология. По мере развития полупроводниковой технологии параметры интегральных усилителей постоянно улучшались и расширялась их область применения. Одновременно с этим происходил бурный рост цифровых вычислительных машин, которые практически вытеснили аналоговые. В результате этого ОУ практически перестали применяться для проведения высокоточных вычислительных операций, и их основной областью применения стали усилительные устройства со стабильным коэффициентом передачи. Благодаря постоянному совершенствованию технологии, сопровождавшемуся появлением новых схемотехнических решений, область применения ОУ расширилась настолько, что в настоящее время большинство низкочастотных усилительных устройств построены либо с явным применением ОУ, либо по схемам на их основе.

Термин «операционный усилитель» возник в аналоговой технике; так называли усилители, которые применялись для выполнения

математических операций в аналоговых вычислительных машинах. Основные требования, предъявляемые к этим усилителям, заключались в том, чтобы результат выполнения операции не зависел от их параметров. Для этого усилитель охватывался отрицательной обратной связью, так как при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя вид выполняемой операции определялся только параметрами цепи обратной связи и не зависел от параметров усилителя. Исходя из этого, операционным стали называть усилитель, предназначенный для выполнения вычислительных операций в аналоговом виде, влияние параметров которого на результат выполнения операции пренебрежимо мало. В настоящее время ОУ также называют интегральные схемы, предназначенные для применения в этом качестве.

Компараторы как отдельный компонент электронных устройств появились позже ОУ. Они являлись встроенными узлами аппаратуры и разрабатывались в ее составе, например как составная часть формирователя импульсов или триггера Шмитта. Эта тенденция сохранилась и в наше время, когда компараторы, как и ОУ, встраиваются в интегральные схемы. Это обстоятельство, а также то, что компаратор может выполнять только одну операцию — сравнение напряжений, приводит к тому, что номенклатура выпускаемых интегральных схем компараторов значительно уже ОУ и, соответственно, им в этой книге уделено значительно меньше места.

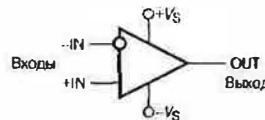
ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ И КОМПАРАТОРАХ

Основным способом построения устройств, выполняющих аналоговые вычислительные операции, является охват ОУ отрицательной обратной связью. Отрицательная обратная связь — схемотехнический прием, при котором часть выходного сигнала подается на вход так, чтобы вызываемое этой частью действие было направлено противоположно действию входного сигнала. В этом случае вид операции задается структурой цепей обратной связи, а в качестве операционного подбирается усилитель, влияние которого на результат выполнения операции было бы пренебрежимо мало. Этот режим работы ОУ обычно имеется в виду при обсуждении работы схем на ОУ, за исключением, конечно, тех случаев, когда обсуждается влияние параметров усилителя на работу схемы.

На Рис. 15 представлено обозначение наиболее распространенного типа ОУ, выходное напряжение которого пропорционально разности входных напряжений. Усилитель описывается соотношением:

$$V_{\text{OUT}} = G(V_{+\text{IN}} - V_{-\text{IN}}), \quad (1)$$

Рис. 15. Условное обозначение ОУ и название его выводов



- +IN — неинвертирующий вход
- IN — инвертирующий вход
- OUT — выход
- +Vs — вывод для подачи положительного напряжения питания
- Vs — вывод для подачи отрицательного напряжения питания

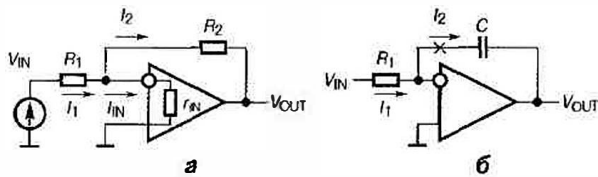
где G — коэффициент усиления ОУ, обычно $G > 10000$;

$V_{+\text{IN}}, V_{-\text{IN}}$ — входные напряжения;

V_{OUT} — выходное напряжение.

Как видно из соотношения (1), входы усилителя не равнозначны; вход, усиление с которого отрицательно, называется инвертирующим и выделяется на схемах кружочком. Другой вход называется,

Рис. 16. Инвертирующее включение ОУ:
а — усилитель; б — интегратор



соответственно, неинвертирующим. На этом же рисунке приведены традиционные названия выводов ОУ, используемые в этой книге.

Основными свойствами ОУ являются большой коэффициент усиления и устойчивость (отсутствие самовозбуждения) при охвате отрицательной обратной связью. Покажем, что этих свойств достаточно для того, чтобы вид операции, выполняемой с помощью ОУ, определялся только цепью обратной связи. На **Рис. 16а** представлен усилитель с не равным нулю входным сопротивлением r_{IN} , охваченный цепью обратной связи, состоящей из резисторов R_1 и R_2 . Если коэффициент усиления усилителя бесконечно большой, то конечное напряжение на его выходе возможно только тогда, когда входное напряжение равно нулю. Так как усилитель имеет не равное нулю входное сопротивление, равно нулю входного напряжения автоматически влечет за собой равенство нулю входного тока. Эта ситуация возможна в одном единственном случае — когда токи I_1 и I_2 , протекающие по резисторам, равны по абсолютной величине, но противоположны по знаку, а напряжение в точке их соединения равно нулю:

$$I_1 = \frac{V_{IN}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{V_{OUT}}{R_2}, \quad I_1 + I_2 = I_{IN} = 0. \quad (2)$$

Из этого следует, что

$$V_{OUT} = I_2 R_2 = -I_1 R_2 = -V_{IN} \frac{R_2}{R_1}, \quad K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (3)$$

то есть схема представляет собой инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $K = -R_2/R_1$. Этот усилитель производит умножение входной величины на константу, равную $-R_2/R_1$, причем вид операции (умножение на константу) определяется тем, что цепь обратной связи состоит из двух резисторов. Если, например, сопротивление R_2 заменить емкостью C , то получится интегратор с постоянной времени $\tau = R_1 C$ (**Рис. 16б**). Выражение для его выходного напряжения прямо следует из выражения (2), поскольку выходное напряжение представляет собой интеграл тока I_2 , протекающего по конденсатору, так как напряжение на выводе конденсатора, присоединенного ко входу ОУ, считаем равным нулю:

$$V_{OUT} = \frac{1}{C} \int I_2 dt = -\frac{1}{C} \int I_1 dt = -\frac{1}{C} \int \frac{V_{IN}}{R_1} dt = -\frac{1}{\tau} \int V_{IN} dt. \quad (4)$$

В обоих рассмотренных случаях выполняемая схемой операция определялась только цепью обратной связи, а от параметров усилителя не зависела. Заметим, что для получения этого результата мы исходили из того, что напряжение на входе усилителя равно нулю, а по входам не протекает ток, поэтому для реализации аналоговых операций в цепь обратной связи можно устанавливать *любые* компоненты, главное, чтобы схема оставалась устойчивой,

то есть не возбуждалась. Сделанные рассуждения справедливы и для частотной области. В этом случае напряжения и токи представляются в комплексной форме, а схема характеризуется частотной характеристикой (H), равной отношению выходного напряжения ко входному, выраженному в комплексной форме. Для определения частотной характеристики следует в выражения (2) подставить импедансы компонентов цепи обратной связи. Например, для схемы на **Рис. 16а** $H = -R_2/R_1$. Для интегратора следует заменить R_2 в выражениях (2) и (3) на импеданс конденсатора, равный $1/j\omega C$. Частотная характеристика интегратора (H_I) представляется в этом случае выражением, соответствующим выражению (4) во временной области:

$$H_I = \frac{1/j\omega C}{R_1} = -\frac{1}{j\omega C R_1} = \frac{1}{j\omega \tau}. \quad (5)$$

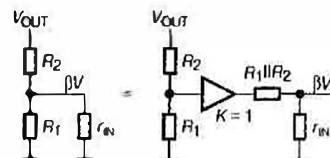
В предыдущих рассуждениях мы исходили из того, что коэффициент усиления ОУ бесконечен, поэтому напряжение на входе усилителя считали равным нулю. Это утверждение обычно формулируется как принцип виртуального нуля, согласно которому в устойчивой схеме ОУ через цепи обратной связи создается на своем входе напряжение, равное нулю, а ток по входам не течет. Принцип имеет общий характер и справедлив для усилителя с конечным коэффициентом усиления. Он просто следует из того, что в устойчиво работающей схеме отношение выходного напряжения ОУ ко входному равно коэффициенту усиления. Увеличивая коэффициент усиления, можно сделать входные напряжения и ток сколь угодно малыми, вплоть до того, чтобы ими можно было пренебречь.

Рассмотрим теперь более подробно основные соотношения для двух основных схем включения ОУ — инвертирующей и неинвертирующей. Мы уже встречались с инвертирующей схемой — ее варианты приведены на **Рис. 16**.

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя, изображенную на **Рис. 16а**. Напомним, что отрицательная обратная связь — схемотехнический прием, при котором часть выходного сигнала подается на вход так, чтобы вызываемое этой частью действие было направлено противоположно действию входного сигнала. Величина обратной связи характеризуется коэффициентом обратной связи, равным коэффициенту передачи с выхода усилителя на его вход. Он традиционно обозначается буквой β . Глубина обратной связи характеризуется коэффициентом усиления по петле обратной связи, который равен произведению коэффициента усиления усилителя на коэффициент обратной связи. Традиционного обозначения коэффициент усиления по петле обратной связи не имеет.

Цепочка обратной связи при инвертирующем включении ОУ изображена на **Рис. 17**. Поскольку параллельно резистору R_1 включено входное сопротивление усилителя, оно будет влиять на коэффициент обратной связи. Чтобы найти выражение для коэффициента обратной связи, представим цепь обратной связи в виде источника напряжения с коэффициентом передачи $R_1/(R_1 + R_2)$, равным коэффициенту передачи делителя напряжения, и выходным сопротивлением, равным выходному сопротивлению делителя

Рис. 17. Преобразование цепи обратной связи инвертирующего и неинвертирующего включения ОУ



напряжения: $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. На рисунке источник напряжения представлен в виде делителя напряжения и усилителя с коэффициентом передачи равным единице. Коэффициент обратной связи равен произведению коэффициента передачи с выхода усилителя на ослабление, вносимое входным сопротивлением:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_1} \parallel R_2, \quad R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6)$$

Первый сомножитель представленного выражения описывает коэффициент передачи делителем напряжения из двух резисторов, второй — ослабление коэффициента передачи входным сопротивлением ОУ. (Здесь и далее для обозначения параллельного соединения используется традиционное обозначение двумя вертикальными чертами.) Коэффициент усиления по петле обратной связи равен, очевидно, $G\beta$.

Напряжение V_{-IN} на инвертирующем входе усилителя равно сумме составляющих входного и выходного напряжений. Коэффициент передачи со входа на инвертирующий вход ОУ находится точно так же, как коэффициент обратной связи. Его значение выражается соотношением (6), в котором R_1 и R_2 поменяны местами. Таким образом, напряжение V_{-IN} равно:

$$V_{-IN} = V_{IN} \frac{R_2}{R_2 + R_1} \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_2} \parallel R_1 + V_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_1} \parallel R_2 = \left(V_{OUT} + V_{IN} \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_1} \parallel R_2 = \left(V_{OUT} + V_{IN} \frac{R_2}{R_1} \right) \beta.$$

Выходное напряжение в G раз больше входного, так как усиленное напряжение подается на инвертирующий вход:

$$V_{OUT} = -G V_{-IN} = - \left(V_{OUT} + V_{IN} \frac{R_2}{R_1} \right) G\beta, \quad K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{G\beta}{1 + G\beta}. \quad (7)$$

Как и ожидалось, коэффициент усиления схемы при увеличении коэффициента усиления усилителя стремится к значению $-R_2/R_1$. При бесконечно большом коэффициенте усиления ОУ коэффициент усиления схемы был бы в точности равен $-R_2/R_1$ и от параметров ОУ не зависел. Этот предельный случай, когда коэффициент усиления усилителя равен бесконечности, называют случаем идеального ОУ. В этом случае напряжение V_{-IN} на входе ОУ будет равно нулю, так как любое, самое малое отклонение напряжения на входе от нуля вызовет бесконечно большое напряжение на выходе. Отли-

чие коэффициента усиления схемы от $-R_2/R_1$ зависит от коэффициента усиления по петле обратной связи. На **Рис. 18** представлен график зависимости коэффициента усиления схемы от коэффициента усиления по петле обратной связи, построенный согласно выражению (7). В области, где $G\beta \gg 1$, коэффициент усиления схемы очень слабо зависит от коэффициента усиления ОУ и близок к величине $-R_2/R_1$, которая задается цепью обратной связи. В этой области коэффициент усиления схемы можно разложить в ряд по степеням $G\beta$. Как известно, ошибка округления в этом случае меньше наибольшего отброшенного члена:

$$K = \frac{R_2}{R_1} \frac{G\beta}{1 + G\beta} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{G\beta}} = - \frac{R_2}{R_1} \left(1 - \frac{1}{G\beta} + \frac{1}{(G\beta)^2} - \frac{1}{(G\beta)^3} + \dots \right) \quad (8)$$

Например, уже при $G\beta = 10$ можно ограничиться только первым членом разложения, так как ошибка, вызванная этим округлением, меньше 1%.

Требования к коэффициенту усиления усилителя можно оценить следующим образом. При бесконечно большом коэффициенте усиления ОУ коэффициент усиления схемы будет равен $-R_2/R_1$, и от параметров усилителя зависеть не будет. Это желаемый результат; обозначим его как $K(\infty) = -R_2/R_1$. При конечном коэффициенте усиления $K(G)$ равен выражению (7):

$$K(G) = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{G\beta}} = K(\infty) \frac{1}{1 + \frac{1}{G\beta}}; \quad (9)$$

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{K(\infty) - K(G)}{K(\infty)} = \frac{1}{1 + G\beta} \approx \frac{1}{G\beta} \quad \text{при } G\beta \gg 1. \quad (10)$$

Таким образом, точность, с которой реализуется коэффициент усиления, обратно пропорциональна коэффициенту усиления по петле обратной связи.

Неинвертирующая схема включения ОУ приведена на **Рис. 19а**. Ее коэффициент усиления положительный, в отличие от ранее рассмотренной инвертирующей схемы, у которой этот коэффициент отрицательный. Как и у инвертирующей схемы, напряжение V_{-IN} на инвертирующем входе усилителя равно сумме составляющих входного и выходного напряжений. Коэффициент передачи с выхода усилителя на инвертирующий вход является коэффициентом обратной связи. Так как передача напряжения с выхода на вход производится точно так же, как и у инвертирующей схемы, коэффициенты обратной связи обеих схем равны и задаются выражением (6). Передача напряжения со входа схемы на инвертирующий вход ОУ происходит через его входное сопротивление.

Рис. 18. Зависимость коэффициента усиления (K) от Gβ

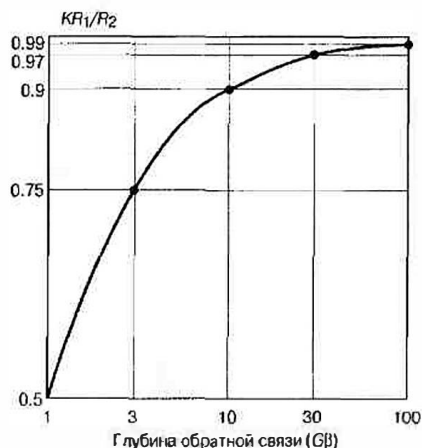
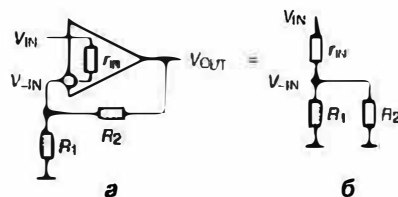


Рис. 19. Неинвертирующая схема включения ОУ



Цепочка передачи напряжения приведена на **Рис. 19б**. Коэффициент передачи здесь равен $(R_1 || R_2)/(R_1 || R_2 + r_{IN})$. Таким образом, напряжение на инвертирующем входе равно:

$$V_{-IN} = V_{IN} \frac{R_1 || R_2}{r_{IN} + R_1 || R_2} + V_{OUT} \beta.$$

Выходное напряжение в G раз больше входного, поэтому:

$$V_{OUT} = (V_{+IN} - V_{-IN})G = \left(V_{IN} - \left(V_{IN} \frac{R_1 || R_2}{r_{IN} + R_1 || R_2} + V_{OUT} \beta \right) \right) G = \\ = \left(V_{IN} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{OUT} \right) G \beta.$$

Из последнего выражения находим коэффициент усиления схемы:

$$K(G) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{G \beta}{1 + G \beta} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{G \beta}} = K(\infty) \frac{1}{1 + \frac{1}{G \beta}}. \quad (11)$$

Здесь $K(\infty) = 1 + R_2/R_1$. Полученное выражение (11) для коэффициента усиления по структуре в точности равно выражению (9) для инвертирующей схемы. Поэтому точность, с которой реализуется коэффициент усиления, выражается в этом случае соотношением (10).

Найдем входные сопротивления инвертирующей и неинвертирующей схем включения ОУ, учитывая конечное значение входного сопротивления r_{IN} .

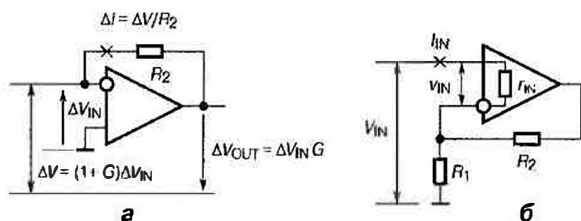
Входное сопротивление инвертирующей схемы равно сумме сопротивлений резистора R_1 и входного сопротивления ОУ, охваченного отрицательной обратной связью (**Рис. 16а**). Последнее равно параллельно соединенным входному сопротивлению ОУ и сопротивлению, вносимому резистором обратной связи R_2 . Сопротивление, вносимое резистором обратной связи, равно $R_2/(1 + G)$. Вычисление входного сопротивления иллюстрируется на **Рис. 20а**. Как показано на этом рисунке, при изменении входного напряжения на величину ΔV_{IN} напряжение, прикладываемое к резистору R_2 , равно $\Delta V_{IN} (1 + G)$. Поэтому сопротивление, вносимое резистором обратной связи, будет в $(1 + G)$ раз меньше R_2 . Таким образом, входное сопротивление инвертирующей схемы равно:

$$R_{IN} = R_1 + r_{IN} || \frac{R_2}{1 + G} = R_1 + \frac{r_{IN} R_2}{r_{IN} (1 + G) + R_2} = R_1 + \frac{R_2}{(1 + G) + R_2 / r_{IN}} = \\ = R_1 \left(1 + \frac{-K}{(1 + G) + R_2 / r_{IN}} \right) < R_1 \left(1 + \frac{-K}{1 + G} \right) \approx R_1 \left(1 + \frac{|K|}{G} \right). \quad (12)$$

Здесь использованы соотношения $R_2 = -KR_1$, $G \gg 1$.

Рис. 20. Входные цепи:

а — инвертирующей схемы; **б** — неинвертирующей схемы



Входное сопротивление неинвертирующей схемы можно найти, исходя из того, что по входному сопротивлению ОУ протекает входной ток схемы (**Рис. 20б**):

$$R_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{V_{IN}}{V_{IN} / r_{IN}} = r_{IN} \frac{V_{IN}}{V_{OUT} / G} = r_{IN} \frac{G}{K}. \quad (13)$$

При $G \rightarrow \infty$ входное сопротивление неинвертирующей схемы стремится к бесконечности; в реальных усилителях оно ограничивается входным сопротивлением усилителя по синфазному сигналу. Выражение для входного сопротивления в этом случае приведено в разделе «Параметры инвертирующей и неинвертирующей схем на постоянном токе».

Определим выходное сопротивление инвертирующей схемы. Схема выходных цепей усилителя приведена на **Рис. 21**. ОУ представлен в ней источником напряжения с выходным сопротивлением r_{OUT} . Положим, что выходное напряжение изменилось на величину ΔV_{OUT} . Так как ОУ охвачен обратной связью с коэффициентом обратной связи β , это вызовет изменение входного напряжения усилителя на величину $\Delta V_{OUT} \beta$. Оно усилится в ΔG раз и вызовет изменение напряжения источника напряжения, представляющего выходную цепь усилителя, на величину $-\Delta V_{OUT} G \beta$, так как знак обратной связи — отрицательный. Суммарное изменение напряжения на выходном сопротивлении составит величину $\Delta V_{OUT} - (-\Delta V_{OUT} G \beta) = \Delta V_{OUT} (1 + G \beta)$, что вызовет изменение выходного тока I_{OUT} на величину $\Delta I_{OUT} = \Delta V_{OUT} (1 + G \beta) / r_{OUT}$. Выходное сопротивление схемы, следовательно, равно:

$$R_{OUT} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = \frac{r_{OUT}}{1 + G \beta}. \quad (14)$$

Поскольку коэффициент обратной связи обеих схем одинаков, то выходные сопротивления этих схем численно равны. Выходное сопротивление неинвертирующей схемы также выражается соотношением (14). Параметры обеих схем включения ОУ приведены в **Табл. 1**.

В заключение этого раздела укажем еще одну область применения усилителей с большим коэффициентом усиления — сравнение напряжений. Усилитель, предназначенный для сравнения двух напряжений, называется компаратором. На схемах компаратор обозначается так же, как и ОУ. В тех случаях, когда требуется указать, что изображен именно компаратор, внутрь треугольника, обозначающего усилитель, помещают знак равенства (=).

Если ОУ можно применить для реализации множества вычислительных операций, то компаратор может выполнять только одну операцию — сравнение напряжений. Компараторы работают без охвата отрицательной обратной связью и характеризуются двумя уровнями выходного напряжения: ВЫСОКИМ и НИЗКИМ. ВЫСОКИЙ уровень выходное напряжение принимает при $V_{+IN} > V_{-IN}$, НИЗКИЙ — при $V_{+IN} < V_{-IN}$. Поэтому основным свойством компаратора является быстрый переход его выходного каскада из одного уровня

Рис. 21. Выходная цепь схемы на ОУ с обратной связью

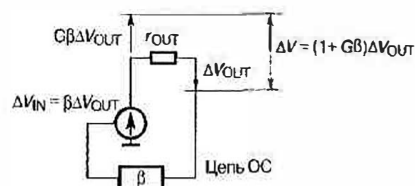


ТАБЛИЦА 1. ПАРАМЕТРЫ ИНВЕРТИРУЮЩЕЙ И НЕИНВЕРТИРУЮЩЕЙ СХЕМ ВКЛЮЧЕНИЯ ОУ

Параметр	β	K	R_{IN}	R_{OUT}
Инвертирующая схема	$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_1} \parallel R_2$	$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{G\beta}{1 + G\beta}$	$R_1 \left(1 + \frac{-K}{(1+G) + R_2/r_{IN}} \right)$	$\frac{r_{OUT}}{1 + G\beta}$
Неинвертирующая схема		$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{G\beta}{1 + G\beta}$	$r_{IN} \frac{G}{K}$	

в другой под воздействием входного напряжения. В этом заключается основное отличие компаратора от ОУ. ОУ не может переключаться так быстро, как компаратор, так как он должен быть устойчив при охвате его обратной связью, что приводит к установке в его схему элементов, задерживающих в нем распространение сигнала. Еще одним отличием компаратора от ОУ является то, что нагрузкой компаратора часто служит вход цифровой интегральной схемы, поэтому в схему интегрального компаратора закладывают возможность ее стыковки с определенным типом логических микросхем, например ТТЛ или КМОП.

Как следует из сделанных замечаний, ОУ может применяться в качестве компаратора, если он удовлетворяет требованиям по задержке, коэффициенту усиления и уровням выходного напряжения, но компаратор, как правило, нельзя охватывать отрицательной обратной связью.

Рассмотрим, в качестве примера, применение компаратора в формирователе импульсов частотомера. Схема частотомера приведена на Рис. 22. Формирователь импульсов установлен после входного аттенюатора. Напряжение, поступающее на его вход, в общем случае состоит из смеси широкополосного сигнала и шума. Формирователь должен выработать последовательность импульсов, амплитуда которых должна быть достаточной для подсчета их счетчиком, а частота равна частоте сигнала. Если бы спектры сигнала и шума не перекрывались, то для выделения сигнала из шума можно было бы применить фильтр. Для разделения широкополосного сигнала и шума здесь применено пороговое устройство.

Пороговое устройство, применяемое в данном формирователе импульсов, представляет собой инвертирующий триггер Шмитта. Он состоит из компаратора, охваченного положительной обратной связью через делитель напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Напряжение на выходе делителя фиксируется двуханодным стабилитроном с напряжением стабилизации V_{ST} . Как видно из схемы, если напряжение на входе триггера будет выше, чем $V_{ST}R_2/(R_1 + R_2)$, то на его выходе установится НИЗКИЙ уровень напряжения. Соответственно, если напряжение на входе триггера будет ниже, чем $-V_{ST}R_2/(R_1 + R_2)$, то на выходе установится ВЫСОКИЙ уровень напряжения. Напряжения $V_{+TH} = +V_{ST}R_2/(R_1 + R_2)$ и $V_{-TH} = -V_{ST}R_2/(R_1 + R_2)$ называются соответственно верхним и нижним порогами срабатывания триггера Шмитта. Входное и выходное напряжения находятся в противофазе, поэтому триггер назван инвертирующим. Обратите внимание на то, что напряже-

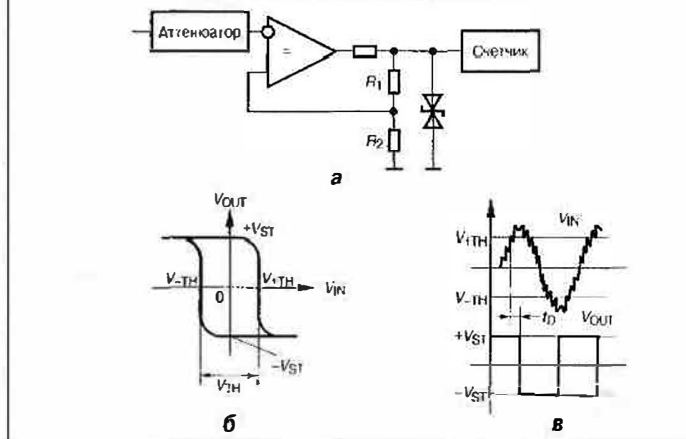
ние верхнего порога — выше нижнего порога срабатывания. Поэтому, например, НИЗКИЙ уровень напряжения на выходе установится при превышении верхнего порога, а чтобы потом установить ВЫСОКИЙ уровень выходного напряжения, нужно приложить ко входу напряжение ниже нижнего порога. Это свойство переходной характеристики называется гистерезисом. Переходная характеристика изображена на Рис. 22б. Разница напряжений между порогами называется шириной петли гистерезиса и обозначена на рисунке V_{TH} .

Для быстрого срабатывания триггера требуется, чтобы глубина положительной обратной связи была много больше единицы, откуда следует, что коэффициент усиления компаратора должен быть больше, чем:

$$G \gg \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Для оценки требований по задержке допустим, как обычно полагают, что длительность задержки (t_D) меньше четверти периода колебания. Тогда максимальная частота, на которой может работать формирователь, будет равна $1/(4t_D)$. Временная диаграмма работы формирователя представлена на Рис. 22в.

Рис. 22. Формирователь импульсов частотомера: а — схема; б — переходная характеристика; в — временные диаграммы



ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И КОМПАРАТОРОВ

Определение параметров приведено в разделе «Основные понятия, термины, определения».

Основными параметрами ОУ или компаратора являются:

- время задержки;
- входной ток;
- коэффициент ослабления синфазной помехи;
- коэффициент усиления;
- напряжение смещения;
- скорость нарастания выходного напряжения;
- спектральная плотность входного тока;
- спектральная плотность напряжения, приведенная ко входу;

- уровень выходного напряжения;
- частота единичного усиления.

Прочие параметры применяются редко и кратко описаны в разделе «Основные понятия, термины, определения». Ниже приводится назначение основных параметров. Следует иметь в виду, что как ОУ, так и компаратор проявляет свои лучшие усилительные свойства в диапазоне частот от нуля до так называемой частоты среза f_C , на которой величина его коэффициента усиления уменьшается на 3 дБ (в $2^{1/2}$ раз). Поэтому значения параметров, приводимые в справочниках, обычно измеряются на постоянном токе.

Время задержки t_D . Параметр обычно применяется для характеристики компараторов. Он представляет возможность компаратора различать события во времени, например, максимальная частота, на которой может работать компаратор, будет равна $1/(4t_D)$, где t_D — время задержки.

Входной ток I_B . Характеризует возможность применения данного ОУ или компаратора для измерения постоянного тока. Минимальный постоянный ток, который можно обнаружить компаратором, и ошибка измерения тока с помощью ОУ примерно равны входному току.

Напряжение смещения V_{OS} . Имеется в виду входное напряжение смещения, которое характеризует возможность применения данного ОУ для измерения постоянного напряжения. Минимальное постоянное напряжение, которое можно обнаружить усилителем или компаратором, примерно равно напряжению смещения. Так же, как и при измерении постоянного тока, ошибка измерения напряжения примерно равна напряжению смещения.

Коэффициент ослабления синфазной помехи G_{CM} . Характеризует дифференциальное напряжение, которое можно обнаружить усилителем или компаратором на фоне постоянного напряжения. Минимальное дифференциальное напряжение, которое можно обнаружить в присутствии на его входах постоянного напряжения V , примерно равно V/G_{CM} .

Коэффициент усиления G . Непосредственно характеризует усилительные свойства ОУ или компаратора. За частотой среза коэффициент усиления обычно уменьшается обратно пропорционально частоте. Для устойчивой работы усилителя при охвате его обратной связью требуется, чтобы сдвиг фазы с запасом (обычно 45°) не превышал 360° . Как показано в разделе «Коррекция частотной характеристики», признаком устойчивости ОУ является падение коэффициента усиления за частотой среза обратно пропорционально частоте.

Скорость нарастания выходного напряжения SR . Характеризует максимальное выходное напряжение и максимальную амплитуду импульса, формируемого компаратором или ОУ на частотах

высокой частоты полной амплитуды. Максимальная амплитуда A_1 выходного импульса длительности t выражается соотношением:

$$A_1 = SRt.$$

Скорость нарастания связана с амплитудой A_S выходного синусоидального напряжения частоты f соотношением:

$$SR = 2\pi f A_S.$$

Частота, на которой размах выходного напряжения (двойная амплитуда) достигает величины максимального выходного напряжения, приблизительно равна частоте полной амплитуды, на которой квадрат амплитуды выходного напряжения уменьшается в два раза. На частотах ниже частоты полной амплитуды усилитель развивает максимальное выходное напряжение.

Спектральная плотность входного тока S_I . Характеризует возможность применения данного ОУ для измерения переменного тока. Минимальный квадрат переменного тока, который можно обнаружить усилителем или компаратором в полосе частот Δf , оценивается выражением $S_I^2 \Delta f$ или соответствующим интегралом.

Спектральная плотность напряжения, приведенная ко входу, S_V . Характеризует возможность применения данного ОУ для измерения переменного напряжения. Минимальный квадрат переменного напряжения, который можно обнаружить усилителем или компаратором в полосе частот Δf , оценивается выражением $S_V^2 \Delta f$ или соответствующим интегралом.

Уровень выходного напряжения V_{OUT1} , V_{OUT0} . Представляют собой стыковочные параметры компаратора или усилителя с цифровым устройством по уровням входного напряжения устройства.

Частота единичного усиления является наивысшей частотой, в области которой усилитель или компаратор еще проявляет усилительные свойства, по крайней мере, усиливает по напряжению. Значение частоты единичного усиления обычно используется для оценки коэффициента усиления за частотой среза и оценки частоты среза.

ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Структурно любой ОУ и компаратор состоит из входного, выходного и усилительного каскадов. Входной каскад производит предварительное усиление и согласует вход с последующим усилительным каскадом, выходной каскад представляет собой управляемый напряжением источник с требуемым выходным сопротивлением. В усилительном каскаде производится формирование частотной характеристики и требуемое усиление по напряжению.

Рассмотрим особенности частотных характеристик усилителей, построенных на различных типах ОУ. Различие типов заключается в различии входного и выходного каскадов: потенциальный или токовый. Это приводит к различным соотношениям между коэффициентом усиления и глубиной обратной связи, что, в свою очередь, определяет частотные свойства и область применения ОУ. Ниже приводятся основные соотношения для расчета схем на усилителях разного типа. При расчете частотных свойств будем полагать, что усилители всех типов имеют однополюсную частотную характеристику вида:

$$k(j\omega) = \frac{k_0}{1 + j\omega/\omega_c} \approx -j \frac{k_0 \omega_c}{\omega} = -j \frac{\omega_1}{\omega} \quad \text{при } \omega > \omega_c,$$

где k_0 — коэффициент передачи на постоянном токе;
 ω_c — частота среза частотной характеристики: $|k(j\omega_c)|^2 = k_0^2/2$;
 $\omega_1 = k_0 \omega_c$ — частота единичного усиления.

Заметим, что частота среза, на которой начинается спад частотной характеристики, обычно не превышает нескольких десятков герц.

ИСТОЧНИК НАПЯЖЕНИЯ, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПЯЖЕНИЕМ (ИНУН)

ОУ этого типа управляются напряжением, то есть имеют потенциальный вход. У них с выхода снимается напряжение, на вход также подается напряжение. Связь между выходным V_{OUT} и входным V_{IN} напряжениями дается соотношением $V_{OUT} = G(j\omega)V_{IN}$, где G — коэффициент усиления по напряжению. Схема инвертирующего усилителя приведена на **Рис. 23**. Для ясности входное сопротивление считаем равным бесконечности, выходное — нулю. Основным соотношением для этой схемы является выражение:

$$V_{OUT} = - \left(V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) G = - \left(V_{IN} \frac{R_2}{R_1} + V_{OUT} \right) \beta G,$$

$$\text{где } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

$$\text{Из которого следует: } K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{G\beta}{1 + G\beta} \approx - \frac{R_2}{R_1},$$

при $G\beta \gg 1$.

Приближение $K \approx -R_2/R_1$ справедливо до частоты $\omega < \omega_{MAX}$, на которой $|G\beta| = 1$. Подставляя в это соотношение выражение для G на высоких частотах: $G = -j\omega_1/\omega$ — и β при больших коэффициентах усиления: $\beta \approx R_2/R_1 = 1/K$, — получим

Рис. 23. Схема инвертирующего усилителя на ИНУН

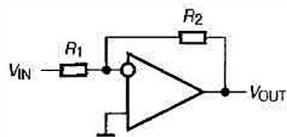
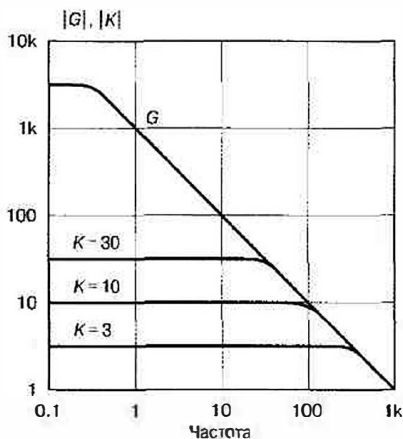


Рис. 24. Зависимость коэффициента усиления усилителя типа ИНУН от частоты



$$\omega_{\text{MAX}} = \frac{G_0}{K} \omega_1,$$

где ω_{MAX} — верхняя граничная частота усилителя.

Последнее выражение отражает постоянство произведения коэффициента усиления на полосу частот.

Характерный вид графика зависимости коэффициента усиления от частоты приведен на Рис. 24. Как следует из полученных соотношений, отличительной особенностью схем на ОУ этого типа является постоянство произведения коэффициента усиления на верхнюю граничную частоту. Оно следует из того, что ОУ данного типа управляются напряжением, поэтому глубина обратной связи обратно пропорциональна коэффициенту усиления схемы, то есть чем больше коэффициент усиления, тем уже полоса усиливаемых частот. Неинвертирующая схема на ОУ типа ИНУН имеет ту же верхнюю граничную частоту.

ИСТОЧНИК НАПРЯЖЕНИЯ, УПРАВЛЯЕМЫЙ ТОКОМ (ИНУТ)

ОУ этого типа управляются током, то есть имеют токовый вход. У них с выхода снимается напряжение, на вход подается ток. Связь между выходным напряжением V_{OUT} и входным током I_{IN} дается соотношением $V_{\text{OUT}} = T(I_{\text{IN}})$, где T — переходное сопротивление (трансимпеданс). Входное и выходное сопротивления для простоты считаем равными нулю. Схема инвертирующего усилителя приведена на Рис. 25. Обратите внимание на то, что усилители этого типа имеют специальное обозначение. Треугольник, размещенный в кружке между входами, указывает на токовый вход. Основным соотношением для этой схемы является выражение:

$$V_{\text{OUT}} = - \left(\frac{V_{\text{IN}}}{R_1} + \frac{V_{\text{OUT}}}{R_2} \right) T = - \left(V_{\text{IN}} \frac{R_2}{R_1} + V_{\text{OUT}} \right) \frac{T}{R_2}.$$

Рис. 25. Схема инвертирующего усилителя на ИНУТ

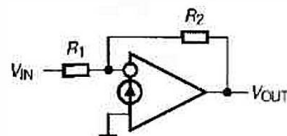
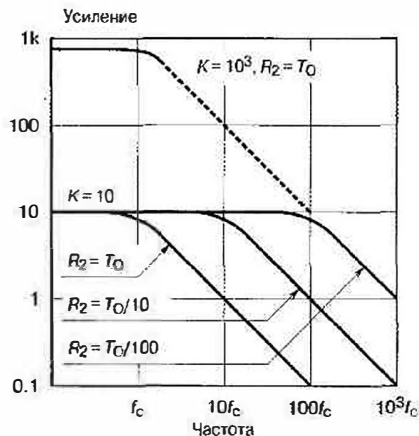


Рис. 26. Зависимости коэффициента усиления усилителя типа ИНУТ от частоты



Коэффициент усиления по петле обратной связи здесь равен T/R_2 . Этим же выражением определяется коэффициент усиления по напряжению. Из полученного соотношения следует:

$$K = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = \frac{R_2}{R_1} \frac{T/R_2}{1+T/R_2} = \frac{R_2}{R_1} \text{ при } T/R_2 \gg 1.$$

Приближение $K = -R_2/R_1$ справедливо до частоты $\omega < \omega_{\text{MAX}}$, на которой $|T/R_2| = 1$. Подставляя в это соотношение выражение для T на высоких частотах: $T = -jT_0\omega_C/\omega$, — получим:

$$\omega_{\text{MAX}} = \frac{T_0}{R_2} \omega_C = \omega_1(R_2),$$

где ω_{MAX} — верхняя граничная частота усилителя;

$\omega_1(R_2)$ — частота единичного усиления для данного значения R_2 . На этой частоте коэффициент усиления по напряжению равен единице, что следует из подстановки в выражение для модуля коэффициента усиления $|T/R_2| \approx T_0(\omega_C/\omega)/R_2$ значения $\omega = \omega_{\text{MAX}}$.

Характерный вид графика зависимости коэффициента усиления от частоты приведен на Рис. 26. Отличительной особенностью схем на ОУ этого типа является постоянство произведения величины сопротивления обратной связи на верхнюю граничную частоту. Оно следует из того, что предельное значение коэффициента усиления по петле обратной связи у усилителей этого типа равно бесконечности, так как при замыкании выхода источника напряжения на токовый вход с нулевым входным сопротивлением через токовый вход потечет бесконечно большой ток. Величина этого тока и, следовательно, глубина обратной связи обратно пропорциональны сопротивлению обратной связи и от коэффициента усиления не зависят. Заметим, что для увеличения коэффициента усиления без снижения граничной частоты следует уменьшать сопротивление R_1 . Поскольку это сопротивление равно входному, с точки зрения повышения входного сопротивления предпочтительнее неинвертирующая схема включения ОУ. Граничные частоты этих схем равны, но у неинвертирующей схемы входное сопротивление не зависит в такой степени от параметров цепи обратной связи. Неинвертирующий вход усили-

теля можно сделать с высоким входным сопротивлением, что реализовано, например, в микросхеме AD8001 производства «Analog Devices». Необходимо заметить, что в подавляющем большинстве интегральных схемы типа ИНУТ имеют выходной каскад, содержащий источник тока и буфер для согласования выходного сопротивления источника тока с нагрузкой. Следовательно, их можно отнести как к ИНУТ, так и к источникам тока, управляемым током. Поскольку главное в этих схемах — токовый вход, их обычно называют просто усилителями с токовым входом, не указывая тип выходной цепи. Эквивалентная схема ОУ AD8001 и схема построенного на нем неинвертирующего усилителя изображены на **Рис. 27**. Схема описывается выражениями, подобными таковым для инвертирующей схемы:

$$V_{OUT} = -i_{IN}T = -\left(\frac{V_{IN}}{r_{IN} + R_1} + \frac{V_{OUT}}{r_{IN} + R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)T;$$

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \frac{R_2}{T} \left(1 + \frac{r_{IN}}{R_1} \parallel \frac{1}{R_2}\right)} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ при } T/R_2 \gg 1;$$

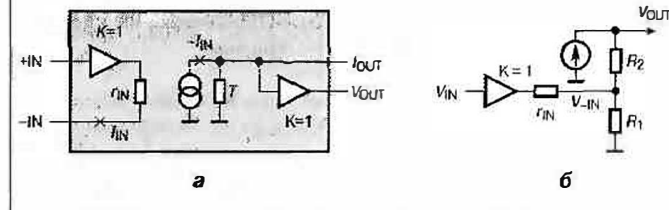
$$\omega_{MAX} = \frac{T_0}{R_2} \omega_C = \omega_1(R_2).$$

Для усилителей этого типа неинвертирующий вход имеет высокое входное сопротивление, и с этого входа имеет место обычный коэффициент усиления по напряжению G . Он связан с T и r_{IN} соотношением:

$$G = T / r_{IN}.$$

Такой же коэффициент усиления будет и с инвертирующего входа.

Рис. 27. ОУ с токовым входом, обладающие высоким входным сопротивлением: а — эквивалентная схема ОУ AD8001; б — структурная схема неинвертирующего усилителя на этом ОУ.



ИСТОЧНИК ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ (ИТУН)

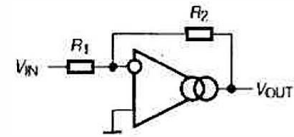
У ОУ этого типа — потенциальный вход и токовый выход. Связь между выходным током I_{OUT} и входным напряжением V_{IN} дается соотношением $I_{OUT} = S(j\omega)V_{IN}$, где S — крутизна. Входное сопротивление для простоты будем считать равным бесконечности, выходное — нулю. Схема инвертирующего усилителя приведена на **Рис. 28**. Обратите внимание на то, что усилители этого типа имеют специальное обозначение. Горизонтально развернутое изображение источника тока, расположенное у выхода усилителя, указывает на то, что на выходе ОУ установлен источник тока. Основным соотношением для этой схемы является выражение:

$$I_{OUT} = -(V_{IN} + I_{OUT}R_1)S = -\left(\frac{V_{IN}}{R_1} + I_{OUT}\right)SR_1$$

Из которого следует:

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + SR_1};$$

Рис. 28. Схема инвертирующего усилителя на ИТУН



$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{I_{OUT}R_2}{V_{IN}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + SR_1} \approx -\frac{R_2}{R_1} \text{ при } SR_1 \gg 1.$$

Приближение $K = -R_2/R_1$ справедливо до частоты $\omega < \omega_{MAX}$, на которой $|SR_1| = 1$. Подставляя в это соотношение выражение для S на высоких частотах: $S = -jS_0\omega_C/\omega$ — получим:

$$\omega_{MAX} = S_0R_1\omega_C = \frac{S_0R_2\omega_C}{K} = \frac{\omega_1(R_2)}{K},$$

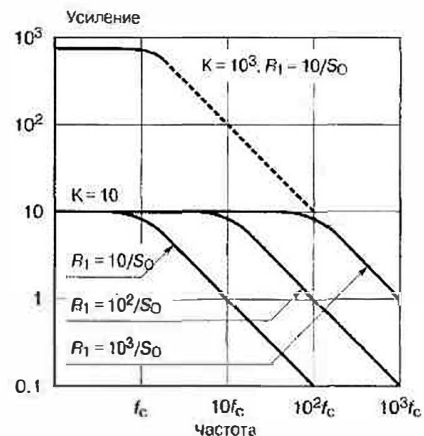
где ω_{MAX} — верхняя граничная частота усилителя;

$\omega_1(R_2)$ — частота единичного усиления.

На этой частоте коэффициент усиления по напряжению равен единице, что следует из подстановки в выражение для модуля коэффициента усиления по напряжению $|SR_2| = S_0(\omega_C/\omega)/R_2$ значения $\omega = \omega_{MAX}$.

Характерный вид графика зависимости коэффициента усиления от частоты приведен на **Рис. 29**. В усилителях этого типа предельное значение коэффициента усиления по петле обратной связи равно бесконечности, так как при замыкании выхода источника тока на бесконечно большое входное сопротивление источника напряжения на его входе будет развито бесконечно большое напряжение. В конкретном случае величина входного напряжения и, следовательно, глубина обратной связи определяются сопротивлением резистора, включенного между входом схемы и входом ОУ (R_1 на **Рис. 28**). Поэтому величина этого сопротивления определяет верхнюю граничную частоту. В пределах выбранной глубины обратной связи имеет место постоянство произведения коэффициента усиления на граничную частоту. Оно следует из того, что глубина обратной связи по напряжению обратно пропорциональна коэффициенту усиления, то есть чем больше коэффициент усиления, тем слабее обратная связь. Поэтому, чем больше коэффициент усиления, тем уже полоса усиливаемых частот. Заметим, что в усилителях данного типа для расширения полосы усиливаемых частот нужно увеличивать сопротивление

Рис. 29. Зависимость коэффициента усиления усилителя типа ИТУН от частоты



R_1 , что трудно реализовать практически, поэтому как широкополосные эти усилители распространения не получили. Они применяются на низких частотах для разного рода функциональных преобразований. Поскольку рассматриваемые ОУ являются источниками тока, в состав интегральной схемы обычно входит буфер для стыковки источника тока с нагрузкой. Отечественной промышленностью освоена в производстве интегральная схема этого типа — 1427УД1, аналогом которой является микросхема NE5517 фирмы «Philips».

ИСТОЧНИК ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫЙ ТОКОМ (ИТУТ)

Усилителей этого типа имеется токовый вход и токовый выход. Связь между выходным I_{OUT} и входным I_{IN} токами дается соотношением $I_{OUT} = A(j\omega)I_{IN}$, где A — коэффициент передачи по току. Схема инвертирующего усилителя приведена на Рис. 30. Обратите внимание на то, что усилители этого типа имеют специальное обозначение. Треугольник, размещенный в кружке между входами, указывает на токовый вход, горизонтально развернутое изображение источника тока, расположенное у выхода усилителя, указывает на то, что на выходе ОУ установлен источник тока. Входное сопротивление для простоты считаем равным нулю, выходное — бесконечности. Основным соотношением для этой схемы является выражение:

$$I_{OUT} = - \left(\frac{V_{IN}}{R_1} + \frac{V_{OUT}}{R_2} \right) A = \frac{V_{OUT}}{R_2}.$$

Из которого следует:

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A}{1+A} \approx - \frac{R_2}{R_1} \quad \text{при } |A| \gg 1.$$

На верхней граничной частоте $\omega_{MAX} |A(j\omega_{MAX})| = 1$. Подставляя в это соотношение выражение для A на высоких частотах: $A \approx -j\omega_1/\omega$, — получим:

$$\omega_{MAX} = \omega_1.$$

где ω_{MAX} — верхняя граничная частота усилителя.

Характерный вид графика зависимости коэффициента усиления от частоты приведен на Рис. 31. Отличительной особенностью схем на этих ОУ является постоянная верхняя граничная частота, не зависящая от коэффициента усиления. У усилителей на ОУ данного типа всегда 100%-ная обратная связь, так как (без нагрузки!) весь выходной ток попадает на вход. Глубина обратной связи не зависит от коэффициента усиления по напряжению. Заметим, что для реализации широкополосного усилителя следует уменьшать сопротивление резисторов R_1 и R_2 . Поскольку сопротивление R_1 равно входному, с точки зрения повышения входного сопротивления предпочтительнее неинвертирующие схемы на ОУ этого типа. Граничные частоты этих схем равны, но неинвертирующий вход усилителя можно сделать с высоким входным сопротивлением, что обычно реализуют в интегральных схемах. Поскольку рассматриваемые ОУ являются источниками тока, в состав интегральной схемы обычно входит буфер для стыковки источника тока с высоким выходным сопротивлением с нагрузкой. Заметим, что наличие буфера делает невозможной строгую классификацию интегральных схем такого рода. Их обычно называют просто усилителями с токовым входом. Схема неинвертирующего усилителя, построенного на источнике тока с то-

Рис. 31. Зависимость коэффициента усиления усилителя типа ИТУТ от частоты

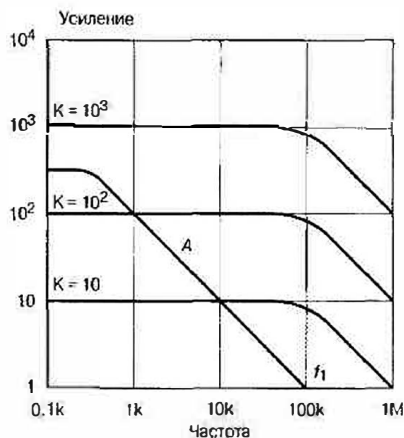
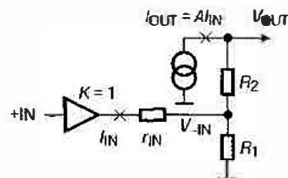


Рис. 32. Эквивалентная схема неинвертирующего усилителя на источнике тока с токовым входом



ковым входом, приведена на Рис. 32. Она описывается выражениями, подобными таковым для инвертирующей схемы:

$$I_{OUT} = A i_{IN} = A \left(\frac{V_{IN}}{r_{IN} + R_1} - I_{OUT} \frac{R_1}{r_{IN} + R_1} \right);$$

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_1} \cdot \frac{AR_1 / (r_{IN} + R_1)}{1 + AR_1 / (r_{IN} + R_1)};$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{R_1}{R_1 + r_{IN}} + I_{OUT} (R_2 + r_{IN} \parallel R_1) =$$

$$= V_{IN} \left(\frac{R_1}{R_1 + r_{IN}} + \frac{AR_1 / (r_{IN} + R_1)}{1 + AR_1 / (r_{IN} + R_1)} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_1} \right) \right) =$$

$$\approx V_{IN} \left(\frac{R_1}{R_1 + r_{IN}} + \frac{A}{1+A} \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R_1} \right) \right).$$

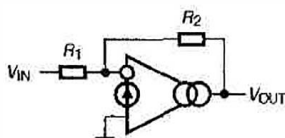
$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A}{1+A} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1+A} \frac{R_1}{R_1 + r_{IN}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{при } A \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \gg 1.$$

Для усилителей этого типа неинвертирующий вход имеет высокое входное сопротивление, и для него имеет место обычная крутизна (S). Она связана с A и r_{IN} соотношением:

$$S = A / r_{IN}.$$

Такая же крутизна будет и с инвертирующего входа.

Рис. 30. Схема инвертирующего усилителя на ИТУТ

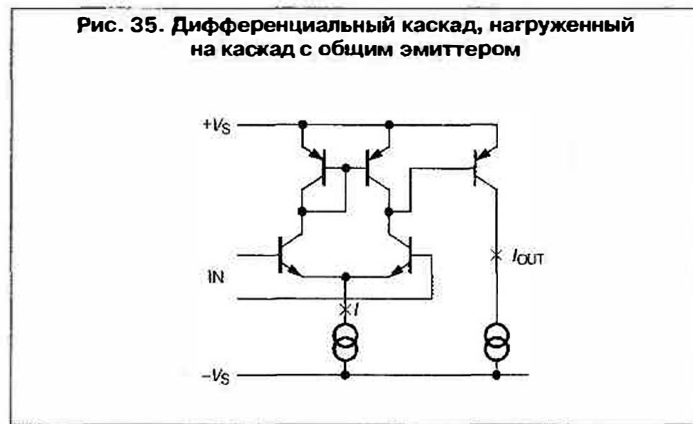


Для правильного применения и выбора ОУ следует представлять их устройство, особенно входного и выходного каскадов, так как от их построения зависит область входных и выходных напряжений и токов. В этом разделе приводятся схемы и оценки параметров наиболее часто применяемых схемных реализаций указанных каскадов. ОУ, построенные без входного дифференциального каскада, и ОУ с преобразованием входного напряжения рассмотрены отдельно.

ВХОДНЫЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

На входе подавляющего большинства ОУ стоит дифференциальный каскад. Способ его построения определяет область синфазных напряжений и входной ток. Рассмотрим положение пределов синфазного напряжения относительно напряжения питания. Чаще всего допустимое синфазное напряжение лежит между положительным и отрицательным напряжением питания ОУ. Для входных каскадов на биполярных транзисторах, изображенных на Рис. 33, одно из напряжений питания входит в область синфазных напряжений: $+V_S$ для схемы на Рис. 33а и $-V_S$ для схемы на Рис. 33б. Входные каскады на полевых транзисторах могут также обладать этим свойством, но при достаточно большом напряжении отсечки полевого транзистора. Существуют схемы входных каскадов, у которых входное синфазное напряжение может меняться от $-V_S$ до $+V_S$, в таком случае ОУ имеет R/R-вход (Rail-to-Rail). Такие схемы состоят из двух дифференциальных каскадов, объединенных схемой сложения. Отечественные усилители с R/R-входом — серия ОУ 1446 (Рис. 34).

Упрощенная схема входного дифференциального каскада ОУ на биполярных транзисторах приведена на Рис. 35. Она представляет собой дифференциальный усилитель, нагруженный на



токовое зеркало и питающийся от источника тока. Нагрузкой является каскад с общим эмиттером, имеющий низкое входное сопротивление, поэтому дифференциальный каскад практически не производит усиления по напряжению; приращение тока коллектора прямо поступает в базу транзистора каскада с общим эмиттером. Для оценки можно использовать следующие параметры транзисторов:

- $r_C = 10 \text{ МОм}$ — сопротивление коллектора,
- $\gamma = 1\%$ — неидентичность транзисторов,
- $\beta = 100$ — коэффициент усиления тока базы,
- $I_{CR} = 100 \text{ нА}$ — обратный ток коллектора.

Положим ток эмиттера I_E каждого транзистора дифференциального каскада равным 10 мкА . Так как усилением по напряжению можно пренебречь, оценки параметров ОУ можно выразить следующим образом:

$$I_{IN} = I_E / \beta = 100 \text{ нА} \text{ — входной ток,}$$

$$r_E = \varphi_T / I_E = 2.6 \text{ кОм} \text{ — дифференциальное сопротивление эмиттера,}$$

$$\varphi_T = kT/e = 26 \text{ мВ} \text{ — тепловой потенциал, } k \text{ — постоянная Больцмана, } T \text{ — абсолютная температура, } e \text{ — заряд электрона,}$$

$$r_{IN} \approx 2\beta r_E = 2\beta \varphi_T / I_E = 460 \text{ кОм} \text{ — входное сопротивление по дифференциальному напряжению,}$$

$$r_{CM} = r_C / 2 = 5 \text{ МОм} \text{ — входное сопротивление по синфазному напряжению,}$$

$$S = 1/2r_E = I_E / 2\varphi_T = 0.2 \text{ мА/В} \text{ — крутизна передачи тока в нагрузку,}$$

$$\mu/2 = S r_C / 2 = 1000 \text{ — потенциально возможный коэффициент усиления по напряжению,}$$

$$I_{OS} = \gamma I_{IN} = 1 \text{ нА} \text{ — разность входных токов,}$$

$$V_{BE} = \varphi_T \ln(I_E / I_{CR}) = 260 \text{ мВ} \text{ — напряжение база—эмиттер,}$$

$$V_{OS} = \gamma V_{BE} = 2.6 \text{ мВ} \text{ — напряжение смещения,}$$

$$\partial V_{OS} / \partial T = \gamma V_{BE} / T = 26 \text{ мкВ/}^\circ\text{C} \text{ — температурный дрейф напряжения смещения,}$$

$$CMRR = r_C / (\gamma r_E) = 40000 = 92 \text{ дБ} \text{ — коэффициент подавления синфазной помехи,}$$

$$PSRR = r_C / (\gamma r_E) = 40000 = 92 \text{ дБ} \text{ — коэффициент влияния напряжения питания,}$$

$$S_i = (2I_{INE})^{1/2} = (2I_E e / \beta)^{1/2} = (2I_E kT / \varphi_T \beta)^{1/2} = 6 \text{ нА/Гц}^{1/2} \text{ — спектральная плотность входного шумового тока,}$$

$$S_V = (8kTr_E)^{1/2} = (8k\varphi_T I_E)^{1/2} = 9.1 \text{ нВ/Гц}^{1/2} \text{ — спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу,}$$

$$N_F(\text{min}) = 1 + (G_V G_i)^{1/2} / kT = 1 + 4/\beta^{1/2} = 1.4 = 3 \text{ дБ} \text{ — минимальный коэффициент шума,}$$

$$R_S(\text{opt}) = (G_V / G_i)^{1/2} = 2\beta \varphi_T / I_E = 2r_E \beta^{1/2} = 52 \text{ кОм} \text{ — оптимальное сопротивление источника сигнала,}$$

$$\Delta I / I = \text{th}(V_{IN} / 2\varphi_T) \text{ — коэффициент передачи дифференциального каскада; } \Delta I, I \text{ — разность и сумма коллекторных токов транзисторов дифференциального каскада.}$$

Рис. 33. Схема входных цепей, которые работоспособны в области одного напряжения питания на входе: а — положительного; б — отрицательного

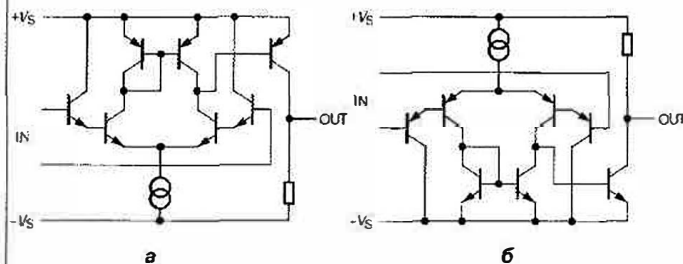
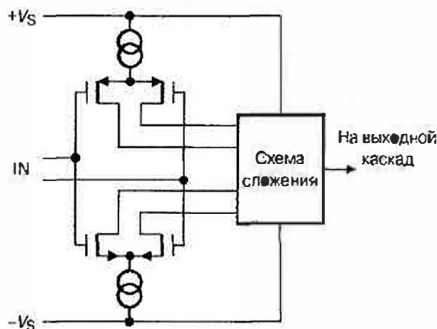


Рис. 34. Схема входных цепей ОУ серии 1446, которые работоспособны в области обоих напряжений питания на входе



Отношение дифференциальных сопротивлений коллектора и эмиттера $\mu = r_C/r_E$ слабо зависит от тока эмиттера, поэтому коэффициенты подавления синфазной помехи и влияния напряжения питания слабо зависят от тока эмиттера, что используется в программируемых усилителях. Напротив, крутизна прямо пропорциональна току эмиттера, поэтому коэффициент передачи данного каскада будет падать при снижении тока эмиттера. Что касается шумов, то при уменьшении тока эмиттера спектральная плотность входного шумового тока падает, а спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу, наоборот, растет. Таким образом, изменяя ток эмиттера, можно производить оптимизацию по шумам, практически не изменяя коэффициенты подавления синфазной помехи и влияния напряжения питания. Однако, поскольку рассматриваемые спектральные плотности прямо или обратно пропорциональны квадратному корню из тока эмиттера, зависимость их от тока эмиттера достаточно слаба. Поэтому спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу, за область фликкер-шума у разных ОУ отличается не более чем на порядок.

Коэффициент усиления ОУ с рассматриваемым дифференциальным каскадом можно повысить, если нагрузить его на каскад с высоким входным сопротивлением, например на эмиттерный повторитель, что практически всегда применяется в схемах усилителей на биполярных транзисторах. В этом случае, с одной стороны, реализуется потенциально возможное усиление по напряжению, но с другой стороны, нарушается симметрия каскада из-за несимметричной нагрузки. Следствием несимметрии является небольшое падение входного сопротивления и уменьшение коэффициентов подавления синфазной помехи и влияния напряжения питания.

Дифференциальные каскады на полевых транзисторах имеют сходные параметры по усилению, дрейфу напряжения смещения, коэффициентам подавления синфазной помехи и влияния напряжения питания. В то же время они имеют входной ток на несколько порядков ниже и худшее напряжение смещения. На токах 10...100 мкА крутизна полевых транзисторов превосходит крутизну биполярных транзисторов. Так как спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу, обратно пропорциональна крутизне, у усилителей с полевыми транзисторами на входе она может быть меньше, чем у усилителей с биполярными транзисторами. Входное сопротивление и входной ток здесь определяются, в частности, качеством изготовления транзисторов и корпусов интегральных схем. Типовые значения для ОУ на полевых транзисторах с *p-n*-переходом: входной ток — 100 пА, входное сопротивление — 10 ГОм.

Структурная схема входных цепей ОУ с токовым входом приведена на Рис. 36. Она представляет собой несимметричный диф-

ференциальный каскад на комплементарных транзисторах. По неинвертирующему входу он представляет собой каскад с общей базой, по инвертирующему — каскад с общим эмиттером. Собственно дифференциальный усилитель построен на двух парах биполярных транзисторов разной проводимости. Режим каскада по постоянному току устанавливается токами источников тока (I_P и I_N). Для оценки положим, что токи эмиттеров транзисторов дифференциального каскада, как и прежде, равны 10 мкА, $\beta = 100$. Численное значение параметров схемы за исключением входных токов и входных сопротивлений можно оценить по приведенным выше выражениям. Входные сопротивления и токи можно оценить следующим образом:

$r_{+IN} \approx \beta r_E/2 = \beta \varphi_T/2I_E = 130 \text{ кОм}$ — входное сопротивление по неинвертирующему входу,

$r_{-IN} \approx r_E/2 = \varphi_T/2I_E = 1.3 \text{ кОм}$ — входное сопротивление по инвертирующему входу,

$i_{+IN} = \gamma_E/\beta = 1 \text{ нА}$ — входной ток по неинвертирующему входу без учета разности I_P и I_N ,

$i_{-IN} = \gamma_E = 100 \text{ нА}$ — входной ток по инвертирующему входу.

Особенностью рассматриваемого каскада является большая разница входных сопротивлений по разным входам. Для рассматриваемой схемы они отличаются в β раз. ОУ AD844 фирмы «Analog Devices» с составными транзисторами на входе входное сопротивление по инвертирующему входу равно 50 Ом, по неинвертирующему — 10 МОм.

УСИЛИТЕЛЬНЫЙ И ВЫХОДНОЙ КАСКАДЫ

Усилительный каскад установлен между входным и выходным каскадами. Если он выполнен по схеме с общим эмиттером, его коэффициент усиления не может быть больше оцененного выше предельного значения $\mu = S r_C = 2000$. При построении по каскадной схеме эта величина возрастает в β раз. Таким образом, если реализовать хотя бы десятую часть потенциально возможного усиления входного и усилительного каскадов, коэффициент усиления по напряжению, развиваемый этими каскадами, составит 20000 (86 дБ), что уже достаточно для многих применений. С точки зрения устойчивости число каскадов, которые сдвигают фазу, желательно иметь не более двух. Поэтому, как следует из вышеизложенного, в ОУ, где не требуется усиления более 100000, ограничиваются двумя каскадами, производящими усиление — входным и усилительным, а выходной каскад выполняет функции повторителя напряжения и схемы защиты. Усилительный и выходной каскад в таком случае будем называть мощным усилительным каскадом.

Особенностью выходного каскада является наличие цепей защиты, предотвращающих выход каскада из строя при коротком замыкании (КЗ). Эти цепи состоят обычно из токоизмерительного резистора (R_S) и шунтирующих транзисторов, ограничивающих ток выходных транзисторов. При этом связь максимального выходного тока (I_{MAX}) с сопротивлением R_S выражается соотношением: $I_{MAX} = 0.6 V/R_S$ (0.6 В — напряжение V_{BE} кремниевого транзистора). Варианты цепей ограничения тока выходного каскада приведены на Рис. 37. В обычных (не мощных) ОУ датчик тока размещается на кристалле интегральной схемы и ограничивает ток при коротком замыкании на выходе. Максимальный ток, приводимый в справочных данных, связан с рассеиваемой мощностью. Нетрудно подсчитать, что при рассеиваемой мощности 300 мВт, температуре корпуса +25°C и напряжении питания ОУ ± 15 В он составляет 10 мА. В мощных ОУ токоизмерительный резистор может быть внешним. Рассеиваемая мощность прямо пропорциональна разнице температур корпуса и кристалла. Поэтому максимальный выходной ток (там, где это требуется) следует устанавливать, исходя из температуры корпуса (или радиатора) после прогрева аппаратуры. Иногда используют схему защиты, в которой величина максимального выходного тока уменьшается с ростом температуры (Рис. 38). Тран-

Рис. 36. Структурная схема входных цепей ОУ с токовым входом

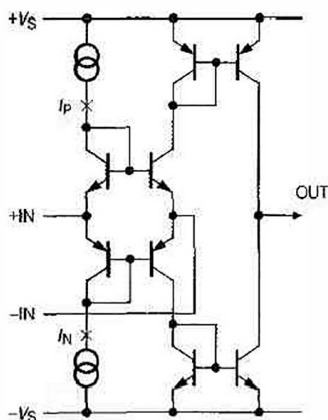
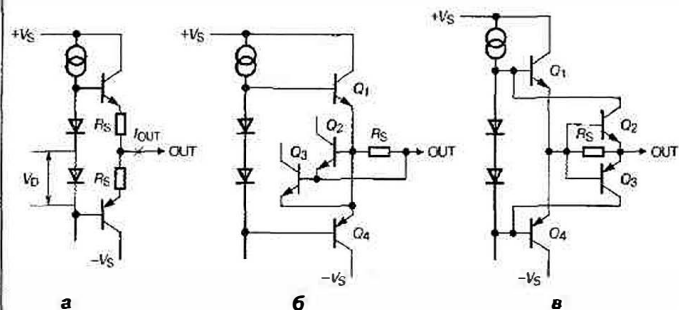


Рис. 37. Варианты цепей ограничения тока транзисторов выходного каскада: а — на диодах; б — на транзисторах одной проводимости (при возрастании тока через транзистор Q_1 открывается транзистор Q_2 , при возрастании тока через Q_4 открывается Q_3); в — на комплементарных транзисторах. Схема в работает аналогично схеме б



зистор Q_2 , закрывающий транзистор Q_1 , используется как датчик температуры. (Напряжение база—эмиттер уменьшается с температурой с крутизной 2 мВ/°С.) Транзисторы Q_1 и Q_2 должны иметь хороший тепловой контакт. R_S — датчик тока. Ток I_1 создает на резисторе R падение напряжения, открывающее транзистор Q_2 при температуре T_{MAX} . Для расчетов обычно принимают максимальную температуру кристалла равной +125°С; естественно, при этом счи-

Рис. 38. Схема цепи ограничения коллекторного тока транзистора Q_1 , уменьшающая его максимальный ток до нуля при повышении температуры до T_{MAX}

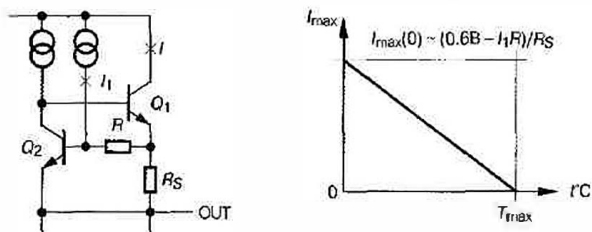


Рис. 39. Варианты схем мощных усилительных каскадов

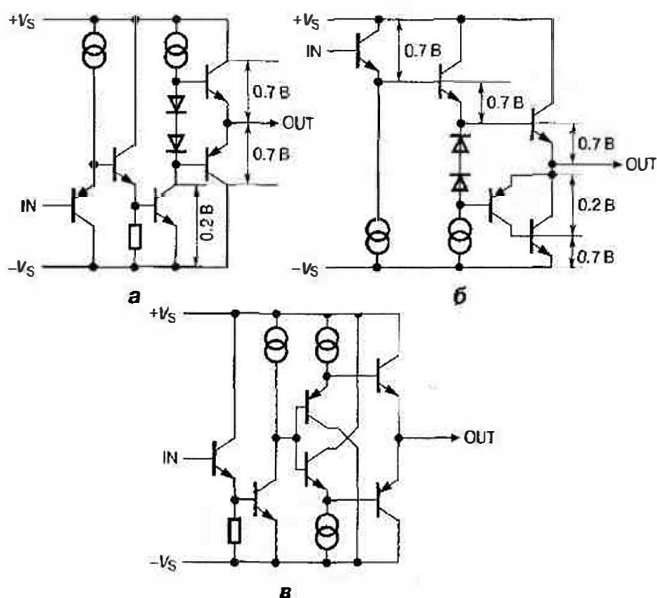
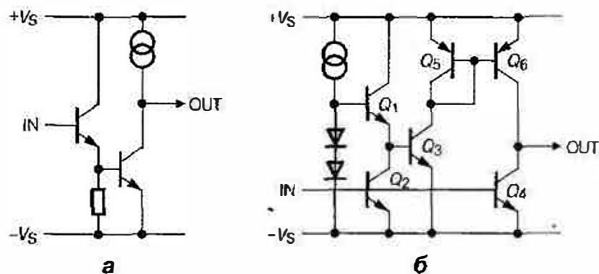


Рис. 40. Варианты схемы выходного каскада с расширенным диапазоном выходного напряжения



тается, что при температуре корпуса, равной температуре кристалла (в нашем случае +125°С), корпус тепло от кристалла не отводит.

Выходной каскад имеет пределы изменения выходного напряжения, в которых сохраняются усилительные свойства ОУ. Идеальный случай — R/R-выход, т.е. изменение выходного напряжения от отрицательного до положительного напряжения питания. Это реализуется только в КМОП-усилителях при небольших значениях выходного тока. В биполярных ОУ с эмиттерным повторителем на выходе пределы изменения выходного напряжения обычно не лучше, чем $(-V_S + 1.5 \text{ В}) \dots (+V_S - 1.5 \text{ В})$. Варианты схем мощных усилительных каскадов без схем защиты приведены на Рис. 39. Их отличительной особенностью является невозможность развить в нагрузке напряжение, равное напряжению питания, так как минимальное падение напряжения на повторителе напряжения не меньше падения напряжения на р-л-переходе. Вариант схемы выходного каскада, позволяющей избежать этот недостаток, приведен на Рис. 40а. На Рис. 40б на транзисторах Q_1 и Q_2 выполнен фазоинвертор, благодаря чему к базам транзисторов Q_3 и Q_4 прикладываются противофазные напряжения. Эти схемы не применяются в мощных усилителях, так как они не имеют схемы ограничения тока.

УСИЛИТЕЛИ ТИПА МОДУЛЯТОР-ДЕМОДУЛЯТОР

Для некоторых применений требуются ОУ со столь малыми напряжением смещения и температурным дрейфом, что их невозможно получить в промышленных усилителях с дифференциальным каскадом на входе. Существует два основных варианта построения усилителей, лишенных указанных недостатков. Это методы модуляции-демодуляции и периодической подстройки нуля. Обратите внимание на то, что при любых известных на сегодняшний день способах построения такого рода усилителей периодически производится коммутация входного напряжения для оценки тем или иным образом напряжения смещения. Это неизбежно влечет за собой появление гармоник комбинационных частот сигнала и коммутации в спектре выходного напряжения усилителя. Во временной области это выглядит как появление в выходном напряжении составляющих с частотами биений. Для того чтобы снизить уровни гармоник комбинационных частот, следует увеличивать частоту коммутации; в этом случае повышается частота основных гармоник и они легко отфильтровываются от гармоник сигнала. Сам ключ, которым производится коммутация, в замкнутом состоянии должен вносить очень малое смещение по постоянному напряжению, что реализуется применением полевых транзисторов. Одно из ограничений, связанных с применением полевых транзисторов, вызвано емкостью затвор-канал полевого транзистора. Дело в том, что, поскольку транзистор работает в ключевом режиме, при изменении сопротивления канала происходит детектирование напряжения частоты коммутации, которая подводится через емкость затвор-канал. Очевидно, что при этом в каждом периоде частоты коммутации во входную цепь переносится одинаковый заряд, поэтому входной ток, вызванный этим зффектом, прямо пропорцио-

нален частоте коммутации. С этой точки зрения частоту коммутации следует выбирать как можно ниже, хотя с точки зрения подавления помех комбинационных частот ее следует выбирать как можно выше. Компромисс обычно достигается на частотах 100...1000 Гц.

При методе модуляции-демодуляции (Рис. 41) полоса усиливаемых частот с помощью интегрирующей и дифференцирующей RC-цепочек разбивается на низкочастотную и высокочастотную части. Высокочастотная часть усиливается усилителем A_1 . Низкочастотная часть входного напряжения ключом SW_1 преобразуется в переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна преобразуемому напряжению, а фаза — его знаку. Затем это переменное напряжение усиливается по переменному току усилителем A_2 и синхронно детектируется ключом SW_2 , после чего суммируется с высокочастотной частью на сумматоре SUM. Положим, что коэффициент усиления усилителя A_1 равен K_1 , а коэффициент передачи со входа прерывателя до выхода синхронного детектора равен K_2 . Напряжение на выходе сумматора будет равно:

$$V_{OUT} = V_H + V_L = V_{IN} \left(K_1 \frac{j\omega\tau_1}{1+j\omega\tau_1} + K_2 \frac{1}{1+j\omega\tau_2} \frac{1}{1+j\omega\tau_3} \right), \quad (15)$$

где $\tau_1 = R_1C_1$, $\tau_2 = R_2C_2$, $\tau_3 = R_3C_3$.

Из выражения (15) следует, что для равномерности частотной характеристики всего тракта усиления требуется равенство постоянных времени RC-цепочек R_1C_1 и R_2C_2 , а также коэффициентов усиления K_1 и K_2 . Однако постоянство коэффициента усиления — свойство, которое от ОУ не требуется. Гораздо важнее повысить коэффициент усиления, сохраняя устойчивость в петле обратной связи. С этой точки зрения следует увеличивать коэффициент пе-

Рис. 43. Устройство усилителя с каналом МДМ без разделения частот



редачи со входа прерывателя до выхода синхронного детектора, для этого требуется увеличить коэффициент усиления по переменному току усилителя канала МДМ. В случае когда $K_1 \gg K_2$, частотная и фазовая характеристика всего тракта на нижних частотах будет определяться постоянной времени R_2C_3 последдетекторной RC-цепочки, как следует из выражения (15). Амплитудно-частотная характеристика будет спадать обратно пропорционально частоте, начиная с частоты $1/(2\pi R_2C_3)$, фазо-частотная характеристика будет практически равна 90° , начиная с той же частоты (Рис. 42). Более того, разницу в коэффициентах усиления можно довести до того, что станет несущественным напряжение сдвига нуля усилителя A_1 . Требуемое для этого усиление усилителя канала МДМ — менее тысячи, так как напряжение сдвига усилителя A_2 — порядка милливольт, а напряжение сдвига модулятора — порядка 10 микровольт. В этом случае схема принимает вид, приведенный на Рис. 43. Здесь канал МДМ не должен менять фазу усиливаемого напряжения, так как напряжение с его выхода подается на неинвертирующий вход усилителя A_1 .

Монолитных интегральных схем, реализующих описанный способ, отечественной промышленностью не выпускалось. Была освоена в производстве интегральная схема, реализующая канал модуляции-демодуляции, — 140УД13. При ее применении гарантировалось во всех условиях напряжение смещения 50 мкВ и входной ток 3 нА при частоте преобразования 1 кГц. Ее структурная схема приведена на Рис. 44. Она состоит из генератора прямоугольных импульсов, модулятора, дифференциального усилителя с небольшим коэффициентом усиления и демодулятора на одном транзисторе. Частота генератора прямоугольных импульсов задается конденсатором, подключаемым к выводу [8]. Напряжение с выхода усилителя подается на вход демодулятора через разделительный конденсатор. Коэффициент передачи от входа до выхода демодулятора не высок — 10 раз, поэтому для построения прецизионных усилителей с большим коэффициентом передачи рекомендуется применять еще два усилителя. Первый — для усиления модулированного напряжения, второй — для съема напряжения с выхода

Рис. 41. Структурная схема усилителя с каналом МДМ и разделением частот

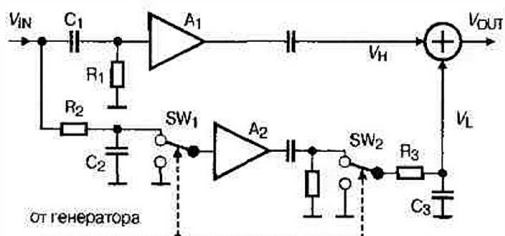


Рис. 42. АЧХ и ФЧХ усилителя с каналом МДМ при $K_2 \gg K_1$

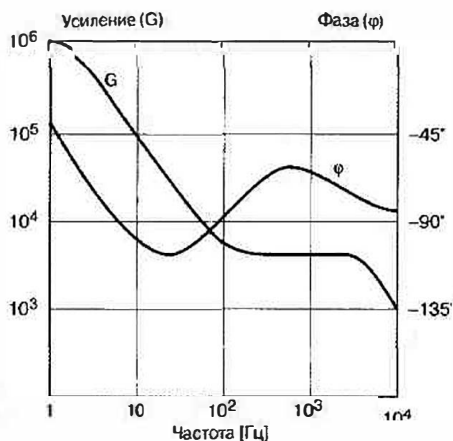


Рис. 44. Структурная схема и схема включения ОУ 140УД13

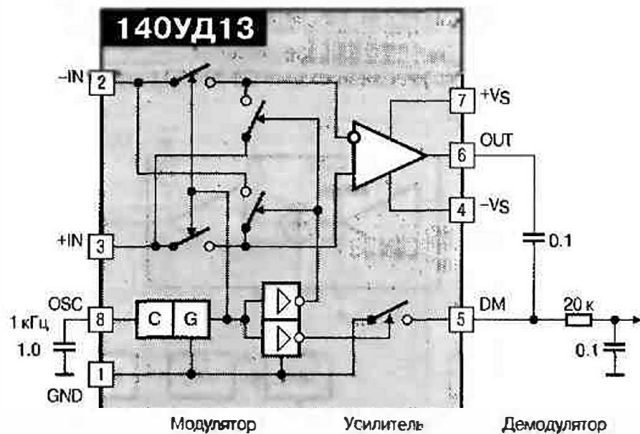
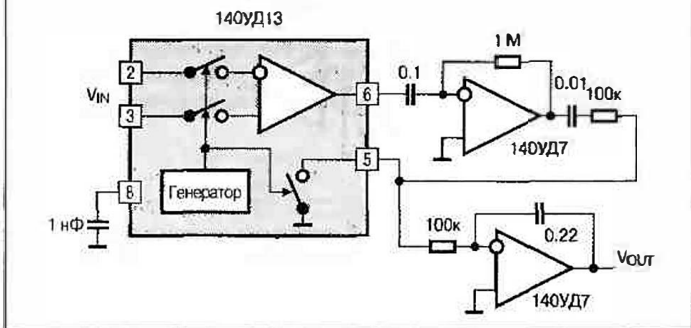


Рис. 45. Схема прецизионного усилителя с применением ОУ 140УД13



фильтра демодулятора. Вариант схемы прецизионного усилителя приведен на **Рис. 45**. Зарубежные ОУ с каналом МДМ в настоящее время не выпускаются.

УСИЛИТЕЛИ С ПЕРИОДИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ НУЛЯ

При методе периодической компенсации усилитель периодически переключается в режим измерения собственного смещения, которое затем используется для его компенсации. Наглядный вариант ОУ с периодической подстройкой нуля реализован фирмой «Texas Instruments» в интегральных схемах Т14501 и Т14502 (**Рис. 46**). Гарантированное смещение — 40 мкВ, суммарное время тактов подстройки и измерения — 300 мс. Работа усилителя производится в два такта — такт подстройки и такт измерения. В такте подстройки производится измерение напряжения сдвига. В этом такте входы усилителя отсоединяются от измеряемого напряжения и закорачиваются. В это время встроенный АЦП измеряет напряжение на выходе усилителя, которое запоминается в регистре. В такте измерения на входы ОУ подается измеряемое напряжение и содержимое регистра, преобразованное ЦАП компенсирует сдвиг, измеренный в предыдущем такте.

Здесь следует обратить внимание на то, что во время измерения напряжения собственного сдвига нуля напряжение на выходе усилителя остается постоянным, равным последнему значению перед измерением. Форма выходного напряжения имеет ступенчатый вид. Таким образом, усилитель этого типа напоминает устройство выборки и хранения, причем во время хранения производится подстройка самого устройства. Частота выборок, естественно, должна быть много больше верхней частоты усиливаемого сигнала, но по соображениям, изложенным в предыдущем разделе, не может превышать нескольких сотен герц. Поэтому собственно усилитель с периодической компенсацией дрейфа является сугубо низкочастотным устройством и может быть только низкочастотным трактом более широкополосного устройства, как, например, это сделано в усилите-

Рис. 46. Структурная схема ОУ Т14501 и Т14502

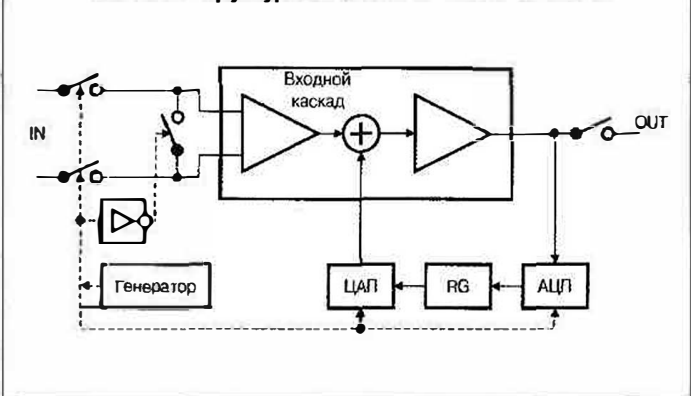
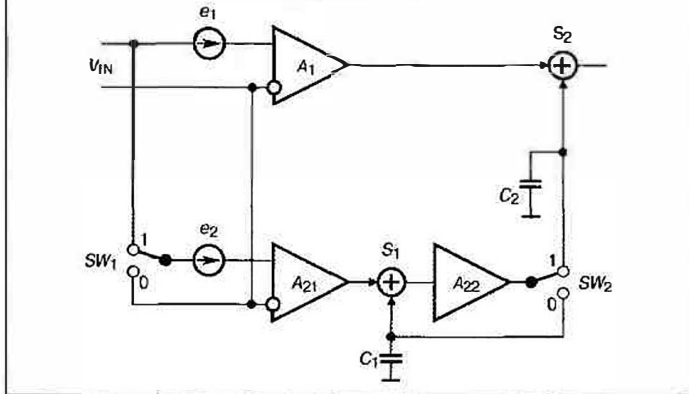


Рис. 47. Структурная схема усилителя с периодической подстройкой нуля



лю с каналом МДМ. ОУ, построенные на этом принципе, реализованы в интегральном исполнении и выпускаются серийно.

Рассмотрим основные соотношения в схеме ОУ этого типа. Структурная схема усилителя приведена на **Рис. 47**. Здесь, как и на **Рис. 41**, усилитель A_1 с коэффициентом усиления K_1 производит усиление во всей полосе частот и образует высокочастотный канал ОУ. На его выходе установлен сумматор S_2 для сложения напряжений высокочастотного и низкочастотного каналов. Низкочастотный канал представляет собой собственно усилитель с периодической компенсацией дрейфа. Он состоит из двух усилителей A_{21} и A_{22} с коэффициентами усиления K_{21} и K_{22} соответственно, сумматора S_1 и переключателей SW_1 и SW_2 . На конденсаторе C_1 хранится напряжение подстройки нуля усилителя A_{22} , на конденсаторе C_2 — выходное напряжение низкочастотного канала на время его подстройки. Напряжения e_1 и e_2 представляют собой напряжения смещения усилителей A_1 и A_{21} соответственно. Во время цикла подстройки, когда контакты переключателей находятся в нижнем положении, на выходе низкочастотного канала установится напряжение V_{20} , равное:

$$V_{20} = e_2 K_{21} K_{22} / (1 - K_{22}) \approx -e_2 K_{21}, \text{ если } -K_{22} \gg 1.$$

Во время цикла измерения, когда контакты переключателей находятся в верхнем положении, на выходе низкочастотного канала установится напряжение V_{21} , равное:

$$V_{21} = V_{IN} K_{11} K_{12} + V_{01} = V_{IN} K_{21} K_{22} - e_2 K_{21}.$$

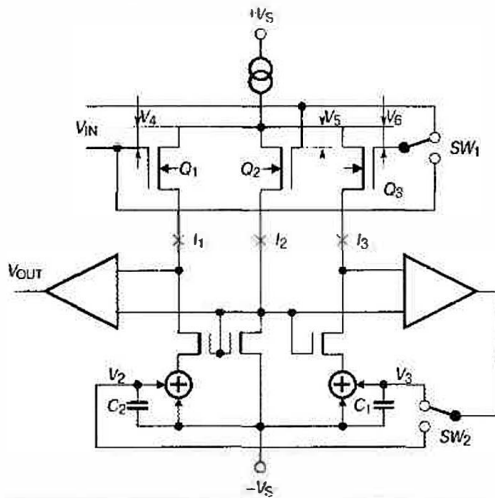
Выходное напряжение V_{OUT} в этом цикле будет равно:

$$V_{OUT} = (V_{IN} + e_1) K_1 + V_{21} = V_{IN} K_1 + e_1 K_1 - e_2 K_{21}.$$

Как видно из последнего выражения, при условии равенства коэффициентов усиления K_1 и K_2 напряжения смещения усилителей будут компенсироваться, но для этого входной каскад ОУ должен быть устроен специальным образом.

Структурная схема варианта входных цепей усилителей этого типа приведена на **Рис. 48**. Основным узлом этой схемы является зеркальный дифференциальный каскад. Он как бы состоит из двух независимых дифференциальных каскадов, использующих общий транзистор Q_2 . Первый каскад на транзисторах Q_1 и Q_2 применяется для измерения; на его входы всегда подается входное напряжение V_{IN} . Второй дифференциальный каскад построен на транзисторах Q_2 и Q_3 и применяется как вход низкочастотного канала. Измерение напряжения сдвига производится в такте подстройки. В этом такте перекидной контакт обоих переключателей находится в верхнем положении и на конденсаторе C_2 устанавливается напряжение V_{20} , в точности компенсирующее напряжение

Рис. 48. Структурная схема входных цепей усилителя с периодической подстройкой нуля



смещения дифференциального каскада на транзисторах Q_2 и Q_3 . В такте измерения перекидной контакт обоих переключателей находится в нижнем положении и на конденсаторе C_1 устанавливается напряжение V_{21} , равное усиленному (без напряжения смещения!) входному напряжению, которое, таким образом, суммируется с напряжением высокочастотного канала.

Рассмотрим основные соотношения в зеркальном дифференциальном каскаде. Для ясности действующие в схеме напряжения приведены к затворам транзисторов Q_1 и Q_3 . Они обозначены соответственно V_1 и V_3 . При идентичных транзисторах с крутизной S в линейном приближении каскад описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} I_1 + I_1 + I_1 = 0; \\ I_1 - I_2 = SV_4; \\ I_2 - I_3 = SV_6. \end{cases}$$

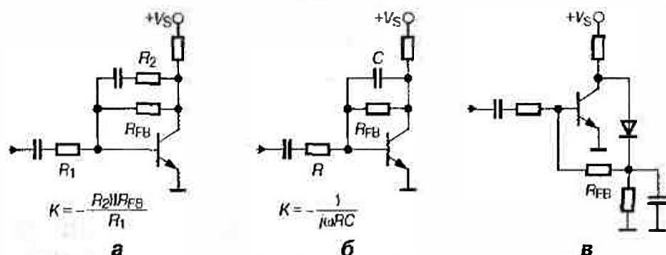
Как следует из приведенных уравнений, основное свойство решения заключается в том, что разность токов $I_1 - I_2 = SV_4$ не зависит от V_6 и I_0 , а $I_3 - I_2 = SV_6$ — не зависит от V_4 и I_0 . Поэтому можно раздельно производить компенсацию напряжения смещения правой и левой половины дифференциального каскада.

Возможны, конечно, и другие способы балансировки.

ТОКОРАЗНОСТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Все рассмотренные выше типы ОУ содержали дифференциальный каскад на входе, для того чтобы производить все виды аналоговых вычислительных операций. При применении этих усилителей требуется подать смещение на один из входов дифференциального каскада. Оно подается либо от делителя напряжения, либо от общей точки источников питания. Если отказаться от дифференци-

Рис. 49. Применение каскада с общим эмиттером в качестве ОУ: а — инвертирующий усилитель; б — интегратор; в — детектор



ального каскада на входе, то можно упростить цепи смещения, но при этом уменьшатся возможности ОУ. Рассматриваемые здесь токоразностные ОУ представляют собой операционные усилители с усеченными возможностями, предназначенные для построения цепей переменного тока при инвертирующем включении ОУ и питании от одного источника напряжения.

Основой усилителей этого типа является каскад с общим эмиттером, который можно рассматривать как ОУ. Этот усилитель питается от одного источника и имеет только инвертирующий вход. Естественно, что на нем можно реализовать только схемы, требующие инвертирующее включение ОУ, и, вообще говоря, только для усиления на переменном токе. Потенциально возможный коэффициент усиления схемы с общим эмиттером (в касковом включении, см. разд. «Усилительный и выходной каскады») равен $\mu\beta - 10^6$. Применение схемы с общим эмиттером в качестве ОУ иллюстрируется на Рис. 49. Как следует из этого рисунка, эта схема требует минимального количества компонентов цепи смещения — только один резистор R_{FB} , устанавливаемый в цепи обратной связи. Но недостатком является необходимость его подбора, так как величина сопротивления этого резистора зависит от входного тока, который неизвестен. ($R_{FB} = V_{OUT}/I_B$. V_{OUT} — постоянная составляющая выходного напряжения, I_B — ток базы первого транзистора.) Нарушается, таким образом, главный принцип применения ОУ — независимость параметров компонентов схемы от параметров применяемого в ней ОУ.

Чтобы избежать этих трудностей, на инвертирующем входе усилителя установлено токовое зеркало (Рис. 50). Вход токового зеркала, является, таким образом, неинвертирующим входом ОУ. Через него задается ток, который теперь будет входным током ОУ по неинвертирующему входу. Токоевое зеркало проектируется так, чтобы токи в его плечах были равны $I_{+IN} = I_{-IN}$, поэтому ток по инвертирующему входу можно считать известным и равным $-I_{+IN}$. Так как теперь входной ток известен, то величина сопротивления резистора обратной связи R_{FB} находится из очевидного соотношения: $R_{FB} = V_{OUT}/I_{+IN}$. Теперь можно сказать, что параметры компонентов схемы не зависят от параметров применяемого в ней ОУ. Правда, количество компонентов для построения цепей смещения увеличилось до двух резисторов, подающих токи в плечи токового зеркала. Заметим, что выходное напряжение пропорционально разности этих токов, за что усилители этого типа получили свое название.

Некоторые схемы применения токоразностных усилителей приведены на Рис. 51. Возможно также неинвертирующее включение этих ОУ, но оно имеет худшие частотные свойства по сравнению с инвертирующим включением. Обратите внимание на то, что ОУ данного типа имеют неинвертирующий токовый вход и соответствующее обозначение.

Рис. 50. Структурная схема токоразностного усилителя и схема его включения

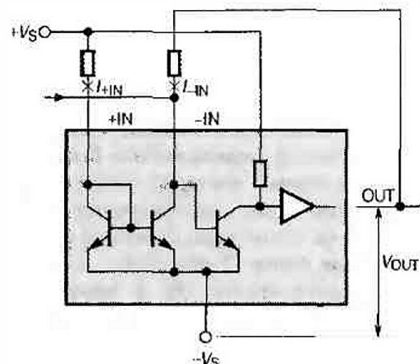
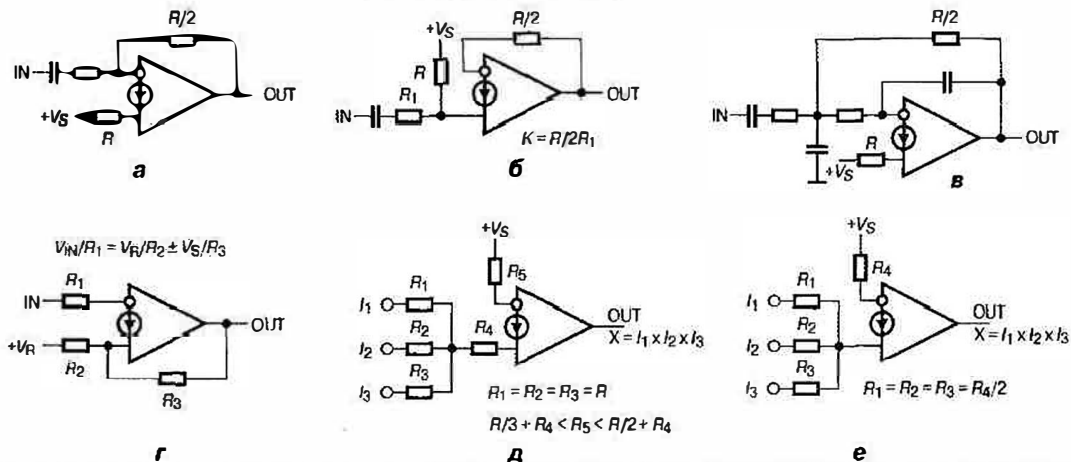


Рис. 51. Некоторые схемы применения токоразностного усилителя: а — инвертирующий усилитель; б — неинвертирующий усилитель; в — фильтр нижних частот (см. «Активные фильтры второго порядка на индуктивности»); г — триггер Шмитта (приведено выражение для определения уровней срабатывания. V_S — напряжение питания. Ширина петли гистерезиса равна $2V_S \cdot R_1/R_3$); д — схема И, е — схема ИЛИ



ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И КОМПАРАТОРОВ

КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Коррекцией частотной характеристики называют всякое принудительное изменение частотно-фазовой характеристики с целью придания ей заданной формы. При применении ОУ изменение частотной характеристики обычно производится для обеспечения устойчивости, и коррекцию частотной характеристики понимают именно в этом смысле. С этой точки зрения ОУ делятся на два типа: так называемые усилители с внутренней частотной коррекцией, в которых коррекция произведена при изготовлении, и усилители без внутренней частотной коррекции. Частотная коррекция последних производится внешними компонентами, подключаемыми к соответствующим выводам. Здесь следует отметить, что при всех применяемых способах коррекции происходит падение коэффициента усиления ОУ.

Преимуществом ОУ с внутренней коррекцией является простота их применения, поскольку они будут устойчивы при любой цепи обратной связи, если эта цепь не вносит большого отставания по фазе. С одной стороны, пользователь уже не в силах реализовать потенциальные возможности размещенной на кристалле схемы усилителя в силу отсутствия доступа к ее цепям. С другой стороны, при достаточно большой номенклатуре ОУ потребитель может подобрать соответствующий усилитель с внутренней коррекцией, так что необходимости реализовать потенциальные возможности схемы нет. Запас устойчивости усилителей с внутренней частотной коррекцией обычно составляет около 45° .

Для коррекции интегральных ОУ используются особенности их частотной характеристики, которые проектируются, исходя из простоты коррекции. Эти особенности заключаются в том, что ОУ имеет монотонно спадающую амплитудно-частотную характеристику. Можно утверждать, что сдвиг фаз φ пропорционален наклону логарифма амплитудно-частотной характеристики. В этих терминах легко формулируется наглядный критерий устойчивости: если на частоте, на которой коэффициент усиления по петле обратной связи равен единице, наклон частотной характеристики менее 12 дБ/октава , то усилитель устойчив, более 12 дБ/октава — неустойчив. Изменение частотной характеристики ОУ в процессе коррекции представлено на **Рис. 52**. Здесь коррекция произведена для реализации коэффициента усиления K . Поэтому на частотах, где коэф-

фициент усиления ОУ больше K , сдвиг фазы ОУ должен быть меньше 180° . Цепь коррекции уменьшает коэффициент усиления, вызывая его падение со скоростью 6 дБ/октава . За счет этого стабилизируется фазовый сдвиг на уровне 90° . Чтобы обеспечить запас устойчивости, фазовый сдвиг требуется стабилизировать на уровне 90° до частот, на которых коэффициент усиления по петле обратной связи больше единицы.

Существует два практических способа коррекции. При первом производится снижение коэффициента усиления ОУ, при втором — изменение его сдвига фазы. Суть первого способа заключается в том, чтобы коэффициент усиления схемы был меньше единицы на тех частотах, где начинает играть роль сдвиг фазы. Второй способ заключается в том, что высокочастотные сигналы при помощи корректирующих цепей идут в обход каскадов ОУ, обеспечивающих максимальный коэффициент усиления на низких частотах.

Схемные реализации первого способа заключаются во введении интегрирующих RC -цепей в схему ОУ, так чтобы постоянная времени этой RC -цепочки определяла спад частотной характеристики. Обычно при этом установкой RC -цепочки реализуется интегратор, либо RC -цепочкой шунтируется выход каскада ОУ (**Рис. 53**).

Коррекция путем обхода низкочастотных каскадов используется для получения широкой полосы пропускания. Такой тип коррекции применен, например, в ОУ 1420УД1 (**Рис. 54**). Этот усилитель построен по двухкаскадной схеме с суммированием напряжения. Он состоит из входного дифференциального каскада на транзисторах

Рис. 52. Типичный вид частотной характеристики ОУ: а — до коррекции; б — после коррекции

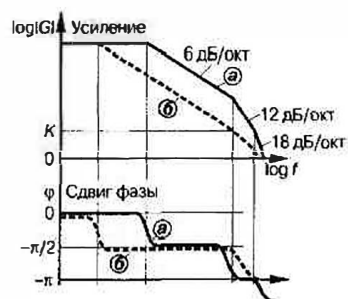


Рис. 53. Корректирующие цепи, снижающие коэффициент усиления

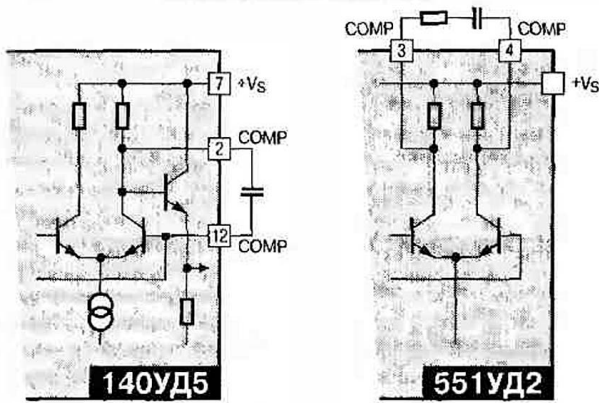
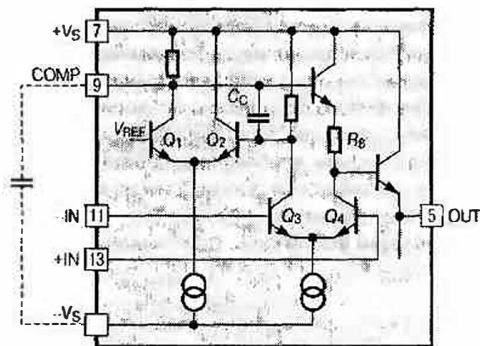


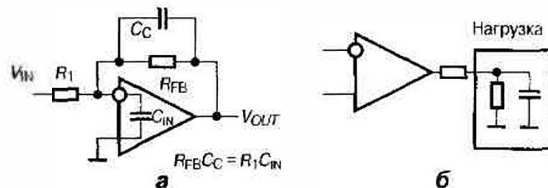
Рис. 54. Структурная схема ОУ 1420УД1



Q_3 и Q_4 , усилительного каскада на транзисторах Q_1 и Q_2 и выходного эмиттерного повторителя. Суммирование напряжений входного и усилительного каскадов производится на резисторе R_6 . Благодаря суммированию на высоких частотах усиление производится только входным каскадом, а на низких частотах — входным и усилительными каскадами, что позволяет распределить усиление и избежать лишнего фазового сдвига на высоких частотах. Частотная характеристика усилительного каскада корректируется емкостью C_C и внешней емкостью, подключаемой к выводу COMP.

Самовозбуждение усилителя также может наступить в результате сдвига фазы, вызванного RC-цепочкой, образованной входной емкостью усилителя и сопротивлением обратной связи. Для компенсации этого фазового сдвига параллельно сопротивлению обратной связи устанавливается емкость коррекции C_C . Ее величина выбирается из соотношения равенства постоянных времени входной цепи и цепи обратной связи. Если ОУ работает на большую емкостную нагрузку, то выходной каскад может вносить дополнительный сдвиг фазы, вызывающий неустойчивость. Для ослабления этого сдвига нагрузка развязывается от усилителя резистором, величина которого должна быть порядка выходного сопротивления усилителя (Рис. 55).

Рис. 55. Коррекция емкостей: а — компенсация входной емкости; б — развязка нагрузки резистором



$$I_{+IN} = (V_{+IN} - V_{-IN})/r_{IN} + V_{+IN}/2r_{CM} + I_{+B};$$

$$I_{-IN} = (V_{-IN} - V_{+IN})/r_{IN} + V_{-IN}/2r_{CM} + I_{-B}.$$

Поскольку сопротивление по синфазному сигналу установлено между входом и общим проводом, то из этого следует, что входное сопротивление схемы со входа ОУ, охваченного обратной связью, не может превышать величину r_{CM} независимо от способа подачи отрицательной обратной связи. Влияние r_{CM} можно скомпенсировать, но для этого нужно охватить ОУ положительной обратной связью. К сожалению, величину сопротивления по синфазному сигналу никогда не приводят в справочниках, но операционный усилитель всегда конструируется так, чтобы величина этого сопротивления была, по крайней мере, на порядок выше входного сопротивления r_{IN} . Для усилителей, входной каскад которых выполнен на биполярных транзисторах, r_{CM} обычно определяется сопротивлением база-коллектор. Обычно его значение — порядка 10...100 МОм. Для усилителей, входной каскад которых выполнен на полевых транзисторах, r_{CM} на несколько порядков больше, но механизм влияния остается таким же.

Ниже приведены основные соотношения для неинвертирующего и инвертирующего усилителей, выполненных на ОУ, структурная схема которых приведена на Рис. 56. В этих соотношениях G и G' положительны, G' представляет собой коэффициент усиления ОУ, нагруженного цепью обратной связи и сопротивлением нагрузки R_L . Обратите внимание на то, что выражения имеют одинаковую струк-

ПАРАМЕТРЫ ИНВЕРТИРУЮЩЕЙ И НЕИНВЕРТИРУЮЩЕЙ СХЕМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

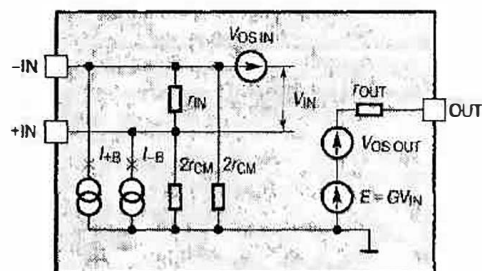
Модель операционного усилителя, представляющего собой источник напряжения, управляемый напряжением, с учетом входного сопротивления, сопротивления по синфазному сигналу, напряжения и тока смещения, приведена на Рис. 56. На рисунке и далее используются обозначения:

- V_{+IN}, V_{-IN} — напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах,
- V_{IN}, V_{OUT} — входное и выходное напряжения,
- R_{IN}, R_{OUT} — входное и выходное сопротивления схемы на ОУ,
- G, K — коэффициенты усиления собственно ОУ и схемы на ОУ,
- β — коэффициент обратной связи,
- $V_{OS IN}, V_{OS OUT}$ — напряжения смещения входа и выхода,
- G_{CM} — коэффициент усиления синфазного сигнала,
- r_{IN}, r_{CM} — дифференциальное и синфазное входные сопротивления,
- r_{OUT} — выходное сопротивление,
- I_{+B}, I_{-B} — входные токи смещения.

Как видно из рисунка, по каждому входу усилитель представлен источником тока смещения и сопротивлением по синфазному сигналу.

Выходное напряжение представляется в виде:
 $V_{OUT} = G(V_{+IN} - V_{-IN} + V_{OS IN}) + G_{CM}(V_{+IN} + V_{-IN})/2 + V_{OS OUT}$.
 Входные токи I_{+IN} и I_{-IN} представляются в виде:

Рис. 56. Модель ОУ



туру и равные члены, описывающие вклад напряжений и токов смещения. Выходные сопротивления обоих усилителей равны. Обычно в схемах, описываемых приводимыми формулами, ОУ охвачен глубокой обратной связью, причем цепь обратной связи слабо нагружает ОУ. В этом случае выражения с дробями можно представить в виде ряда. При вычислениях с использованием этого разложения старшие члены степенного ряда можно отбросить; нужно помнить, что при этом ошибка не превосходит величины старшего из отброшенных членов. Разложение дробей в ряд производится по формуле суммы членов геометрической прогрессии со знаменателем, модуль которого меньше единицы.

Неинвертирующий усилитель. Приближения сделаны при условиях: $G\beta \gg 1$, $2r_{CM} \gg r_{IN} \gg R_2 > R_1$;

$$V_{OUT} = \left(V_{IN} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{2r_{CM}} + \frac{G'_{CM}}{G'} \cdot \frac{1}{\beta} \right) - I_B R_{II} + (V_{OSIN} + \frac{V_{OSOUT}}{G'}) \cdot \frac{1}{\beta} \right) \frac{G'\beta}{1+G'\beta};$$

$$R_{II} = R_1 || R_2 || r_{IN} || 2r_{CM}$$

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{2r_{CM}} + \frac{G'_{CM}}{G'} \cdot \frac{1}{\beta} \right) \frac{G'\beta}{1+G'\beta} \approx$$

$$= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{2r_{CM}} + \frac{G'_{CM}}{G'} \cdot \frac{1}{\beta} \right) \left(1 + \frac{1}{G'\beta} \right) \approx 1 + \frac{R_2}{R_1};$$

$$G'_{CM} = \frac{G_{CM}}{1 + \frac{r_{OUT}}{R_L || (R_2 + (r_{IN} || 2r_{CM} || R_1))}} < G_{CM} \frac{R_L}{R_L + r_{OUT}};$$

$$\frac{1}{\beta} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1 || r_{IN} || 2r_{CM}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_{IN}} + \frac{R_2}{2r_{CM}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1};$$

$$G' = \frac{G}{1 + \frac{r_{OUT}}{R_L || (R_2 + (r_{IN} || 2r_{CM} || R_1))}} < G \frac{R_L}{R_L + r_{OUT}};$$

$$\frac{G'\beta}{1+G'\beta} \approx 1 - \frac{1}{G'\beta};$$

$$R_{IN} = r_{IN} \frac{G'}{K} || 2r_{CM};$$

$$R_{OUT} = \frac{r_{OUT}}{1+G'\beta}.$$

Инвертирующий усилитель. Приближения сделаны при условиях: $G\beta \gg 1$, $2r_{CM} \gg r_{IN} \gg R_2 > R_1$;

$$V_{OUT} = - \left(V_{IN} \frac{R_2}{R_1} - I_B R_{II} + (V_{OSIN} + \frac{V_{OSOUT}}{G'}) \cdot \frac{1}{\beta} \right) \frac{G'\beta}{1+G'\beta};$$

$$R_{II} = R_1 || R_2 || r_{IN} || 2r_{CM}$$

$$G' = \frac{G}{1 + \frac{r_{OUT}}{R_L || (R_2 + (r_{IN} || 2r_{CM} || R_1))}} < G \frac{R_L}{R_L + r_{OUT}};$$

$$K = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{G'\beta}{1+G'\beta} \approx - \frac{R_2}{R_1};$$

$$\frac{1}{\beta} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1 || r_{IN} || 2r_{CM}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_{IN}} + \frac{R_2}{2r_{CM}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1};$$

$$R_{IN} = R_1 \frac{1}{1 - \frac{|K|}{G'}} \approx R_1 \left(1 + \frac{|K|}{G'} \right) \approx R_1;$$

$$R_{OUT} = \frac{r_{OUT}}{1+G'\beta};$$

$$\frac{G'\beta}{1+G'\beta} \approx 1 - \frac{1}{G'\beta}.$$

ШУМЫ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО И НЕИНВЕРТИРУЮЩЕГО УСИЛИТЕЛЕЙ

Источником шума в ОУ, как и во всех электронных устройствах, является хаотическое движение носителей заряда. Хаотическое движение возникает либо под воздействием тепла, либо как проявление дискретности носителей заряда. Первые из них называют тепловыми шумами, вторые — дробовыми. Тепловой шум проявляется в виде шумового напряжения на сопротивлении. Располагаемая мощность P_{NT} теплового шума (мощность, которая может быть отдана в нагрузку) равна:

$$P_{NT} = kT\Delta f,$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура;

Δf — полоса частот.

Как следует из приведенных соотношений, спектральная плотность мощности теплового шума постоянна и равна kT . В соответствии с этим резистор сопротивлением R может быть представлен как источник напряжения со средним квадратом напряжения ΔE_{NT}^2 , равным $4kTR\Delta f$, и выходным сопротивлением R или как источник тока со средним квадратом тока ΔI_{NT}^2 , равным $4kT\Delta f/R$, с параллельным подключенным сопротивлением R . Чтобы выражения для напряжения и тока имели одинаковый вид, сопротивление в выражении для тока лучше представить проводимостью $Y = 1/R$. Спектральные плотности теплового шумового напряжения S_{VT} и тока S_{IT} сопротивления R соответственно равны:

$$S_{VT} = \frac{dE_{NT}^2}{df} = 4kTR, \quad S_{IT} = \frac{dI_{NT}^2}{df} = 4kTY.$$

Дробовые шумы проявляются при протекании тока. Их средний квадрат ΔI_{ND}^2 и спектральная плотность S_{ID} равны:

$$\Delta I_{ND}^2 = 2Ie\Delta f, \quad S_{ID} = \frac{dI_{ND}^2}{df} = 2Ie,$$

где I — ток;

$e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона.

Для дробового тока можно ввести шумовую проводимость Y_{ND} :

$Y_{ND} = I/2\varphi_T$, чтобы спектральная плотность дробового шума выражалась обычным образом:

$$S_{ND} = 2Ie = 4kTY_{ND}.$$

где $\varphi_T = kT/e$ — тепловой потенциал, равный 26 мВ при комнатной температуре.

Шумовые свойства ОУ, рассматриваемого как отдельное линейное усилительное устройство, характеризуются напряжением шума, приведенным ко входу, и входным шумовым током. Шумовые свойства этих напряжений и тока представляются спектральными плотностями шума: S_I — входного тока и S_V — напряжения шума, приведенного ко входу.

Для последующих действий определим r_N — шумовое сопротивление и Y_N — шумовая проводимость ОУ, чтобы спектральные плот-

ности напряжения шума, приведенного ко входу, и входного шумового тока выражались обычным образом:

$$S_V = 4kT r_{N_s}, S_I = 4kT y_N.$$

Рассмотрим шумы неинвертирующего усилителя. Для простоты учтем только наиболее характерные источники шума, пренебрегая, например, дробовыми шумами токов смещения. Усилитель с источниками шума и сигнала представлен на Рис. 57а. На нем обозначено:

R_S, E_S — сопротивление и напряжение шума внутреннего сопротивления источника сигнала;

e_1, e_2 — напряжения шумов резисторов R_1 и R_2 ;

r_{IN} — входное сопротивление ОУ;

i_N, e_N — входной шумовой ток и напряжение шумов ОУ, приведенное ко входу. Эти величины описывают внутренние параметры ОУ, поэтому для их обозначения применяются строчные буквы.

Как следует из рисунка, напряжение V_N шума на выходе усилителя с коэффициентом усиления K равно:

$$V_N = E_S K + e_N \left(1 + \frac{R_S}{r_{IN}} + \frac{1}{K} \frac{R_2}{r_{IN}} \right) K + i_N (R_S K + R_2) + e_1 (1 - K) + e_2.$$

Так как напряжение шума на выходе усилителя является случайной величиной, то нам интересна она не сама по себе, а ее статистические характеристики, в частности средний квадрат. Для его вычисления принимается, что источники напряжения и тока, действующие в схеме усилителя, не коррелированы. Кроме того, спектральные плотности источников шума могут быть неравномерны по частоте, поэтому среднеквадратические значения вычисляются в достаточно узкой полосе частот Δf :

$$\begin{aligned} V_N^2 &= E_S^2 K^2 + e_N^2 \left(1 + \frac{R_S}{r_{IN}} + \frac{1}{K} \frac{R_2}{r_{IN}} \right)^2 K^2 + \\ &+ i_N^2 (R_S K + R_2)^2 + e_1^2 (1 - K)^2 + e_2^2 = \\ &= 4kT \Delta f \left(R_S + r_{IN} \left(1 + \frac{R_S}{r_{IN}} + \frac{1}{K} \frac{R_2}{r_{IN}} \right)^2 \right) K^2 + \\ &+ 4kT \Delta f \left(y_N \left(R_S + \frac{R_2}{K} \right)^2 + R_1 \left(1 - \frac{1}{K} \right)^2 + \frac{R_2}{K^2} \right) K^2. \end{aligned}$$

Вычислим коэффициент шума неинвертирующего усилителя. Коэффициент шума устройства показывает, во сколько раз ухудшилось отношение сигнал/шум на выходе устройства по отношению ко входу. Как видно из рисунка, отношение сигнал/шум $(S/N)_{IN}$ на выходе источника сигнала (когда он не присоединен к усилителю) равно отношению напряжения V_S сигнала к напряжению E_S шумов на сопротивлении источника сигнала R_S , то есть:

$$(S/N)_{IN} = V_S / E_S.$$

Отношение сигнал/шум на выходе усилителя $(S/N)_{OUT}$ равно:

$$(S/N)_{OUT} = K V_S / V_N.$$

Коэффициент шума N_F равен:

$$N_F = \frac{(S/N)_{OUT}}{(S/N)_{IN}} = \frac{V_N / K}{E_S} \quad (16)$$

Иными словами, коэффициент шума равен отношению напряжения шума, приведенного ко входу, к напряжению шума источника сигнала. Квадрат V_N был вычислен ранее, $E_S^2 = 4kT R_S \Delta f$.

Коэффициент K усиления по напряжению равен $1 + R_2 / R_1$. Поэтому квадрат коэффициента шума в соответствии с выражением (16) будет описываться выражением:

$$\begin{aligned} N_F^2 &= 1 + \frac{r_{IN}}{R_S} \left(1 + \frac{R_S}{r_{IN}} + \frac{R_2}{r_{IN}} \frac{1}{K} \right)^2 + \frac{y_N}{R_S} \left(R_S + \frac{R_2}{K} \right)^2 + \\ &+ \frac{R_1}{R_S} \left(1 - \frac{1}{K} \right)^2 + \frac{R_2}{R_S} \frac{1}{K^2}. \end{aligned}$$

Коэффициент шума можно уменьшить, снижая величины резисторов R_1 и R_2 , что следует и из полученного выражения. При снижении величин этих резисторов вносимые ими напряжения шумов можно снизить до пренебрежимо малых величин. В этих условиях квадрат коэффициента шума оценивается как:

$$N_F^2 \approx 1 + \frac{r_{IN}}{R_S} \left(1 + \frac{R_S}{r_{IN}} \right)^2 + y_N R_S = 1 + \frac{r_{IN}}{R_S} + y_N R_S + \frac{r_{IN}}{R_S} \left(2 + \frac{R_S}{r_{IN}} \right).$$

Из полученного выражения видно, что для малозумящего каскада следует выбирать ОУ с входным сопротивлением много большим, чем выходное сопротивление источника сигнала. При этом можно реализовать потенциальные возможности ОУ по шумам. Тогда квадрат коэффициента шума будет равен:

$$N_F^2 \approx 1 + \frac{r_{IN}}{R_S} + y_N R_S. \quad (17)$$

Его можно минимизировать, изменяя величину R_S . В результате мы получим оптимальную для данного ОУ величину сопротивления источника сигнала и минимально возможный коэффициент шума. Минимум выражения для N_F^2 достигается при $R_S(\text{opt})$ — оптимальном сопротивлении источника сигнала:

$$R_S(\text{opt}) = \sqrt{r_{IN} / y_N}, \quad N_F^2(\text{min}) = 1 + 2\sqrt{r_{IN} y_N}.$$

Как видно из полученного выражения, минимальный коэффициент шума определяется одним параметром — $(r_{IN} y_N)^{1/2}$. Назовем его N_R — шумовым отношением усилителя, так как этот параметр имеет физический смысл отношения располагаемой мощности шума, вырабатываемого входом усилителя, равной $i_N e_N / 4$, к располагаемой мощности шума резистора ($kT \Delta f$) в той же полосе частот:

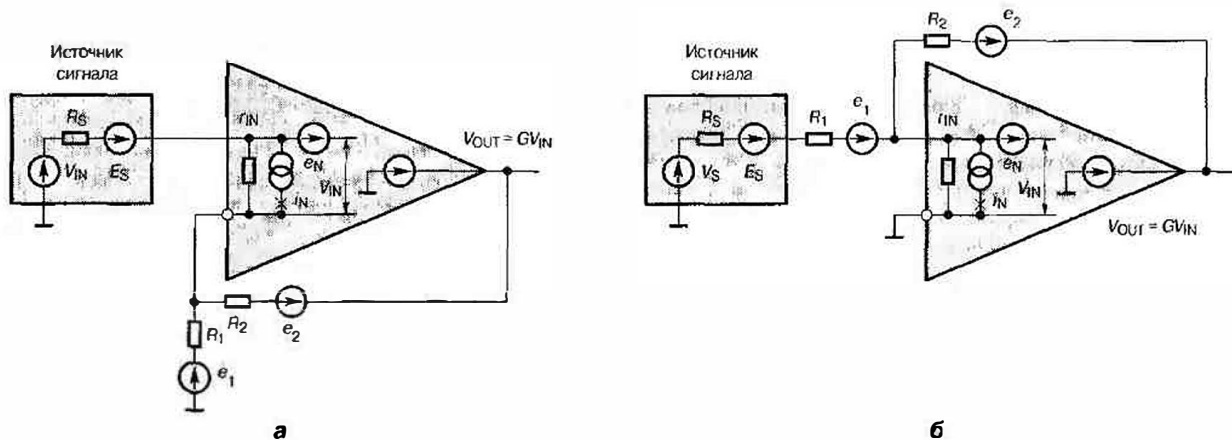
$$N_R = \sqrt{r_{IN} y_N} = \sqrt{(4kT r_{IN} \Delta f)(4kT y_N \Delta f)} / 4kT \Delta f = \frac{i_N e_N / 4}{kT \Delta f}.$$

Таким образом, с точки зрения шумов усилитель можно характеризовать двумя величинами — шумовым отношением, представляющим потенциально достижимый коэффициент шума, и оптимальным сопротивлением источника сигнала, при котором этот коэффициент достигается. С учетом сделанных замечаний выражение (17) становится наглядным:

$$N_F^2 = 1 + N_R \left(\rho + \frac{1}{\rho} \right), \quad (18)$$

$$\text{где } \rho = \frac{R_S}{R_S(\text{opt})}.$$

Рис. 57. Усилители с источниками сигнала и шума: а — неинвертирующий, б — инвертирующий



Для инвертирующего усилителя (Рис. 57б)

$$V_N = K \left(E_S + e_N \left(1 + \frac{R_2}{K r_{IN}} + \frac{1}{K} \right) + i_N \frac{R_2}{K} + e_1 + \frac{e_2}{K} \right)$$

где $K = \frac{R_2}{R_1 + R_S}$.

$$N_F^2 = 1 + \frac{r_N}{R_S} \left(1 + \frac{R_2}{K r_{IN}} + \frac{1}{K} \right)^2 + \frac{y_N R_2^2}{K^2 R_S} + \frac{R_1 + R_2}{R_S} \frac{1}{K^2} =$$

$$= 1 + \frac{r_N}{R_S} \left(1 + \frac{R_1 + R_S}{r_{IN}} + \frac{R_1 + R_S}{R_2} \right)^2 + \frac{y_N (R_1 + R_S)^2}{R_S} + \frac{R_1}{R_S} + \frac{(R_1 + R_S)^2}{R_S R_2}$$

Нетрудно видеть, что для уменьшения коэффициента шума следует приравнять \$R_1\$ к нулю. В этом случае \$K = R_2/R_S\$, то есть величина резистора \$R_2\$ задается коэффициентом усиления: \$R_2 = R_S K\$. Подставляя это выражение при \$R_1 = 0\$ в соотношение для квадрата коэффициента шума, получим:

$$N_F^2 = 1 + \frac{r_N}{R_S} \left(1 + \frac{R_S}{r_{IN}} + \frac{1}{K} \right)^2 + y_N R_S + \frac{1}{K}$$

Из полученного выражения видно, что так же, как и для неинвертирующего усилителя, для мал шумящего каскада следует выбирать ОУ со входным сопротивлением много большим, чем выходное сопротивление источника сигнала. По крайней мере, \$r_{IN} > K R_S\$. При этом можно реализовать потенциальные возможности ОУ по шумам. При \$r_{IN} = \infty\$ квадрат коэффициента шума будет равен:

$$N_F^2 = 1 + \frac{1}{K} + \frac{r_N}{R_S} \left(1 + \frac{1}{K} \right)^2 + y_N R_S \quad (19)$$

Минимум коэффициента шума достигается при оптимальном сопротивлении источника сигнала, равного:

$$R_S(\text{opt}) = \sqrt{r_N / y_N} (1 + 1/K)$$

При этом:

$$\min N_F^2 = (1 + 1/K) \left(1 + 2\sqrt{r_N y_N} \right)$$

С учетом сделанных преобразований выражение (19) принимает вид:

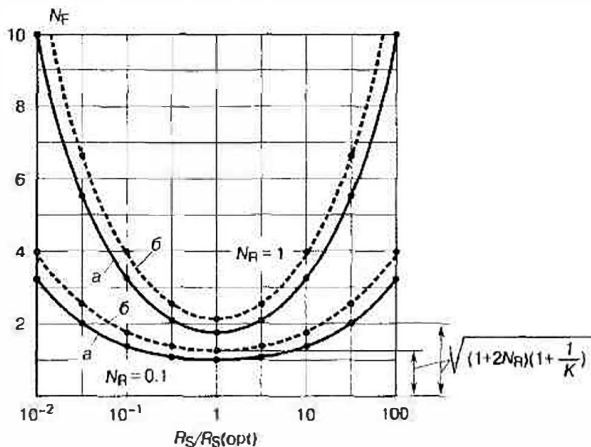
$$N_F^2 = \left(1 + \frac{1}{K} \right) \left(1 + N_R \left(\rho + \frac{1}{\rho} \right) \right) \quad (20)$$

Как следует из сравнения выражений (17) и (19), оптимизированные значения коэффициента шума инвертирующего и неинвертирующего усилителей при больших \$K\$ незначительно отличаются друг от друга. Графики зависимостей коэффициента шума от выходного сопротивления источника сигнала приведены на Рис. 58. Коэффициент шума вычислялся по формулам (18) и (20) при шумовых отношениях \$N_R = 0, 1\$ и \$1\$ и коэффициенте усиления инвертирующего усилителя \$K = 2\$.

В справочной литературе обычно приводятся значения спектральных плотностей \$S_v\$ и \$S_i\$ шумов напряжения и тока, а не шумовые сопротивление и проводимость \$r_N\$ и \$y_N\$. Шумовое отношение \$N_R = (r_N y_N)^{1/2}\$ находится в этом случае по формуле:

$$N_R = \sqrt{r_N y_N} = \sqrt{S_v S_i} / 4kT$$

Рис. 58. Зависимость коэффициента шума (\$N_F\$) от выходного сопротивления источника сигнала (\$R_S\$): а — неинвертирующего усилителя на ОУ; б — инвертирующего усилителя на ОУ. Коэффициент передачи инвертирующего усилителя (\$K\$) равен 2. \$(1 + 1/K)^{1/2} \approx 1.22\$ для \$K \approx 2\$



Заметим, что для дифференциального каскада, устанавливаемого на входе большинства ОУ, спектральная плотность напряжения, приведенная ко входу, ограничивается снизу крутизной транзисторов. Она не может быть меньше спектральной плотности напряжения шума на резисторе, величина которого обратна крутизне. Аналогично, спектральная плотность шумового тока не может быть меньше суммы спектральных плотностей дробового шума тока смещения и шумового тока, вызванного входным сопротивлением:

$$S_V^2 > 4kT/S;$$

$$S_I^2 > 2eI_{IN} + 4kTY_{IN},$$

где S — крутизна;

I_{IN} — входной ток;

Y_{IN} — входная проводимость.

ИНТЕГРАТОР И ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Интегратор и фильтры нижних частот первого порядка являются одними из самых популярных применений ОУ. Основные трудности применения ОУ в этих схемах возникают за частотой среза, когда усиление ОУ падает как $1/\omega$, а сдвиг фазы усилителя составляет 90° . Для усилителей общего применения, у которых частота единичного усиления порядка мегагерца, частота среза не превышает 100 Гц. Как будет показано ниже, благодаря этому свойству ОУ вносит фазовый сдвиг, который осложняет применение интеграторов, например, в высокодобротных активных фильтрах.

Выражение для частотной характеристики интегратора можно получить, если проинтегрировать функцию, представляющую собой гармоническое колебание, например $\sin \omega t$. Безразмерная величина τ называется постоянной времени интегратора.

$$\frac{1}{\tau} \int \sin \omega t dt = -\frac{\cos \omega t}{\omega \tau} + \text{const} = \frac{1}{\omega \tau} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \text{const}.$$

Из этого выражения следует, что интегратор вносит фазовый сдвиг -90° и обладает частотной характеристикой, спадающей обратно пропорционально частоте. В комплексной форме выражение для частотной характеристики имеет вид:

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau}. \quad (21)$$

Схема интегратора приведена на Рис. 59а. ОУ включен здесь по инвертирующей схеме, ее параметры приводятся в Табл. 1. Подставляя туда R вместо R_1 и $1/j\omega C$ вместо R_2 получим выражение для частотной характеристики K_I интегратора и коэффициента обратной связи:

$$K_I = \frac{1}{j\omega RC} \cdot \frac{G\beta}{1+G\beta} = \frac{1}{j\omega\tau} \cdot \frac{1}{1+1/G\beta}, \quad (22)$$

где $\tau = RC$,

$$\beta = \frac{j\omega\tau}{1+j\omega\tau} \cdot \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R/(1+j\omega\tau)},$$

r_{IN} — входное сопротивление ОУ.

При $G\beta \gg 1$ выражение (22) совпадает с (21), которое описывает частотную характеристику идеального интегратора. Частотная характеристика реального интегратора ограничена снизу конечным значением коэффициента усиления на низких частотах. На вы-

соких частотах частотная характеристика ограничивается двумя факторами: падением коэффициента усиления и конечным значением выходного сопротивления ОУ. Для дальнейшего положим, что усилитель имеет наиболее распространенную однополюсную частотную характеристику, описываемую выражением:

$$G(j\omega) = \frac{G_0}{1+j\omega/\omega_c} = -j \frac{G_0\omega_c}{\omega} = -j \frac{\omega_1}{\omega},$$

где $G_0 = G(0)$ — коэффициент усиления на постоянном токе;

ω_c — частота среза ОУ, $|G(\omega_c)|^2 = G_0^2/2$;

ω_1 — частота единичного усиления, $|G(\omega_1)| = 1$.

Для наглядности на Рис. 59б приведена частотная характеристика ОУ, на котором выполнен интегратор. Как следует из рисунка, нижней граничной частотой (ω_L) интегратора можно считать частоту, на которой коэффициент усиления ОУ становится меньше коэффициента передачи интегратора. На этой частоте $|K_I| = 1/\tau\omega_L = G_0$, поэтому

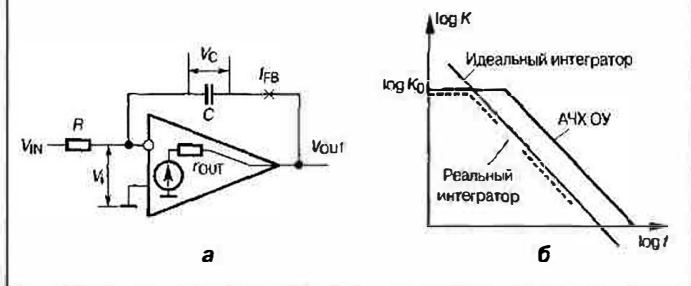
$$\omega_L = \frac{1}{G_0\tau}.$$

Ниже частоты ω_L коэффициент передачи реального интегратора постоянен и равен G_0 . Такой же точно эффект был бы, если бы коэффициент усиления ОУ был бесконечен, а конденсатор интегратора имел сопротивление утечки G_0R . В диапазоне частот от нижней граничной частоты до частоты среза происходит увеличение коэффициента усиления по петле обратной связи. Поэтому на частоте среза имеет место максимальное значение коэффициента усиления по петле обратной связи и, следовательно, наилучшее качество работы интегратора.

За частотой среза коэффициент передачи усилителя с однополюсной характеристикой падает обратно пропорционально частоте, так же, как и коэффициент передачи интегратора. На этих частотах падение коэффициента усиления ОУ компенсируется ростом коэффициента обратной связи. Потому здесь коэффициент усиления по петле обратной связи постоянен. Такая ситуация сохраняется до тех пор, пока из-за уменьшения коэффициента усиления ОУ при увеличении частоты падение напряжения на конденсаторе станет меньше входного напряжения усилителя. Этот эффект начинает проявляться на частотах выше ω_L , когда падение напряжения на конденсаторе V_C равно напряжению V_{IN} на входе усилителя. Напряжение на конденсаторе равно произведению тока обратной связи I_{FB} на импеданс конденсатора, равный на частоте ω_L величине $1/j\omega C$. Ток обратной связи I_{FB} равен выходному напряжению, деленному на выходное сопротивление: $I_{FB} = V_{OUT}/r_{OUT}$. Учитывая, что $|G| = \omega_1/\omega$ и полагая, что импеданс конденсатора много меньше выходного сопротивления усилителя, получаем:

$$V_C = \frac{I_{FB}}{\omega C} = \frac{V_{OUT}/r_{OUT}}{\omega C} = \frac{V_{IN}G/r_{OUT}}{\omega C} = V_{IN} \frac{G}{\omega r_{OUT}C} = V_{IN} \frac{\omega_1}{\omega^2 r_{OUT}C} < V_{IN},$$

Рис. 59. Инвертирующий интегратор: а — схема; б — частотная характеристика в области средних и нижних частот



откуда следует:

$$\omega < \sqrt{\omega_1 / (r_{OUT} C)}. \quad (23)$$

Для интегратора с $R = 1 \text{ кОм}$, $C = 16 \text{ нФ}$ ($\tau = 16 \text{ мкс}$), построенного на ОУ с параметрами: $G_0 = 10^5$, $r_{OUT} = 1 \text{ кОм}$, $\omega_1 = 2\pi \text{ МГц}$ получим $f_L = 0.1 \text{ Гц}$, $f_1 = 100 \text{ кГц}$. На **Рис. 60а** представлена частотная характеристика инвертирующего интегратора для разных значений величин R и C ($RC = 15.9 \text{ мкс}$). Видно совпадение частоты ω_1 , получаемой согласно выражению (23), с частотами минимумов частотной характеристики.

На бесконечно большой частоте коэффициент усиления ОУ пренебрежимо мал, а импеданс конденсатора C много меньше выходного сопротивления усилителя. Присутствием усилителя здесь можно пренебречь (**Рис. 60б**). Если входное сопротивление ОУ много больше R , то коэффициент передачи интегратора будет, очевидно, равен $r_{OUT} / (r_{OUT} + R)$ и не будет зависеть от частоты. Влияние падения коэффициента усиления приводит к тому, что, начиная с некоторой частоты, коэффициент усиления по петле обратной связи становится меньше единицы. Так как цепь обратной связи состоит из резистивно-емкостных цепей, то $|\beta| < 1$. Поэтому коэффициент усиления по петле обратной связи выше частоты единичного усиления ОУ будет меньше единицы. Влияние конечного выходного сопротивления ОУ обычно наступает раньше, хотя конкретный вид выражения для частотной характеристики зависит от частотной характеристики ОУ.

Для определения отличия частотной характеристики реального интегратора от идеального нужно оценить член $1/(1 + 1/G\beta)$ выражения (22). До частоты среза $G = G_0$. Пренебрегая для ясности входным сопротивлением ОУ, для этой области частот получим:

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{G\beta}} = \frac{1}{1 + \frac{1 + j\omega\tau}{G_0 j\omega\tau}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{G_0} + \frac{1}{jG_0\omega\tau}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{G_0} - j \frac{1}{G_0\omega\tau}}$$

Отсюда следует, что отклонение коэффициента передачи реального интегратора от $-1/j\omega\tau$ и отклонение сдвига фазы от $-\pi/2$ на частотах от ω_L до частоты среза описываются выражениями:

$$K_i j\omega\tau = 1 / \sqrt{\left(1 + \frac{1}{G_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{G_0\tau\omega}\right)^2};$$

$$\text{tg } \phi = \frac{1}{\omega\tau} \frac{1}{1 + G_0}.$$

За частотой среза $G = -j\omega_1/\omega$. Пренебрегая для ясности входным сопротивлением ОУ, для этой области частот получим:

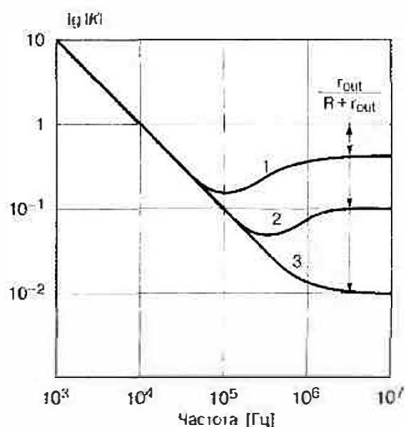
$$\frac{1}{1 + \frac{1}{G\beta}} = \frac{1}{1 + \frac{1 + j\omega\tau}{\omega_1 \tau}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_1 \tau} + j \frac{\omega}{\omega_1}}.$$

Отсюда следует, что отклонение коэффициента передачи реального интегратора от $1/j\omega\tau$ и отклонение сдвига фазы от $-\pi/2$ на частотах за частотой среза описываются выражениями:

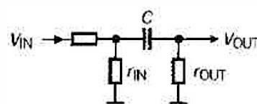
$$K_i j\omega\tau = 1 / \sqrt{\left(1 + \frac{1}{\omega_1 \tau}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2};$$

$$\text{tg } \phi = \frac{\omega/\omega_1}{1 + 1/\omega_1 \tau} = \frac{\omega\tau}{1 + \omega_1 \tau} \approx \frac{\omega}{\omega_1} \text{ при } \omega_1 \tau \gg 1.$$

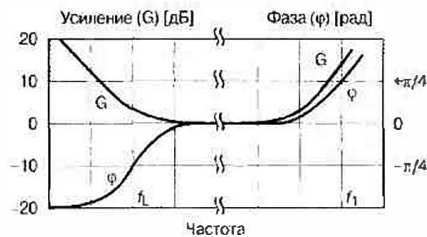
Рис. 60. Характеристики инвертирующего интегратора: а — частотная характеристика (1 — $R = 1 \text{ кОм}$, $C = 16 \text{ нФ}$, 2 — $R = 10 \text{ кОм}$, $C = 1.6 \text{ нФ}$, 3 — $R = 100 \text{ кОм}$, $C = 160 \text{ пФ}$); б — его эквивалентная схема на высоких частотах; в — отличие коэффициента передачи и фазовой характеристики реального интегратора от идеального



а



б



в

Из полученных выражений ясно, что постоянную времени интегрирования следует выбирать такой, чтобы $\omega_1 \tau \gg 1$. Конечная частота единичного усиления вносит фазовый сдвиг, который можно компенсировать, введя в схему интегратора компенсирующие компоненты, как показано на **Рис. 61**. Условия компенсации для обеих схем сходны: $\omega_1 R_C C = 1$ для схемы на **Рис. 61а** с компенсирующим резистором и $\omega_1 R C C = 1$ для схемы на **Рис. 61б** с компенсирующим конденсатором. Недостатком этого решения является то, что для компенсации требуется знать значение частоты единичного усиления ОУ, на котором построен интегратор. Для схемы на **Рис. 61а**, например, учитывая ранее сделанные выкладки, имеем:

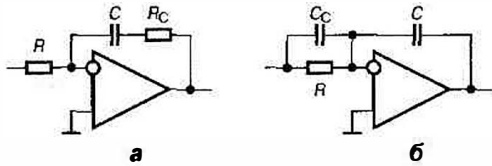
$$\beta = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau + j\omega R_C C};$$

$$K_i = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{1 + j\omega R_C C}{j\omega\tau} \frac{1}{1 + 1/G\beta} = -\frac{1 + j\omega R_C C}{j\omega\tau} \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_1};$$

$$\frac{1}{G\beta} = \frac{\omega}{j\omega_1} \frac{1 + j\omega\tau + j\omega R_C C}{j\omega\tau} \approx j \frac{\omega}{\omega_1};$$

$$K_i = -\frac{1}{j\omega\tau} \text{ при } R_C C = \frac{1}{\omega_1}.$$

Рис. 61. Схемы инвертирующих интеграторов с компенсацией запаздывания по фазе: а — с компенсирующим резистором; б — с компенсирующим конденсатором



Выкладки для схемы на **Рис. 61б** проводятся аналогично.

Метод компенсации запаздывания по фазе, который используется при построении интегральных схем, заключается в применении дополнительного ОУ. Основная схема, построенная на этом принципе, приведена на **Рис. 62**. Здесь в цепь обратной связи включен повторитель напряжения с коэффициентом передачи H_R , ОУ идентичны. Основные соотношения для рассматриваемой схемы имеют вид:

$$H_R = \frac{G}{1-G} = \frac{1}{1-1/G} = \frac{1}{1+j\omega/\omega_1} \approx 1 - j \frac{\omega}{\omega_1};$$

$$\beta = H_R \frac{j\omega\tau}{1+j\omega\tau}, \quad \tau = RC;$$

$$V_{OUT} = -G V_{IN} = -G \left(\frac{1}{1+j\omega\tau} V_{IN} + \beta V_{OUT} \right) = -G \frac{j\omega\tau}{1+j\omega\tau} \left(\frac{V_{IN}}{j\omega\tau} + H_R V_{OUT} \right);$$

$$K_1 = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{j\omega\tau} \cdot \frac{1}{H_R + \frac{1}{G} \frac{1+j\omega\tau}{j\omega\tau}} \approx \frac{1}{j\omega\tau} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{\omega}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_1\tau} + j \frac{\omega}{\omega_1}} = \frac{1}{j\omega\tau} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_1\tau}}$$

Выражение для частотной характеристики дифференциатора можно получить, если продифференцировать функцию, представляющую собой гармоническое колебание, например $\sin \omega t$. Величина τ называется постоянной времени дифференциатора.

$$\tau \frac{d}{dt} \sin \omega t = \tau \omega \cos \omega t = \tau \omega \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

Из этого выражения следует, что интегратор вносит фазовый сдвиг 90° и имеет частотную характеристику, нарастающую прямо пропорционально частоте. В комплексной форме выражение для частотной характеристики имеет вид:

$$H(j\omega) = j\omega\tau. \quad (24)$$

Схема дифференциатора приведена на **Рис. 63**. ОУ включен здесь по инвертирующей схеме. Эта схема включения ОУ обсуждалась ранее, ее параметры приводятся в **Табл. 1**. Подставляя туда $1/j\omega C$ вместо R_1 и R вместо R_2 , получим выражение для частотной характеристики K_D дифференциатора и коэффициента обратной связи:

$$K_D = -j\omega RC \frac{G\beta}{1+G\beta} = \frac{1}{j\omega\tau} \cdot \frac{1}{1+1/G\beta}, \quad (25)$$

Рис. 62. Схема инвертирующего интегратора с компенсацией запаздывания по фазе повторителем напряжения

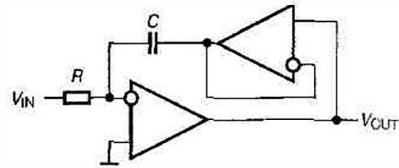
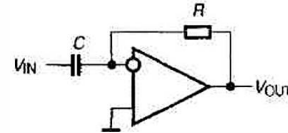


Рис. 63. Схема, реализующая дифференцирование



$$\beta = \frac{1}{1+j\omega\tau} \cdot \frac{r_{IN}}{r_{IN} + R/(1+j\omega\tau)},$$

где $\tau = RC$,

r_{IN} — входное сопротивление ОУ.

При $G\beta \gg 1$ выражение (25) совпадает с (24), представляющим частотную характеристику идеального дифференциатора.

Идеальный дифференциатор должен иметь амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), прямо пропорциональную частоте. Однако на практике полоса частот, в которой работает дифференциатор, должна быть ограничена сверху, так как в противном случае напряжение собственных шумов дифференциатора разовьет на его выходе бесконечно большое напряжение. Дифференциатор поэтому должен представлять собой полосовой фильтр специфического вида, у которого на частотах до верхней граничной частоты АЧХ должна быть пропорциональна частоте. Поведение АЧХ на частотах вблизи верхней граничной частоты определяется применением. Среди схем, описываемых в этой книге, в качестве дифференциатора можно применить полосовой фильтр первого порядка, выражение для частотной характеристики которого приведено в разделе «Популярные схемы на операционных усилителях».

Две наиболее популярные схемы дифференциатора приведены на **Рис. 64**. Частотная характеристика схемы на **Рис. 64а** равна $-j\omega R_2 C$ на низких частотах до частоты $1/(R_1 C)$. Выше этой частоты ее характеристика равномерна. Схема на **Рис. 64б** в области низких частот имеет частотную характеристику равную $-j\omega R_2 C$ до частоты $1/(R_1 C_1)$. Выше этой частоты частотная характеристика равномерна до частоты $1/(R_2 C_2)$. Далее начинается спад, где частотная характеристика описывается выражением $-1/j\omega R_2 C_2$.

Линейное дифференциальное уравнение моделируется как с помощью дифференциатора, так и с помощью интегратора, причем последний используется чаще, так как у интегратора коэффициент усиления по петле обратной связи не зависит от частоты, а у дифференциатора он падает пропорционально квадрату частоты.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА ЗАЗЕМЛЕННОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

Активными фильтрами здесь будут называться цепи на дискретных компонентах, для формирования нулей и полюсов частотной характеристики которых применяются ОУ. Для любого активного фильтра существует пассивная RLC -цепь с таким же расположи-

Рис. 64. Практические схемы дифференциаторов и их АЧХ:
а — с равномерной частотной характеристикой;
б — с завалом частотной характеристики

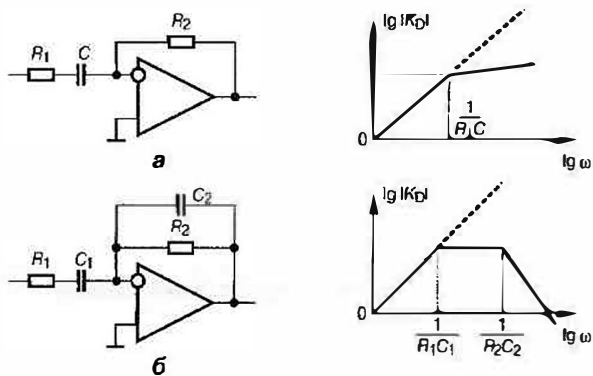
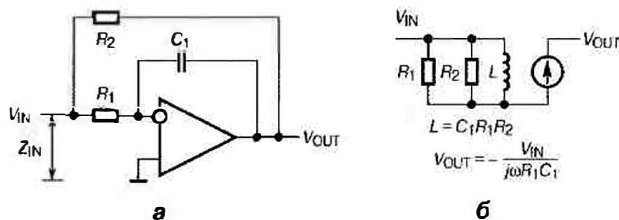


Рис. 65. Заземленная индуктивность на интеграторе:
а — схема; **б** — эквивалентная схема



ем нулей и полюсов на частотной оси. Проектирование активного фильтра практически сводится к замене индуктивности или отдельных звеньев в пассивной RLC -цепи цепью на активном элементе. Так как поведение пассивной цепи просчитано заранее, процедуры синтеза и настройки фильтра становятся очень простыми. Заметим, что, располагая только одним ОУ, который развивает выходное напряжение относительно земли, удастся удовлетворительно реализовать только заземленные компоненты.

Схема устройства, входной импеданс которого имеет индуктивную составляющую за счет применения ОУ, приведена на **Рис. 65а**. В ней выходное напряжение V_{OUT} интегратора отстает от входного напряжения V_{IN} на -90° , поэтому ток через резистор R_2 вносит индуктивную составляющую во входной импеданс Z_{IN} . Как следует из построения схемы, ее входной импеданс равен:

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{R_1} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT})/R_2}{V_{IN}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1-K_1}{R_2} =$$

$$= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega C_1 R_1 R_2} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L},$$

где $L = C_1 R_1 R_2$;

$K_1 = -1/(j\omega C_1 R_1)$ — коэффициент передачи интегратора;
 R_1 — входное сопротивление интегратора.

Как видно из полученного выражения, входной импеданс состоит из трех параллельно соединенных двухполюсников. Первые два представляют собой резисторы R_1 и R_2 , третий — индуктивность L . Выходное напряжение ОУ пропорционально току через индуктивность. Эквивалентная схема рассматриваемого устройства, явно содержащая индуктивность, приведена на **Рис. 65б**. Она состоит из параллельно включенных заземленных сопротивлений R_1 , R_2 и индуктивности L , а также заземленного источника напряжения с коэффициентом передачи, равным коэффициенту передачи интегратора. Как и всякая катушка индуктивности, данная схема характеризуется добротностью Q_L , равной отношению индуктивной и активной составляющей входного тока:

$$Q_L = \frac{1/\omega L}{1/R_1 + 1/R_2} = \frac{R_E}{\omega L},$$

где R_E — эквивалентное сопротивление: $1/R_E = 1/R_1 + 1/R_2$.

Можно сказать, что рассматриваемая схема преобразует импеданс конденсатора C_1 в импеданс индуктивности, то есть является так называемым преобразователем (конвертором) импеданса. Далее мы постоянно будем иметь дело с цепями, которые построены для того, чтобы их импеданс имел заданное значение. Цепи этого

типа называются моделями, например, цепи на **Рис. 65** называются моделями индуктивности.

Еще одна схема модели заземленной индуктивности приведена на **Рис. 66а**. В отличие от ранее рассмотренной, она выполнена на повторителе напряжения. Чтобы далее различать эти схемы, первую из них будем называть инвертирующей моделью индуктивности, вторую — моделью индуктивности на повторителе напряжения. В случаях, когда это не будет вызывать затруднений, модель индуктивности называют просто индуктивностью. Модель индуктивности на повторителе напряжения имеет входной импеданс Z_{LR} :

$$\frac{1}{Z_{LR}} = \frac{1}{R_2 + 1/j\omega C} + \frac{1}{R_1} \left(1 - K \frac{R_2}{R_2 + 1/j\omega C} \right) =$$

$$= \frac{j\omega C}{1 + j\omega R_2 C} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} (1-K) \right) + \frac{1}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C} =$$

$$= \frac{j\omega C}{1 + j\omega \tau_2} p + \frac{1}{R_1 + j\omega L},$$

где K — коэффициент передачи повторителя напряжения,

$$\tau_2 = R_2 C, \quad p = 1 + \frac{R_2}{R_1} (1-K), \quad L = C R_1 R_2.$$

Из полученных выражений следует эквивалентная схема индуктивности на повторителе напряжения, приведенная на **Рис. 66б**. Как видно из рисунка, она состоит из двух параллельно соединенных ветвей. Одна из них — емкостная, состоящая из RC -цепочки, компоненты которой увеличены в p раз по сравнению с компонентами входной RC -цепочки $R_2 C$. Другая ветвь — индуктивная; она состоит из последовательно соединенных сопротивления R_1 и индуктивности L . Как видно из представленных выражений, для повышения добротности следует увеличивать емкость и уменьшать сопротивление резистора R_2 .

В этом разделе на примере инвертирующей модели индуктивности рассматриваются свойства активных фильтров на интеграторе. В следующем разделе на примере частотно-зависимого отрицательного сопротивления рассматриваются свойства активных

Рис. 66. Заземленная индуктивность на повторителе напряжения:
а — схема; **б** — эквивалентная схема

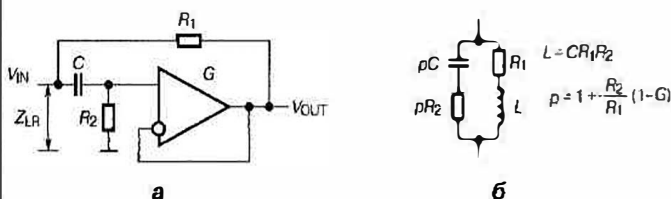
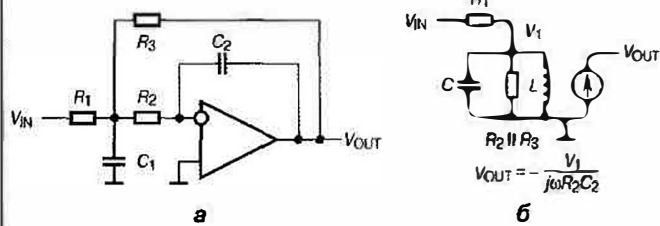


Рис. 67. Параллельный колебательный контур на модели индуктивности: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема



фильтров на повторителях напряжения. Анализ индуктивности на повторителе следует проводить исходя из содержания следующего раздела.

На инвертирующей индуктивности фильтры строятся обычным образом: путем создания LC-контуров с заданными добротностью и резонансными частотами. Рассмотрим одну из самых простых цепей этого рода — параллельный колебательный контур, напряжение на который подается через резистор. На Рис. 67 представлен данный колебательный контур, в котором индуктивность представлена эквивалентной схемой ее модели. Выражение для определения частотной характеристики $H(j\omega)$ следует из построения схемы и представлено соотношением:

$$V_{OUT} = K_1 V_1 = V_{IN} K_1 \frac{C_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel L}{R_1 + C_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel L} = V_{IN} \frac{1}{j\omega R_2 C_2} \frac{1}{1 + R \left(j\omega C_1 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{j\omega L} \right)} \quad (26)$$

Откуда следует:

$$H(j\omega) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2},$$

где $\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 L} = \frac{1}{C_1 R_2 C_2 R_3}$ — резонансная частота;

$H_0 = R_3 / R_1$ — модуль коэффициента передачи на постоянном токе;

$Q = R_E / \rho$ — добротность контура;

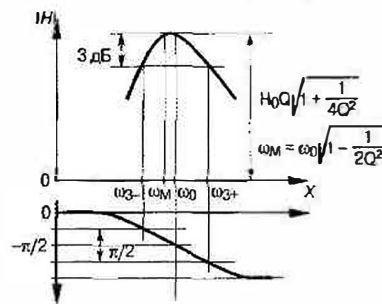
$\rho = 1 / (\omega_0 C_1) = \omega_0 L$ — волновое сопротивление контура;

R_E — эквивалентное сопротивление контура: $1/R_E = 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_1$.

Как видно из рисунка, колебательный контур реализует полосовой фильтр первого порядка. Ток в катушке индуктивности L пропорционален интегралу напряжения на контуре, поэтому зависимость тока в катушке индуктивности от частоты представляется частотной характеристикой фильтра низких частот второго порядка. Выходное напряжение, как сказано выше, пропорционально току через индуктивность, поэтому с выхода ОУ реализуется фильтр низких частот второго порядка.

Расчет компонентов фильтра производится следующим образом. Так как фильтр состоит из пяти компонентов, то для их расчета требуется задать пять соотношений, характеризующих фильтр. Три из них представляют частотную характеристику и обязательно должны быть заданы. Это H_0 — коэффициент передачи на постоянном токе, ω_0 — резонансная частота и Q — добротность. Как будет показано ниже, целесообразно выбирать R_1 и R_2 меньшими, чем входное сопротивление ОУ, и равными друг другу. В конце этого раздела выведено соотношение (30) для подбора коэффициента усиления ОУ. Показано, что при этих условиях на резонансной частоте должно выполняться соотношение $|G| > 2H_0 Q^2$, чтобы смещение резонансной частоты, вызванное конечным значением

Рис. 68. Частотные характеристики



коэффициента усиления ОУ, было равно половине полосы пропускания. С точки зрения снижения шумов величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 должны быть как можно меньше, по крайней мере, меньше входного сопротивления ОУ. Соотношение между R_1 и R_2 является четвертым для расчета компонентов. В качестве пятого можно применить любое соотношение, связывающее компоненты и параметры фильтра, например, задать величину емкости или сопротивления. Обычно для этой цели задается величина резистора R_1 или один из параметров колебательного контура, например волновое сопротивление. Расчетные соотношения для компонентов фильтра имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} R_3 &= H_0 R_1; \\ \mu &= 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{H_0} \approx 2; \\ \frac{1}{\rho} &= \mu \frac{Q}{R_1} \approx 2 \frac{Q}{R_1}; \\ C_1 &= \frac{1}{\omega_0 \rho} = \frac{\mu Q}{\omega_0 R_1} \approx 2 \frac{Q}{\omega_0 R_1}; \\ C_2 &= \frac{\rho}{\omega_0 R_2 R_3} = \frac{R_1}{Q \mu} \frac{1}{\omega_0 R_2 R_3} \frac{\omega_0 R_1}{Q \mu} = \\ &= C_1 \frac{R_1}{R_3} \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{(Q \mu)^2} \approx \frac{C_1}{H_0} \frac{1}{4Q^2} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Приближения сделаны для $H_0 \gg 1$ и $R_1 = R_2$. Коэффициент μ и волновое сопротивление ρ приведены здесь для удобства проведения выкладок. Обратите внимание на то, что при $|G\omega_0| = 2H_0 Q^2$ сдвиг резонансной частоты равен половине полосы пропускания. При дальнейшем увеличении G сдвиг уменьшается обратно пропорционально величине модуля G . С достаточной для практического применения точностью входным сопротивлением ОУ можно пренебречь, если оно на порядок больше R_2 .

Измерения параметров фильтра производятся следующим образом. Коэффициент передачи на постоянном токе, равный отношению выходного напряжения к входному, измеряется на частотах много меньших, чем резонансная частота. Прямое измерение резонансной частоты производится отсчетом частоты, на которой сдвиг фазы выходного напряжения относительно входного равен 90° . Добротность находится как отношение коэффициента передачи на резонансной частоте к коэффициенту передачи на постоянном токе. Косвенным способом резонансная частота и добротность определяются по результатам измерений параметров резонансной кривой. Резонансная частота оценивается как полусумма нижней и верхней частот, на которых амплитудно-частотная характеристика спадает на 3 дБ. Добротность оценивается как отношение резонансной частоты к полосе пропускания, которая равна разности измеренных верхней и нижней частот. Наиболее простым, но менее точным является измерение по максимуму резонансной кривой. Для НЧ-фильтра второго порядка максимум резонансной кривой равен $Q(1 + 1/4Q^2)^{1/2}$. Он нахо-

дится на частоте $\omega_0(1 - 1/2Q^2)^{1/2}$, которая ниже резонансной примерно на $\omega_0/4Q^2$ (рис. 68). Так как эта частота находится внутри полосы пропускания по уровню 3 дБ, ее можно считать резонансной и по коэффициенту передачи на этой частоте оценить добротность, как описано выше. Затем можно сделать поправку на величину $\omega_0/4Q^2$. Недостатком этого метода является низкая точность измерения частоты, на которой находится максимум частотной характеристики.

Настройка фильтра производится следующим образом. Коэффициент передачи на постоянном токе настраивается изменением одного из резисторов: R_1 или R_3 . Резонансная частота настраивается изменением любого из конденсаторов: C_1 или C_2 . Результаты указанных операций не влияют друг на друга, но любая из указанных операций изменяет добротность. Для настройки добротности вначале рекомендуется ее незначительно завьисить, а затем настроить подбором сопротивления резистора, устанавливаемого параллельно конденсатору C_1 . Завьисить добротность можно, например, при уменьшении емкости конденсатора C_2 и одновременном увеличении емкости конденсатора C_1 , так чтобы резонансная частота оставалась постоянной.

Сводка схем и расчетных соотношений для простейших фильтров на рассматриваемой в этом разделе заземленной индуктивности приведена в разделе «Популярные схемы на операционных усилителях».

Рассмотрим потенциальные возможности индуктивности на интеграторе и фильтра на ее основе (рис. 67)

Как отмечалось выше, из-за конечности выходного сопротивления ОУ диапазон частот интегратора ограничен сверху. Верхняя граничная частота интегратора ω_1 была найдена в разделе «Интегратор и дифференциатор»:

$$\omega_1 < \sqrt{\omega_1 / (r_{OUT} C_2)}$$

При конечном коэффициенте усиления ОУ входной импеданс интегратора будет (по модулю) больше R_1 , уменьшится коэффициент передачи и увеличится фазовый сдвиг интегратора. Увеличение входного импеданса и отставание по фазе приводит к увеличению добротности, а снижение коэффициента усиления — к уменьшению индуктивности. Для получения точного выражения следует подставить в соотношение (26) значения входного сопротивления и коэффициента передачи интегратора с учетом параметров ОУ. Мы считаем здесь, что выходное сопротивление интегратора много меньше, чем R_2 и R_3 , поэтому существенное влияние здесь оказывают коэффициент усиления и входной импеданс ОУ. С достаточной степенью точности входной импеданс ОУ можно представить активным, а частотную характеристику — однополюсной. Коэффициент усиления выразим соотношением:

$$G(j\omega) = \frac{G_0}{1 + j\omega/\omega_c} = -j \frac{G_0 \omega_c}{\omega} = -j \frac{\omega_1}{\omega}$$

Приближения сделаны для самого распространенного случая применения ОУ, так как его полоса пропускания обычно порядка десяти герц. Рассмотрим, как изменится импеданс индуктивности из-за отклонения коэффициента передачи интегратора от $1/j\omega R_3 C_2$. За полосой пропускания ОУ (при $\omega > \omega_c$) значение коэффициента передачи реального интегратора выражается соотношением:

$$K_1 = \frac{1}{j \left(\omega \tau_1 + \frac{1 + R_2/r_{IN}}{\omega_1} \right) - \frac{\omega^2 \tau_1}{\omega_1}} \quad (28)$$

где $\tau_1 = C_2 R_2$ — постоянная времени интегратора;
 r_{IN} — входное сопротивление ОУ.

$$L = \frac{K_1}{R_3} = \frac{1}{j\omega \left(R_3 \tau_1 + \frac{1 + R_2/r_{IN}}{\omega_1} R_3 \right) - \frac{\omega^2 \tau_1}{\omega_1} R_3} = \frac{1}{j\omega(L + L_M) + R_D}$$

где $L = \tau_1 R_3 = C_2 R_2 R_3$;

$$L_M = \left(1 + \frac{R_2}{r_{IN}} \right) \frac{R_3}{\omega_1};$$

$$R_D = -\frac{\omega^2 \tau_1 R_3}{\omega_1} = -\frac{\omega^2 L}{\omega_1}$$

Как видно из полученных выражений, составляющая входной проводимости, вызванная коэффициентом передачи интегратора, представляет собой последовательно соединенные индуктивность и отрицательное сопротивление. Индуктивность состоит из перестраиваемой части, равной L , и постоянной, равной L_M . Перестраиваемая часть равна значению индуктивности, реализованному на идеальном интеграторе, и не зависит от коэффициента передачи ОУ. Постоянная часть вызвана задержкой и не зависит от емкости.

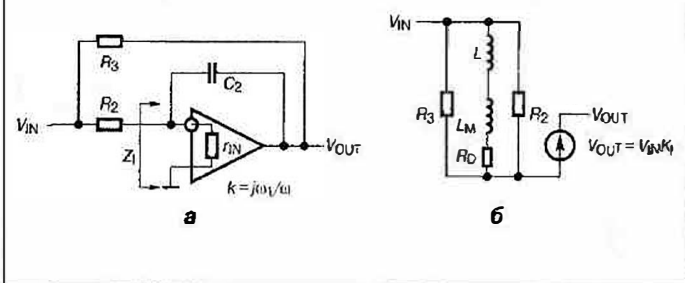
Рассмотрим входной импеданс интегратора. Входной импеданс интегратора равен сумме сопротивления резистора R_2 и импеданса входной цепи интегратора (сечение Z_1 на рис. 69а). Последний составлен из параллельно соединенных входного сопротивления r_{IN} ОУ и емкости обратной связи, умноженной на $1 - G$. Так как $G = j\omega_1/\omega$, компонента проводимости Y_C входной цепи, вызванная емкостью, состоит из параллельно соединенных конденсатора емкостью C_2 и постоянного сопротивления величиной $\omega_1 C_2$:

$$Y_C = j\omega C_2 (1 - G) = j\omega \left(1 - j \frac{\omega_1}{\omega} \right) C_2 \approx \omega C_2 = \left| \frac{G}{K_1} \right| \frac{1}{R_2} \gg \frac{1}{R_2}$$

Непосредственно из выражения для Y_C видно, что она много меньше проводимости резистора R_2 , поэтому для грубых оценок, производимых далее, можно считать, что входное сопротивление интегратора равно R_2 .

Рассмотрим изменение частотной характеристики фильтра с учетом сделанных оценок. Схема фильтра изображена на рис. 67а. Как было показано в выражении (28), из-за конечности коэффициента усиления индуктивность отклоняется от расчетного значения на величину $L_M = (1 + R_2/r_{IN})R_3/\omega_1$. Это приводит к изменению резонансной частоты фильтра на величину $\Delta\omega_0$ и изменению его добротности. Сделаем оценку требуемого коэффициента усиления ОУ, чтобы изменение резонансной частоты было в p (parameter) раз меньше полосы пропускания, равной ω_0/Q :

Рис. 69. Модель индуктивности на неидеальном ОУ:
 а — схема; б — эквивалентная схема



$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_0 &= \omega_0 \frac{1}{\sqrt{C_1(L+L_M)}} = \frac{\omega_0}{2} \frac{L_M}{L} < \frac{1}{\rho} \frac{\omega_0}{Q}; \\ \frac{2}{\rho} > Q \frac{L_M}{L} &= Q \left(1 + \frac{R_2}{r_{IN}} \right) \frac{1}{\omega_1} \frac{R_3}{L} = \frac{Q^2 H_0}{G} \left(1 + \frac{R_2}{r_{IN}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{H_0} \right) \end{aligned} \right\} (29)$$

При преобразованиях использовано соотношение для модуля коэффициента передачи $G = \omega_1/\omega_0$, так как в выражениях (29) частота равна резонансной. Также применяется соотношение $1/Q = \rho/R_E = (\rho/R_1)(1 + R_1/R_2 + 1/H_0)$.

Произведение сомножителей $(1 + R_2/r_{IN})(1 + R_1/R_2 + 1/H_0)$ имеет минимум по R_2 :

$$\min_{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{r_{IN}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{H_0} \right) = \left(\sqrt{\frac{R_1}{r_{IN}}} + \sqrt{1 + \frac{1}{H_0}} \right)^2,$$

который достигается при

$$R_2(\text{opt}) = \sqrt{\frac{R_1 r_{IN}}{1 + 1/H_0}}.$$

При $R_1 \gg r_{IN}$ (что естественно) и $H_0 > 1$ минимум меньше 2, поэтому при проведении оценок произведение сомножителей удобно заменить числом 2, так как это ближайшее целое число, превосходящее минимум. С учетом сделанных замечаний выражение (29) для подбора ОУ примет вид:

$$G(\omega_0) > \frac{\rho}{2} Q^2 H_0 \left(1 + \frac{R_2}{r_{IN}} \right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{H_0} \right) \geq \rho Q^2 H_0. \quad (30)$$

Предельно высокая резонансная частота, на которой может работать фильтр, определяется параметрами ОУ. Очевидно, что в этом случае $C_2 = 0$, а индуктивность принимает свое минимальное значение, равное L_M . Соотношения для расчета параметров фильтра в этом случае следуют из выражений (27), если в них подставить $L = L_M$, а R_2 заменить на $R_2 + r_{IN}$:

$H_0 = R_3/R_1$ — коэффициент передачи на постоянном токе;
 $\omega_0^2 = 1/(C_1 L_M) = \omega_1/(C_1 R_2 (1 + R_1/r_{IN}))$ — резонансная частота;
 $\rho = 1/(\omega_0 C_1) = \omega_0 L_M$ — волновое сопротивление контура;
 $Q = R_E/\rho$ — добротность контура;
 R_E — эквивалентное сопротивление контура; $1/R_E = 1/R_1 + 1/(R_2 + r_{IN}) + 1/R_3$.

Приведем результаты моделирования, подтверждающие сделанные рассуждения. При моделировании применялся ОУ с параметрами, типичными для биполярного ОУ общего применения: $G_0 = 10^5$, $\omega_1 = 2\pi$ МГц, $r_{IN} = 100$ кОм, $r_{OUT} = 1$ кОм. Моделировался фильтр низких частот по схеме, изображенной на Рис. 67а, с резонансной час-

тотой $f_0 = 10$ кГц и коэффициентом передачи на постоянном токе $H_0 = 5$. Сопrotивление резистора R_1 было выбрано на порядок меньше входного: $R_1 = 10$ кОм. Откуда $R_3 = R_1 H_0 = 50$ кОм. На резонансной частоте $G = \omega_1/\omega_0 = 1$ МГц/10 кГц = 100. Величина добротности определялась из условия, чтобы смещение резонансной частоты было равно половине полосы пропускания, для чего применялось неравенство (30). Рассматривалось четыре варианта схемы, значения компонентов каждого варианта и результаты моделирования занесены в Табл. 2 (номер варианта — в столбце 1). В первом варианте $R_2 = R_2(\text{opt})$, во втором $R_2 = R_1$, в третьем $R_2 = R_2(\text{opt})$, $C_2 = 0$, в четвертом $R_2 = R_1$, $C_2 = 0$.

Правильность сделанных расчетов подтверждается тем, что смещение резонансной частоты в вариантах 1 и 2 равно половине полосы пропускания. Это следует из того, что в этих случаях f_3 , равно расчетному значению ω_0 . При $C_2 = 0$ видна близость расчетных и экспериментальных оценок. Так как при оптимальной величине $R_2 \mu = 1.5$ и не слишком отличается от 2, то разница между случаями $R_2 = R_2(\text{opt})$ незаметна. Как следует из приведенных оценок и результатов моделирования, фильтр на одном ОУ только на низких частотах имеет относительно высокие значения добротности. Для активных фильтров вообще характерным является то, что добротность наиболее жестко ограничена сверху параметрами ОУ. Фильтры на одном ОУ применяются, как правило, там, где требуется не высокая добротность, а приемлемое усиление.

Источниками шума модели индуктивности являются тепловые шумы резисторов и собственные шумы ОУ. Поскольку индуктивность представляет собой двухполюсник, ее модель следует представить так же в виде двухполюсника с источниками шума, причем параметры источников шума должны не зависеть от параметров цепи, подключаемой к модели индуктивности. Это всегда можно сделать, сведя систему уравнений, описывающих модель индуктивности, к одному уравнению, связывающему ток и напряжение на ее входе. Схема модели индуктивности с источниками шума приведена на Рис. 70.

Индекс в обозначении напряжения шума на резисторе равен индексу резистора на его обозначении в схеме. Как следует из рисунка, схема описывается соотношениями:

$$\begin{cases} I_{IN} = I_2 + I_3; \\ I_2 = \frac{V_1 - V_{IN} + e_2}{R_2} = (V_{OUT} - V_1)j\omega C_2 + \frac{V_1}{r_{IN}} + i_{IN}; \\ I_3 = \frac{V_{OUT} + e_3 - V_{IN}}{R_3}. \end{cases}$$

Будем считать, что неидеальность ОУ немного искажает форму амплитудно-частотной характеристики, то есть, по крайней мере, на резонансной частоте обратная связь еще достаточно глубока.

ТАБЛИЦА 2. ПАРАМЕТРЫ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА

#	Расчетные данные	f_0 [кГц]	Q	f_M [кГц]	V_M [В]	f_{3-} [кГц]	f_{3+} [кГц]	f_0^* [кГц]	Q^*
1	$R_2 = 28.8$ кОм, $C_1 = 7.8$ нФ, $C_2 = 21.6$ нФ, $Q = 3.17$	8.82	3.02	8.58	15.2	6.92	10.0	8.45	2.75
2	$R_2 = 10$ кОм, $C_1 = 10$ нФ, $C_2 = 50$ нФ, $Q = 2.87$	8.63	2.82	8.3	14.34	6.63	9.80	8.21	2.45
3	$R_2 = 28.8$ кОм, $C_1 = 7.8$ нФ, $C_2 = 0$, $Q = 6.83$, $f_0 = 17.8$ кГц	17.6	6.77	17.53	33.8	16.2	18.8	17.5	6.3
4	$R_2 = 10$ кОм, $C_1 = 10$ нФ, $C_2 = 0$, $Q = 8.29$, $f_0 = 17.0$ кГц	16.85	8.2	16.8	41.0	15.8	17.8	16.8	8.7

В таблице обозначено:

f_0 — частота, на которой сдвиг фаз между входным и выходным напряжением равен 90° .

$$Q = |H(f_0)/H_0|.$$

f_M — частота, на которой развивается максимальное напряжение (V_M),

V_M — максимальное выходное напряжение ($V_{IN} = 1$ В),

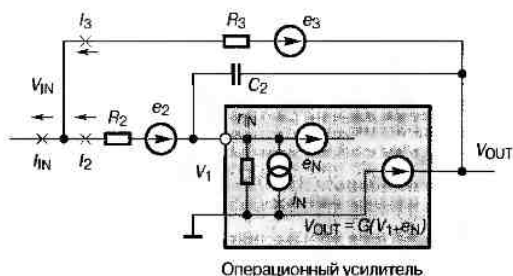
f_{3-} — нижняя граница полосы пропускания по уровню -3 дБ,

f_{3+} — верхняя граница полосы пропускания по уровню -3 дБ,

$$f_0^* = (f_{3-} + f_{3+})/2.$$

$$Q^* = f_0^*/(f_{3+} - f_{3-})/2.$$

Рис. 70. Эквивалентная схема модели индуктивности с источниками шумов ОУ, где e_2 — напряжение шума резистора R_2 ; e_3 — напряжение шума резистора R_3 ; i_N — входной шумовой ток ОУ; e_N — напряжение шума ОУ, приведенное к его входу; r_{IN} — входное (не шумящее) сопротивление ОУ; G — коэффициент усиления ОУ.



Поэтому коэффициент усиления ОУ можно считать равным бесконечности, входное сопротивление не учитывать. Отсюда следует:

$$V_{OUT} = (V_1 + e_N)G = V_{IN} K_1 + V_{N\ OUT};$$

$$K_1 = -1/j\omega C_2 R_2;$$

$$V_{N\ OUT} = -e_N(1 + 1/j\omega C_2 R_2) + i_N/j\omega C_2 R_2 + e_2/j\omega C_2 R_2 = -e_N/\beta + i_N/j\omega C_2 R_2 + e_2/j\omega C_2 R_2,$$

где K_1 — коэффициент передачи интегратора;
 $V_{N\ OUT}$ — напряжение шумов на выходе ОУ;

$$\beta = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{IN}}\right) \cdot \frac{1}{j\omega C_2}} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2}} \quad \text{— коэффициент обратной связи интегратора}$$

Итак, можно считать, что коэффициент усиления ОУ бесконечен. В этом случае $V_1 = -e_N$. Это соотношение следует из того, что при бесконечном коэффициенте усиления напряжение на входе ОУ должно быть равно нулю, чтобы получить конечное выходное напряжение. Для того чтобы можно было в точности скомпенсировать напряжение шума на входе, выходное напряжение должно быть в β раз меньше входного, что выражается в первом слагаемом $V_{N\ OUT}$. Второе слагаемое отражает тот факт, что при бесконечном коэффициенте усиления входное сопротивление ОУ, охваченного обратной связью, будет равно нулю, поэтому весь шумовой входной ток ОУ потечет по цепи обратной связи. Последнее слагаемое учитывает влияние напряжения шума резистора R_2 . Это напряжение подводится ко входу интегратора и усиливается в K_1 раз.

В приближении идеального ОУ составляющая тока через индуктивность, вызванная выходным напряжением ОУ, будет равна:

$$\frac{V_{OUT}}{R_3} = \frac{V_{IN} K_1 + V_{N\ OUT}}{R_3} \approx -\frac{V_{IN}}{j\omega C_2 R_2 R_3} + \frac{V_{N\ OUT}}{R_3} = \frac{V_{IN}}{j\omega L} + \frac{V_{N\ OUT}}{R_3};$$

$$L = C_2 R_2 R_3.$$

В полученном выражении для V_{OUT} первое слагаемое представляет индуктивный ток, остальные слагаемые — искомым шумовой

ток, который определяется только параметрами ОУ и номиналами резисторов схемы. Таким образом, ток I_{IN} , протекающий по модели индуктивности, равен:

$$I_{IN} = I_1 + I_2 = \frac{V_1 - V_{IN} + e_2}{R_2} + \frac{V_{OUT} + e_3 - V_{IN}}{R_3} =$$

$$= -\frac{V_{IN} - e_2}{R_2} - \frac{V_{IN} - e_3}{R_3} - \frac{e_N}{R_2} + \frac{V_{IN}}{j\omega L} + \frac{V_{N\ OUT}}{R_3} =$$

$$= -V_{IN} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{j\omega L} \right) + \frac{V_N}{R_3},$$

$$\text{где } V_N = V_{N\ OUT} + e_3 + (e_2 - e_N) \frac{R_3}{R_2} =$$

$$= e_2 \left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \right) + e_3 + e_N \left(1 - \frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \right) + \frac{i_N}{j\omega C_2}.$$

Как видно из полученного выражения, ток I_{IN} , протекающий по модели индуктивности, состоит из детерминированной (не случайной) составляющей, вызванной входным напряжением V_{IN} , и шумовой составляющей V_N , вызванной шумами резисторов и ОУ. Слагаемые $e_2 R_3/R_2$ и e_3 в выражении для I_{IN} отображают вклад шумов резисторов R_2 и R_3 . Таким образом, все шумы, кроме шумов этих резисторов, приведены к выходу ОУ и поданы на вход модели индуктивности через резистор R_3 . Эквивалентная схема модели индуктивности с источниками шумов согласно полученному выражению представлена на **Рис. 71**.

В качестве примера, иллюстрирующего применение полученной эквивалентной схемы, найдем коэффициент шума активного фильтра нижних частот, построенного на обсуждаемой индуктивности. Схема фильтра представлена на **Рис. 72а**. Для определенности будем считать, что резистор R_1 представляет собой сопротивление источника сигнала. Как видно из рисунка, отношение сигнал/шум $(S/N)_{IN}$ на выходе источника сигнала (когда он не присоединен к усилителю) равно отношению напряжения V_S сигнала к напряжению e_1 шумов на сопротивлении источника сигнала R_1 . Отношение сигнал/шум $(S/N)_{OUT}$ на выходе фильтра равно:

$$(S/N)_{OUT} = H V_S / V_{N\ OUT},$$

где H — частотная характеристика фильтра;
 $V_{N\ OUT}$ — напряжение шума на выходе фильтра.
 Поэтому коэффициент шума N_F равен:

$$N_F = \frac{(S/N)_{OUT}}{(S/N)_{IN}} = \frac{V_S / e_1}{H V_S / V_{N\ OUT}} = \frac{V_{N\ OUT} / H}{e_1} = \frac{V_{N\ IN}}{e_1},$$

где $V_{N\ IN} = V_{N\ OUT} / H$ — напряжение шума, приведенное ко входу.

То есть в нашем случае коэффициент шума равен отношению напряжения шума, приведенного ко входу, к напряжению шума источника сигнала — резистора R_1 . Поэтому далее напряжение источника

Рис. 71. Эквивалентная схема модели индуктивности с источниками шумов

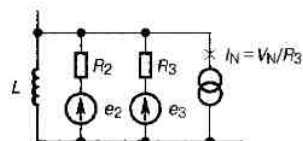
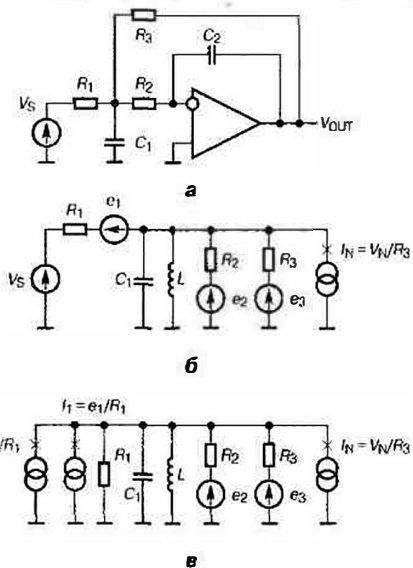


Рис. 72. Фильтр с источниками шума: а — схема фильтра с источником сигнала; б — эквивалентная схема фильтра с источниками шума модели индуктивности; в — схема (б) с преобразованной входной цепью



сигнала не рассматривается, а для подсчета коэффициента шума используется выражение:

$$N_E^2 = \frac{|V_{NIN}|^2}{|e_1|^2} = \frac{|V_{NOUT}|^2}{|e_1 H|^2},$$

где V_{NOUT} — напряжение на выходе фильтра, вызванное всеми источниками шума;

$$H(j\omega) = H_0 / (1 + j(\omega/\omega_0)/Q - (\omega/\omega_0)^2),$$

где $H_0 = -R_3/R_1$ — модуль коэффициента передачи на постоянном токе;

$\omega_0^2 = 1/(C_1 L) = 1/(C_1 R_3 C_2 R_2)$ — резонансная частота;

$Q^{-1} = (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)\omega_0 C_1$ — добротность контура.

Так как модель индуктивности представлена двухполюсником, для простоты составления уравнений присоединяем к ней цепь также следует представить в виде двухполюсника. Поскольку уравнение, описывающее модель индуктивности, в явном виде представляет втекающий в нее ток, то присоединяемый к ней двухполюсник желательно представить в виде источника тока. Для этого нужно последовательную RC -цепочку R_1, C_1 с источником напряжения сигнала преобразовать в параллельную RC -цепочку с источником тока сигнала, источник шумового напряжения e_1 резистора R_1 преобразовать в источник шумового тока. Как видно из схемы фильтра, напряжение шума e_1 преобразуется резистором R_1 в шумовой ток, который непосредственно суммируется с током I_{IN} , протекающим по модели индуктивности. Поэтому источник шумового напряжения резистора R_1 можно заменить источником шумового тока e_1/R_1 , как показано на **Рис. 72в**. В этом случае схема фильтра описывается системой уравнений:

$$\begin{cases} I_{IN} = \frac{V_{IN}}{Z} - \frac{e_1}{R_1} = -V_{IN} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{j\omega L} \right) + \frac{V_{IN}}{R_3}; \\ V_{OUT} = -\frac{V_{IN}}{j\omega C_2 R_2} + V_{NOUT}; \\ \frac{1}{Z} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1. \end{cases}$$

Обратите внимание на то, что I_{IN} — ток, вытекающий из модели индуктивности. При подключении к ней двухполюсника с импедансом Z входной ток и напряжение будут связаны соотношением: $I_{IN} = V_{IN}/Z$. Приведем основные этапы решения системы уравнений. Результатом решения системы должна быть величина V_{NOUT}/H — напряжение шума, приведенное ко входу.

Первое уравнение системы приводится к виду:

$$-V_{IN} \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{j\omega L} \right) = -\frac{V_{IN}}{j\omega L} \cdot \frac{H_0}{H} = -\left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{V_{IN}}{R_3} \right).$$

Подставляя во второе уравнение выражение $-V_{IN} = -j\omega L(H/H_0)(e_1/R_1 + V_{IN}/R_3)$, следующее из первого уравнения, получим:

$$\frac{V_{OUT}}{H} = -\frac{V_{IN}}{j\omega R_2 C_2 H} + \frac{V_{NOUT}}{H} =$$

$$= e_1 + e_2 \frac{R_1}{R_2} - \frac{e_3}{H_0} - e_N \frac{R_1}{R_2} -$$

$$\left(-e_N \left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \right) + \frac{I_{IN}}{j\omega C_2 R_2} + \frac{e_2}{j\omega C_2 R_2} \right) \frac{1}{H_0} j \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{1}{Q} - j \frac{\omega}{\omega_0} \right) =$$

$$= e_1 - e_2 \left(1 - \frac{1}{H_0} + j \frac{\omega}{\omega_0} \mu Q \right) + e_3 \frac{R_1}{R_2} +$$

$$+ e_N \frac{R_1}{R_3} \left(-\frac{R_3}{R_2} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0} - \mu Q H_0 \right) \left(1 - j \frac{\omega}{\omega_0} Q \right) \right) - I_{IN} \mu R_2 \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0} Q \right),$$

где $\mu = 1 + R_1/R_2 + R_1/R_3 = 1 + R_1/R_2 - 1/H_0$.

Теперь можно написать выражение для квадрата выходного напряжения и коэффициента шума. Для этого в явном виде представим напряжения и токи источников шума:

$e_i = (4kTR_i \Delta f)^{1/2}$ — напряжение шума на i -м резисторе;

$I_{IN} = (4kT y_N \Delta f)^{1/2}$ — входной шумовой ток ОУ;

y_N — шумовая проводимость ОУ;

$e_N = (4kTr_N \Delta f)^{1/2}$ — напряжение шума ОУ, приведенное ко входу;

r_N — шумовое сопротивление ОУ.

Индекс в обозначении напряжения шума на резисторе равен индексу резистора на его обозначении в схеме. Обратите внимание на то, что $y_N > 1/r_N$.

Квадрат коэффициента шума равен:

$$N_F^2 = \frac{|V_{NIN}|^2}{|e_1|^2} = \frac{V_{NIN}^2}{e_1^2} = \frac{V_{NIN}^2}{4kTR_1 \Delta f}.$$

Так как источники шума не зависят друг от друга, квадрат напряжения шума равен сумме квадратов его слагаемых:

$$N_F^2 = \frac{V_{NIN}^2}{4kTR_1 \Delta f} = 1 - \frac{1}{H_0} + \frac{R_2}{R_1} \left(\left(1 - \frac{1}{H_0} \right)^2 + \left(\mu Q \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) +$$

$$+ \frac{r_N}{R_1} \left(1 - \frac{1}{H_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{1}{QH_0} + \mu Q \right)^2 +$$

$$+ y_N \frac{R_2^2}{R_1} \mu^2 \left(1 + \left(Q \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right).$$

Как следует из выражения для коэффициента шума, на низких частотах он постоянен, а на высоких частотах сначала линейно, а затем

квадратично растет с частотой. Этот результат следует из того, что источник сигнала отделен от ОУ RC-цепочкой. Ее полоса пропускания в μQ раз ниже резонансной частоты фильтра. Поэтому на частотах выше $\omega_0/\mu Q$ падение коэффициента передачи RC-цепочки $R_1 C_1$ должно компенсироваться за счет увеличения коэффициента передачи остальной части схемы. Это повлечет за собой увеличение вклада шумов этой части схемы. Этот вклад весьма существен: например, при $Q = 3$, $\mu = 2$ полоса RC-цепочки будет в 6 раз ниже резонансной, что приведет к увеличению коэффициента шума в 6 раз по сравнению с его значением на низких частотах. С точки зрения применения наиболее интересно рассмотреть поведение коэффициента шума в полосе пропускания фильтра. Можно показать, что частота, за которой коэффициент шума растет по квадрату частоты, по крайней мере, в μQ выше резонансной. Поэтому в интересующей нас полосе частот можно ограничиться только членами второй степени частоты в соотношении для квадрата коэффициента шума:

$$N_F^2(\omega) = N_F^2(0) + \left(\mu Q \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{R_1}{R_2} (1 + y_N R_2) + \frac{r_N}{R_1} \right);$$

$$N_F^2(0) = 1 - \frac{1}{H_0} + \frac{R_2}{R_1} \left(1 - \frac{1}{H_0} \right)^2 + \frac{r_N}{R_1} \left(1 - \frac{1}{H_0} \right)^2 + \mu^2 y_N \frac{R_2}{R_1}.$$

Подъем начинается с частоты ω_{N1} :

$$\omega_{N1} = \frac{\omega_0}{\mu Q} \frac{N_F(0)}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + y_N R_2) + \frac{r_N}{R_1}}}.$$

Сделаем оценки коэффициента шума на низких частотах для типового случая, когда $R_1 = R_2 = R \ll r_N$, $H_0 \gg 1$. Здесь $\mu = 2$. Выражение для квадрата коэффициента шума в этих условиях принимает вид:

$$N_F^2(0) \approx 2 + \frac{r_N}{R} + 4y_N R. \quad (31)$$

Последнее выражение имеет минимум по R :

$$\min_R \left(2 + \frac{r_N}{R} + 4y_N R \right) = 2 + 4\sqrt{r_N y_N},$$

который достигается при

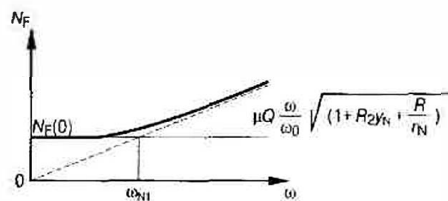
$$R(\text{opt}) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{r_N}{y_N}}.$$

Для снижения коэффициента шума на низких частотах, как это следует из выражения (31), нужно уменьшать R_2 и увеличивать R_1 . Но с другой стороны, с точки зрения частотных свойств нужно делать обратное. Поэтому, если не требуется оптимизировать шумовые свойства фильтра, следует выбирать $R_1 = R_2 \ll r_N$.

Характерный вид зависимости коэффициента шума от частоты приведен на Рис. 73.

Приведем результаты моделирования, подтверждающие сделанные рассуждения (Табл. 3). Для моделирования применялся ОУ с параметрами, типичными для ОУ общего применения на биполярных транзисторах: $G_0 = 10^5$, $\omega_1 = 2\pi$ МГц, $r_{IN} = 100$ кОм, $r_{OUT} = 1$ кОм, $r_N = 10$ кОм, $y_N = 1/100$ кОм. Моделировался ФНЧ по схеме, изображенной на Рис. 72а с резонансной частотой $f_0 = 1$ кГц и $H_0 = 5$,

Рис. 73. Зависимость коэффициента шума от частоты



$Q = 3$. Для фильтра с такими параметрами $R(\text{opt}) = 16$ кОм, $\mu Q = 6.6$. Моделировалось три варианта схемы, значения компонентов каждого варианта и результаты моделирования занесены в таблицу. Во всех вариантах $R_1 = R_2 = R$. В первом варианте $R \ll R(\text{opt})$, во втором $R \approx R(\text{opt})$, в третьем $R \gg R(\text{opt})$.

Как следует из приведенных оценок и результатов моделирования, фильтр имеет очень слабую зависимость коэффициента шума от сопротивлений резисторов R_1 и R_2 при их равенстве.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОМ ОТРИЦАТЕЛЬНОМ СОПРОТИВЛЕНИИ

Рассмотренный в предыдущем разделе фильтр на заземленной индуктивности был построен на колебательном контуре, образованном конденсатором и индуктивностью, которая реализовывалась на ОУ. Оказывается, колебательный контур можно построить еще одним способом — соединением резистора и так называемого частотно-зависимого отрицательного сопротивления (ЧЗОС). Его импеданс зависит от частоты ω как $1/D\omega^2$. D можно представить как $D = -1/r\omega_0^2$. Здесь r и ω_0 — положительные величины, имеющие размерности сопротивления и частоты. Во временной области частотно-зависимое отрицательное сопротивление реализует член со второй производной уравнения колебаний $d^2x/dt^2 + x = 0$. Обозначение частотно-зависимого отрицательного сопротивления приведено на Рис. 74, его размерность — фарада-секунда.

Для того чтобы нагляднее показать основные свойства резонансных цепей на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении, сравним их с обычными резонансными цепями на индуктивности. На Рис. 75а изображена схема одноконтурного фильтра нижних частот, выполненного на индуктивности. Фильтр с такой же частотной характеристикой образуется соединением резистора и частотно-зависимого отрицательного сопротивления, как показано на Рис. 75б. Здесь колебательный контур образован последовательным соединением резистора и частотно-зависимого отрицательного сопротивления. Конденсатор в этой схеме играет роль демпфирующего элемента. Найдем коэффициент передачи обеих схем. При вычислениях здесь и далее будет применяться традиционное обозначение параллельного соединения двумя вертикальными чертами. Например, $R_1 || R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, $R || C = R / (1 + j\omega RC)$.

ТАБЛИЦА 3. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРА

#	Расчетные данные	$N_F(0)$		G_V [нВ/Гц ^{1/2}]		f_{N1} [Гц]	
		Расчет	Модель	Расчет	Модель	Расчет	Модель
1	$R = 1$ кОм, $C_1 = 1050$ нФ, $C_2 = 4820$ пФ	4.12	4.25	16.48	17	188	183
2	$R = 10$ кОм, $C_1 = 105$ нФ, $C_2 = 482$ пФ	2.13	2.23	27.7	29.2	222	268
3	$R = 100$ кОм, $C_1 = 10.5$ нФ, $C_2 = 48.2$ пФ	2.75	3	110	120	287	290

G_V — спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу.

Параметры, относящиеся к фильтру на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении, будут выделяться индексом DR, параметры относящиеся к фильтру на индуктивности — индексом LC. Коэффициенты передачи схем равны:

$$H_{LC}(j\omega) = \frac{R || C}{j\omega L + R || C} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L}{R || C}} = \frac{1}{1 + j\omega L \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right)} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L}{R} - \omega^2 LC}$$

$$H_{DR}(j\omega) = \frac{C || D}{R + C || D} = \frac{1}{1 + \frac{R}{C || D}} = \frac{1}{1 + R(j\omega C + D\omega^2)}$$

Для того чтобы выразить параметры фильтра в традиционном виде, через нормированные параметры — резонансную частоту ω_0 , волновое сопротивление ρ и добротность Q , выражение для его частотной характеристики следует представить как:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC + \omega^2 RD} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

откуда получим:

для LC-контура: $\omega_{0LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, Q_{LC} = \frac{1}{\omega_{0LC}} \frac{R}{L}$

для DR-контура: $\omega_{0DR} = \frac{1}{\sqrt{-DR}}, Q_{DR} = \frac{1}{\omega_{0DR}} RC$

На резонансной частоте импедансы реактивных компонент LC-контура противоположны по знаку и равны волновому сопротивлению, умноженному на j :

Рис. 74. Обозначение частотно-зависимого отрицательного сопротивления

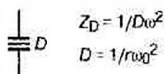
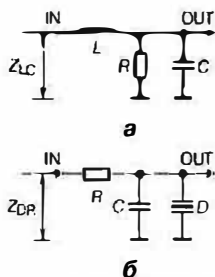


Рис. 75. Схема фильтра нижних частот: а — на индуктивности; б — на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении



для LC-контура:

$$Z_L(\omega_0) = j\omega_0 L = j\sqrt{\frac{L}{C}} = -Z_L(\omega_0) = \frac{-1}{j\omega_0 C} = j\sqrt{\frac{L}{C}} = j\rho_{LC}$$

для DR-контура: $Z_D(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0^2 D} = -R = -j\rho_{DR}$

Откуда получаем выражения для волновых сопротивлений контуров:

$$\rho_{LC} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \rho_{DR} = \frac{R}{j}$$

Обратите внимание на то, что волновое сопротивление контура на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении является мнимой величиной и не зависит от D . Для сравнения параметры обоих контуров представлены в Табл. 4. Из сравнения параметров контуров вытекает следующее правило реализации LC-схем на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении: индуктивности заменяются сопротивлениями, конденсаторы — частотно-зависимыми отрицательными сопротивлениями, сопротивления — конденсаторами. Для того чтобы выработать конкретное правило замены, нужно знать волновое сопротивление RD-контура. Так как оно мнимое и не может точно равняться волновому сопротивлению LC-контура, можно исходить из того, что на резонансной частоте модуль волнового сопротивления RD-контура равняется волновому сопротивлению LC-контура. Количественные соотношения при замене компонентов приведены в последних строках Табл. 4, где ρ — волновое сопротивление LC-контура. Например, для контура с параметрами $\omega_0 = 10^5$ ($f = 1/2\pi \text{ кГц} \approx 159 \text{ Гц}$), $\rho = 1 \text{ кОм}$, $Q = 2$:

компоненты LC-контура:

$$L = 1 \text{ Гн}, C = 10^{-6} \text{ Ф}, R = 2 \text{ кОм}, Z(\omega_0) = (8/5 + j4/5) \text{ кОм}$$

компоненты RD-контура:

$$R = 1 \text{ кОм}, D = -10^{-9} \text{ Фс}, C = 50 \text{ нФ}, \rho = -j \text{ кОм}, Z(\omega_0) = j(8/5 + j4/5) \text{ кОм}$$

Далее приведем соотношения для импедансов контуров и укажем на еще одну особенность контуров на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении. Она заключается в том, что их при одинаковых добротностях и частотных характеристиках импедансы контуров на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении и индуктивности квадратурны. Отношение импедансов контуров равно отношению импедансов их диссипативных компонентов — резистора в LC-контуре и конденсатора в DR-контуре.

Импеданс LC-контура (Рис 75а) равен:

$$Z_{LC} = j\omega L + C || R = C || R \left(1 + \frac{j\omega L}{C || R} \right) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{H} = R \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{H}}$$

Импеданс DR-контура (Рис. 75б) равен:

$$Z_{DR} = R + C || D = C || D \left(1 + \frac{R}{C || D} \right) = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{D\omega^2}} \cdot \frac{1}{H} = \frac{1}{j\omega C} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{H}}$$

ТАБЛИЦА 4. ПАРАМЕТРЫ LCR И RDC РЕЗОНАНСНЫХ КОНТУРОВ

Параметр	LCR-контур	RDC-контур
ω_0 — резонансная частота	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{DR}}$
ρ — волновое сопротивление	$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\rho = \frac{R}{j} = j \frac{1}{D\omega_0^2}$
Q — добротность	$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{\rho}$	$Q = \frac{1}{C} \frac{\sqrt{-D}}{R} \frac{ Z_C(\omega_0) }{\rho}$
$L \leftrightarrow R$	$L = \frac{\rho}{\omega_0}$	$R = \rho$
$C \leftrightarrow D$	$C = \frac{1}{\omega_0 \rho}$	$D = \frac{LC}{\rho} = \frac{1}{\rho \omega_0^2}$
$R \leftrightarrow C$	$R = Q\rho$	$C = \frac{1}{Q\omega_0 \rho}$

Отношение импедансов равно:

$$\frac{Z_{DR}}{Z_{LC}} = j\omega C_{DR} R_{LC}$$

В отличие от рассматриваемой ранее индуктивности, частотно-зависимое отрицательное сопротивление не удастся реализовать в виде двухполюсника из пассивных компонент. Схема двухполюсника, содержащего в своем импедансе составляющую частотно-зависимого отрицательного сопротивления, приведена на Рис. 76. Его входная проводимость выражается соотношением:

$$\frac{1}{Z} = j\omega C_1 (1 - H(j\omega)) = j\omega C_1 (1 - (-j\omega\tau_2 + 1)) = -\omega^2 C_1 \tau_2$$

где $H(j\omega) = -j\omega\tau_2 + 1$ — коэффициент передачи между выводами конденсатора;

$$\tau_2 = R_2 C_2;$$

$$D = -C_1 \tau_2.$$

Рассматриваемая схема реализует заземленное частотно-зависимое отрицательное сопротивление величины $D = -C_1 \tau_2$. Главный узел в этой схеме — дифференциатор. Если упростить схему, оставив только один дифференциатор, как показано на Рис. 77а, то полученную таким образом схему можно представить как модель инвертирующей индуктивности (Рис. 77б), у которой емкости и сопротивления поменяны местами. (Далее эта схема будет называться инертирующей реализацией частотно-зависимого отрицательного сопротивления.) Такие пары схем называются ду-

Рис. 76. Вариант схемы, реализующей частотно-зависимое отрицательное сопротивление

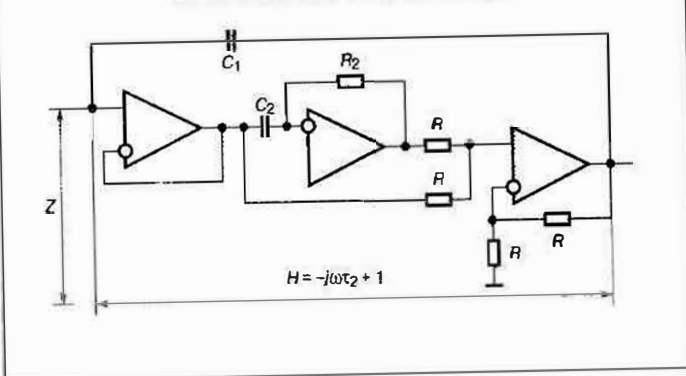
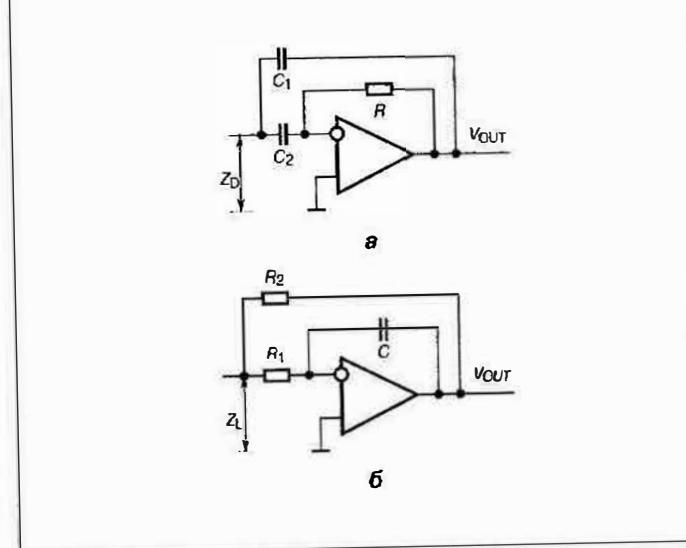


Рис. 77. Реализация частотно-зависимого отрицательного сопротивления и индуктивности: а — сопротивление на дифференциаторе; б — реализация индуктивности на интеграторе



альными. Очевидно, что выражения, описывающие дуальные схемы, следуют друг из друга. В нашем случае выражения, описывающие частотно-зависимое отрицательное сопротивление, получаются из выражений, описывающих модель индуктивности, если в них импедансы конденсаторов поменять местами с сопротивлениями резисторов. Параметры обеих схем для сравнения приведены в Табл. 5.

Основной недостаток схемы дифференциатора заключается в том, что в этой схеме глубина обратной связи падает пропорционально квадрату частоты, в связи с чем диапазон частот ее работы гораздо уже, чем у интегратора или повторителя напряжения. Реа-

ТАБЛИЦА 5. ПАРАМЕТРЫ ИНДУКТИВНОСТИ И ЧАСТОТНО ЗАВИСИМОГО ОТРИЦАТЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Параметр	Импеданс	Входной импеданс	Добротность	Входная цепь
Индуктивность	$Z_L = j\omega R_1 R_2 C$	$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L}$	$Q = \frac{R_1 R_2}{\omega L}$	$R_1 R_2 L$
ЧЗСО	$Z_D = -1/R_1 C_2 \omega^2$	$\frac{1}{Z_{IN}} = j\omega C_1 + j\omega C_2 + D\omega^2$	$Q = \frac{D\omega}{C_1 + C_2}$	$C_1 C_2 D$

лизация частотно-зависимого отрицательного сопротивления на интеграторе представлена на **Рис. 78**. Реализуемый ею импеданс равен:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_1(1-H)} \frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega C_1 j\omega\tau_2} = \frac{1+j\omega\tau_2}{\omega^2 D} = \frac{1}{\omega^2 D} + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad (32)$$

где $D = C_1\tau_2$, $\tau_2 = R_2C_2$.

Он представляет собой последовательное соединение частотно-зависимого отрицательного сопротивления и емкости C_1 . Главный узел в схеме на **Рис. 78** — интегратор, который реализует частотную характеристику вида $1/(1+j\omega\tau_2)$. Ее можно реализовать несколькими способами, с применением только повторителей напряжения, которые представляют собой наиболее широкополосное включение ОУ. Варианты схем представлены на **Рис. 79**. Схема на **Рис. 79а** в точности реализует импеданс, описываемый выражением (32). Схема на **Рис. 79б** построенная на одном ОУ, представляет собой наиболее популярную реализацию частотно-зависимого отрицательного сопротивления. Рассмотрим более подробно ее параметры. Входная проводимость этой схемы равна:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} + j\omega C_1 \left(1 - \frac{1}{1+j\omega\tau_2}\right) = \frac{j\omega C_2 - \omega^2 \tau_2 C_1}{1+j\omega\tau_2}. \quad (33)$$

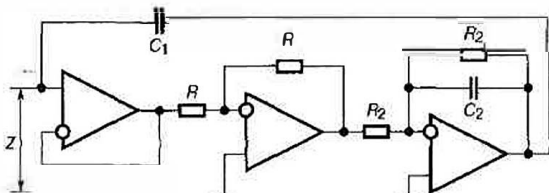
Добротность реализуемого на ней контура определим из выражения частотной характеристики реализованного на ней фильтра нижних частот по схеме, приведенной на **Рис. 75б**. Частотная характеристика этой схемы при $C = 0$ представляется выражением:

$$H = \frac{Z}{R_1 + Z} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{Z}} = \frac{1}{1 + R_1 \frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega C_2 - \omega^2 \tau_2 C_1}} = \frac{1+j\omega\tau_2}{1 + j\omega(\tau_2 + C_2 R_1) - \omega^2 \tau_2 C_1 R_1}. \quad (34)$$

Резонансная частота и добротность контура задаются соотношениями ($\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}};$$

Рис. 78. Реализация частотно-зависимого отрицательного сопротивления на интеграторе



$$\frac{1}{Q} = \omega_0(\tau_2 + C_2 R_1) = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \right)$$

$$Q_{\text{ОПТ}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Максимальное значение добротности ($Q_{\text{ОПТ}}$) достигается при $R_1 = R_2$. Таким образом, у высокодобротного фильтра $C_1 \gg C_2$. Для дальнейшего полезно знать импедансы конденсаторов C_1 и C_2 на резонансной частоте:

$$|Z_{C1}(\omega_0)| = \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \rightarrow \frac{R}{2Q_{\text{ОПТ}}};$$

$$|Z_{C2}(\omega_0)| = \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \rightarrow 2RQ_{\text{ОПТ}}.$$

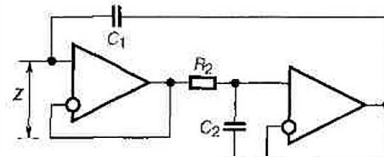
Здесь после стрелок указаны величины импедансов при $R_1 = R_2$.

С помощью частотно-зависимого отрицательного сопротивления фильтры строятся обычным образом, путем создания контуров с заданными добротностью и резонансными частотами. Правило перехода от LC-контуров к контурам на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении рассмотрено выше. Рассмотрим одну из самых популярных цепей этого рода — фильтр нижних частот на повторителе напряжения. Реализация частотно-зависимого отрицательного сопротивления на повторителе напряжения приведена на **Рис. 79**. Найдем частотную характеристику фильтра нижних частот, построенного на неидеальном повторителе напряжения. Положим, что его коэффициент передачи равен K . Выражение для входного импеданса частотно-зависимого отрицательного сопротивления имеет вид (сравните с (33)):

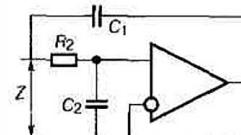
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} + j\omega C_1 \left(1 - \frac{K}{1+j\omega\tau_2}\right) = \frac{j\omega C_2 - \omega^2 \tau_2 C_1 + j\omega C_1(1-K)}{1+j\omega\tau_2}.$$

Схема фильтра нижних частот на повторителе напряжения приведена на **Рис. 80**. Его частотная характеристика, как показано на

Рис. 79. Реализация частотно-зависимого отрицательного сопротивления на повторителях напряжения: а — на двух ОУ; б — на одном ОУ



а



б

рисунке, представляет собой произведение частотной характеристики напряжения на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении и коэффициента передачи с этого сопротивления на выход повторителя. Этот коэффициент равен $K/(1 + j\omega\tau_2)$. Частотная характеристика определяется так же, как и раньше, при нахождении выражения (34). Объединяя эти два сомножителя, получим:

$$H = \frac{Z}{R_1 + Z} \cdot \frac{K}{1 + j\omega\tau_2} = \frac{K}{1 + j\omega\tau_2 + j\omega\tau_1(1-K) + j\omega C_2 R_1 - \omega^2 \tau_2 \tau} = \frac{1}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}, \quad (35)$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$;

$$\frac{1}{Q} = \alpha_0 (\tau_1(1-K) + \tau_2 + C_2 R_1) = \sqrt{\frac{C_2}{C_1} \left(\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \right) + \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} (1-K)}.$$

Заметим, что отличие коэффициента передачи повторителя от единицы в нашем случае вещественно, поэтому оно не влияет на резонансную частоту. Степень влияния легко показать для случая оптимизации по добротности, когда $R_1 = R_2$, для чего добротность следует представить в виде:

$$\frac{1}{Q} = 2\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} (1-K) = \frac{1}{Q_{\text{ОПТ}}} + 2Q_{\text{ОПТ}}(1-K). \quad (36)$$

Аналогично, если бы отличие коэффициента передачи повторителя от единицы было бы чисто мнимым, оно влияло бы главным образом на резонансную частоту. Действительно, если $1 - K = j\Delta K$ (ΔK вещественно), то вещественная часть знаменателя выражения (35) уменьшится на величину $\Delta K \omega \tau_1$. Уравнение для определения резонансной частоты и его решение приведены ниже. Здесь ω_{00} — прежнее значение резонансной частоты при $\Delta K = 0$, значение добротности взято для случая максимальной добротности, когда $R_1 = R_2$:

$$1 + \omega_0 \tau_1 \Delta K - \omega_0^2 \tau_1 \tau_2 = 0;$$

$$\omega_0 = \frac{-\tau_1 \Delta K \pm \sqrt{(\tau_1 \Delta K)^2 + 4\tau_1 \tau_2}}{2\tau_1 \tau_2} \approx \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \left(1 - \frac{\Delta K}{2} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \right) = \omega_{00} (1 - \Delta K Q_{\text{ОПТ}}). \quad (37)$$

То есть и в этом случае влияние отличия коэффициента передачи повторителя от единицы пропорционально добротности. Полученные выражения представляют собой предельные случаи, иллюстрирующие влияние параметров ОУ на параметры фильтра. Параметры фильтра, выполненного на реальном усилителе, рассмотрены ниже. Поскольку нельзя гарантировать величину отличия от единицы коэффициента передачи повторителя напряжения, ОУ должен быть таким, чтобы влияние этого отличия было несущественным.

Исходя из изложенного, расчет компонентов фильтра производится в следующем порядке. Вначале для $K = 1$ производится расчет компонентов фильтра исходя из заданных значений его параметров. Далее производится подбор ОУ. Основная задача при подборе ОУ заключается в том, чтобы развиваемый повторителем коэффициент передачи от входа был столь близок к единице, чтобы его влияние на добротность или на резонансную частоту было пренебрежимо мало. Здесь нужно обратить внимание на то, что в схеме отличие коэффициента передачи от входа повторителя от единицы вызывается также конечным значением входного сопротивления, в частности входным синфазным сопротивлением.

Расчет величин емкостей и сопротивлений фильтра производится следующим образом. Так как фильтр состоит из четырех компонентов, то для их расчета требуется задать четыре соотношения, характеризующих фильтр. Два из них представляют собой частотную характеристику и обязательно должны быть заданы. Это ω_0 — резонансная частота и Q — добротность. Коэффициент передачи на постоянном токе равен K , который принимается равным единице. Соотношение между R_1 и R_2 является третьим для расчета компонентов. В качестве четвертого можно применить любое соотношение, связывающее компоненты и параметры фильтра, например, задать величину емкости или сопротивления. Обычно для этой цели задается величина резистора R_1 или один из параметров колебательного контура, например волновое сопротивление. Как было показано, целесообразно выбирать R_1 и R_2 равными друг другу. Как будет показано ниже, выбирать R_1 и R_2 следует как можно меньшими, по крайней мере, в Q^2 раз меньше входного сопротивления повторителя напряжения. С точки зрения снижения шумов, рассматриваемых далее, величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 следует выбирать, по крайней мере, ниже шумового сопротивления и обратной шумовой проводимости ОУ. Расчетные соотношения для компонентов фильтра имеют вид:

Дано: Q, ω_0, ρ . Найти: R_1, R_2, C_1, C_2 .

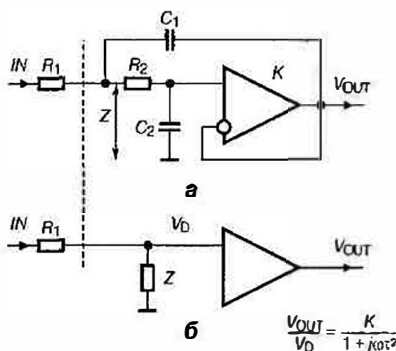
$$R_3 = R_1 = \rho;$$

$$C_2 = 1/2\omega_0 \rho Q;$$

$$C_1 = 4Q^2 C_2.$$

Измерения параметров фильтра производятся следующим образом. Измерение резонансной частоты производится отсчетом частоты, на которой сдвиг фазы выходного напряжения относительно входного равен 90° . Прямое измерение добротности — отсчетом выходного напряжения на резонансной частоте. Добротность находится как отношение коэффициента передачи на резонансной частоте к коэффициенту передачи на постоянном токе. Косвенным способом резонансная частота и добротность определяются по результатам измерений параметров резонансной кривой. Резонансная частота оценивается как полусумма нижней и верхней частот, на которых амплитудно-частотная характеристика

Рис. 80. Схема фильтра нижних частот на повторителе напряжения: а — схема; б — структурная схема



спадает на 3 дБ. Добротность оценивается как отношение резонансной частоты к полосе пропускания. Последняя равна разности измеренных выше верхней и нижней частот. Наиболее простым, но не самым точным является измерение по максимуму резонансной кривой (Рис. 68). Для НЧ-фильтра второго порядка максимум резонансной кривой равен $Q(1 + 1/4Q^2)^{1/2}$. Он находится на частоте, равной $\omega_0(1 - 1/2Q^2)^{1/2}$, которая ниже резонансной примерно на $\omega_0/4Q^2$. Так как эта частота находится внутри полосы пропускания по уровню 3 дБ, ее можно считать резонансной и по коэффициенту передачи на этой частоте оценить добротность, как описано выше. Затем можно сделать поправку на величину $\omega_0/4Q^2$. Недостатком этого метода является низкая точность измерения частоты, на которой находится максимум частотной характеристики.

Настройка фильтра производится следующим образом. Резонансная частота настраивается изменением любого компонента фильтра. Добротность настраивается подключением дополнительной емкости между общим выводом и точкой частотно-зависимого отрицательного сопротивления (точка соединения резисторов). Результаты указанных операций не влияют друг на друга, но любая из указанных операций изменяет добротность. Для настройки добротности вначале рекомендуется ее незначительно завязать, а затем настроить подбором дополнительного конденсатора. Завязать добротность можно, например, при уменьшении емкости конденсатора C_2 и одновременном увеличении емкости конденсатора C_1 , так чтобы резонансная частота оставалась постоянной.

Схема фильтра с коэффициентом передачи больше единицы приведена на Рис. 81. В случае, когда коэффициент усиления ОУ бесконечен, схема описывается уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_2 + I_3; \\ I_1 &= \frac{V_{IN} - V_1}{R_1}; \\ I_2 &= V_1 \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega\tau_2}; \\ I_3 &= (V_1 - V_3)j\omega C_1; \\ V_3 &= V_{OUT} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + I_3(R_3 \parallel R_4); \\ V_2 &= V_1 \frac{1}{1 + j\omega\tau_2}; \\ V_2 &= V_3. \end{aligned} \right\}$$

Частотная характеристика, следующая из этих уравнений, имеет вид:

$$H(j\omega) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \left(1 + \omega^2 \tau_2 \tau_F\right) \frac{1}{1 + j\omega(\tau_2 + R_2 C_1) - \omega^2 \tau_1 \tau_2},$$

$$\omega_0^2 = 1/\tau_1 \tau_2, \tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_2, \tau_F = C_1 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}.$$

Первые два множителя описывают влияние резисторов R_3 и R_4 . Последний множитель представляет собой частотную харак-

теристику фильтра нижних частот на повторителе напряжения с компонентами R_1, R_2, C_1, C_2, R_4 исходной схемы на Рис. 80. Его частотная характеристика описывается выражением (35) при $K = 1$. Второй множитель следует преобразовать следующим образом:

$$1 + \omega^2 \tau_2 \tau_F = 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \omega_0^2 \tau_2 C_1 (R_3 \parallel R_4) =$$

$$= 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4},$$

откуда ясно, что

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} H(j\omega) = -\frac{R_3}{R_1}.$$

Таким образом, частотная характеристика схемы на Рис. 81 представляется в виде:

$$H(j\omega) = H_0 \frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{H_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2},$$

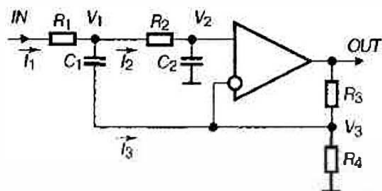
$$\text{где } H_0 = 1 + \frac{R_3}{R_4};$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)};$$

Схема фильтра третьего порядка приведена на Рис. 82. Этот фильтр обычно ставят, чтобы усилить подавление верхних частот фильтром второго порядка. Частотная характеристика *любого* фильтра нижних частот третьего порядка на частотах, отстающих достаточно далеко за полосой пропускания, падает как $1/\omega^3$. Поэтому если дополнительное подавление нужно проводить на частотах, отстающих за полосой пропускания более двух октав ($4\omega_0$), частотную характеристику фильтра третьего порядка следует конструировать как произведение частотных характеристик RC-цепочки и активного фильтра второго порядка. В полосе пропускания RC-цепочки эта схема ведет себя как фильтр второго порядка, за полосой пропускания — как фильтр третьего порядка, как показано на Рис. 82б. Фильтр конструируется следующим образом. За основу берется схема, изображенная на Рис. 80а или Рис. 81. Сопротивление R_1 на этих схемах разбивается на две примерно одинаковые части. Емкость конденсатора, устанавливаемого между ними, подбирается до достижения нужной полосы пропускания RC-цепочки. За резонансной частотой фильтр второго порядка ведет себя как две соединенные последовательно RC-цепочки и, следовательно, становится слабочувствительным к выходному сопротивлению источника сигнала. В этом случае для усиления развязки между фильтром и RC-цепочкой сопротивление резистора RC-цепочки следует выбрать примерно равным половине сопротивления резисторов фильтра и включить его в их состав, как показано на Рис. 82.

Трудности здесь начинают возникать при попытке получить за резонансной частотой фильтра второго порядка максимальное возможное подавление, которое обеспечивается классическими фильтрами, например фильтрами Чебышева и Баттерворта. Частотные характеристики RC-цепочки и фильтра второго порядка для этого случая представлены на Рис. 82в. Как видно из рисунка, для этого требуется перенести полосу пропускания RC-цепочки за резонансную частоту фильтра второго порядка, сохраняя достаточно глубокую развязку между этими компонентами фильтра. Естественно, это не удастся сделать при равенстве сопротивлений, однако решение (с достаточной точностью) всегда существует для случая $R_2 = R_3$.

Рис. 81. Схема фильтра с коэффициентом передачи больше единицы



Обычно достаточно, чтобы $R_1 \ll 2R_2$. В этом случае частотная характеристика фильтра с достаточной точностью реализуется как произведение многочленов первого и второго порядков:

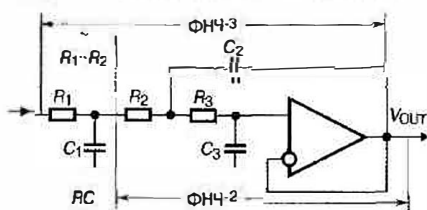
$$H(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega\tau} \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{Q} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

где первый множитель реализуется RC-цепочкой, второй — активным фильтром второго порядка. Значения ω_0 , τ и Q всегда приводятся в справочниках по фильтрам. Реализация описанным способом частотных характеристик фильтров порядка выше третьего возможна, но не всегда желательна.

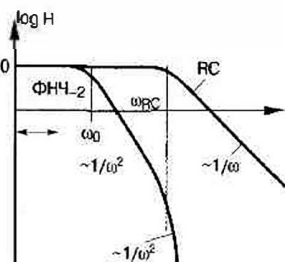
Сводка схем и расчетных соотношений для простейших фильтров на частотно-зависимом отрицательном сопротивлении (в том числе и для его инвертирующей реализации) приведена в приложении.

Рассмотрим потенциальные возможности реализации частотно-зависимого отрицательного сопротивления. Реальный усилитель имеет частотную характеристику, спадающую с частотой, и конечное входное сопротивление. Входная емкость усилителя включается параллельно емкости C_2 (Рис. 79б). Ее влияние можно, следовательно, учесть и скомпенсировать уменьшением емкости C_2 .

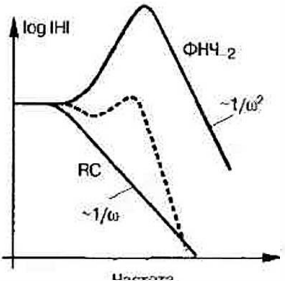
Рис. 82. Фильтр третьего порядка: а — схема; б — частотные характеристики схемы а; в — частотные характеристики фильтра Чебышева. ФНЧ-2, ФНЧ-3 — фильтры нижних частот второго и третьего порядков, ω_{RC} — полоса пропускания RC-цепочки



а



б



в

Влияние конечности коэффициента усиления рассмотрим на примере однополосной частотной характеристики. Зависимость коэффициента усиления от частоты выражается в этом случае соотношением:

$$G(\omega) = G_0 / (1 + j\omega/\omega_c) \approx -jG_0\omega_c/\omega = -j\omega_1/\omega \text{ при } \omega > \omega_c,$$

где G_0 — коэффициент передачи на постоянном токе; ω_c — частота среза частотной характеристики: $|G(j\omega_c)|^2 = G_0^2/2$; ω_1 — частота единичного усиления.

Приближения сделаны для самого распространенного случая применения ОУ, так как его полоса пропускания обычно порядка десятков герц. Выражение для частотной характеристики повторителя следует из выражения (11) при $\beta = 1$, $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$:

$$K = \frac{G}{1+G} = \frac{1}{1+\frac{1}{G}} \approx 1 - \frac{1}{G} = 1 + j\frac{\omega}{\omega_1}. \quad (38)$$

Конечность входного сопротивления r_{IN} ОУ влечет за собой конечность входного сопротивления повторителя R_{IN} . Последнее проявляется как уменьшение коэффициента передачи повторителя в $R_{IN}/(R_{IN} + R_2)$ раз. Входное сопротивление повторителя связано с параметрами ОУ выражением (13):

$$R_{IN} = r_{IN} \frac{G}{K} = r_{IN} G = -j\frac{\omega_1}{\omega} r_{IN};$$

$$\frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_{IN}}} \approx 1 - \frac{R_2}{R_{IN}} = 1 + j\frac{R_2}{r_{IN}} \frac{\omega}{\omega_1}.$$

Обратите внимание на то, что входное сопротивление повторителя напряжения не может быть больше входного синфазного сопротивления. К сожалению, его величину не приводят в справочниках. Для ОУ на биполярных транзисторах оно порядка сопротивления коллектора транзисторов первого каскада, то есть составляет величину порядка 10 МОм. Для ОУ на полевых транзисторах оно должно быть, по крайней мере, не меньше входного сопротивления усилителя.

Значение $1 - K$, которое нужно подставить в (35), должно отражать конечность входного сопротивления ОУ. Выражение (38) для K следует умножить на $R_{IN}/(R_{IN} + R_2)$. Окончательно:

$$1 - K = 1 - (1 + j\frac{R_2}{r_{IN}} \frac{\omega}{\omega_1}) (1 + j\frac{\omega}{\omega_1}) = 1 + \frac{R_2}{r_{IN}} \frac{\omega^2}{\omega_1^2} - j\frac{\omega}{\omega_1} (1 + \frac{R_2}{r_{IN}}).$$

Теперь можно непосредственно написать выражения, связывающие изменение резонансной частоты и добротности с параметрами ОУ. Для этого воспользуемся выражениями (36) и (37), представляющими изменение добротности и сдвиг частоты. Немного преобразуем (36) для случая небольшого изменения добротности $R_2 \ll R_{IN}$:

$$\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{OPT}} = \frac{Q_{OPT} - Q}{Q_{OPT} Q} \approx \frac{\Delta Q}{Q^2} = 2Q_{OPT} \operatorname{Re}(1 - K) = 2Q \frac{R_2}{r_{IN}} \frac{\omega^2}{\omega_1^2}.$$

Аналогичные преобразования произведем с выражением (37) для резонансной частоты:

$$\Delta\omega_0 = \omega_0 Q_{OPT} \operatorname{Im} \Delta K = \omega_0 Q \frac{\omega}{\omega_1} \left(1 + \frac{R_2}{r_{IN}}\right) \approx \omega_0 Q \frac{\omega}{\omega_1}. \quad (39)$$

Из полученных выражений следуют соотношения с требованиями к ОУ:

$$\left. \begin{aligned} r_{IN} > 2R_2 Q^2 \frac{Q}{\Delta Q} \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^2; \\ \omega_1 > Q \frac{\omega_0^2}{\Delta \omega}. \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

Если потребовать, чтобы $\Delta \omega$ — изменение резонансной частоты — не выходило из резонансного пика фильтра, то есть $\Delta \omega < \omega_0/2Q$, то из соотношений (40) следуют потенциальные возможности фильтра, которые можно реализовать на ОУ с данными частотой единичного усиления и входным сопротивлением. Из выражения (39) следует выражение для добротности:

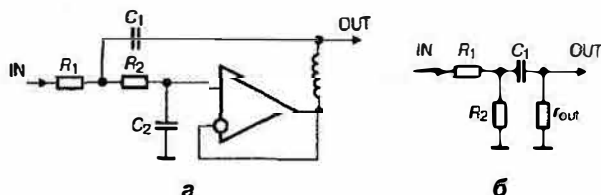
$$Q < \sqrt{\frac{\omega_1}{2\omega_0} \frac{1}{1+R_2/r_{IN}}} < \sqrt{\frac{\omega_1}{2\omega_0}}. \quad (41)$$

Выходное сопротивление повторителя напряжения на низких частотах вызывает сдвиг резонансной частоты, на высоких — определяет верхнюю граничную частоту фильтра. Эти явления происходят из-за того, что выходное сопротивление повторителя напряжения имеет индуктивный характер. Как показано на **Рис. 83**, оно подключено последовательно конденсатору C_1 и на низких частотах незначительно изменяет импеданс этого конденсатора. Поэтому на этих частотах происходит небольшой сдвиг резонансной частоты. На высоких частотах фильтр будет работать до тех пор, пока частота будет ниже резонансной частоты контура, образованного индуктивностью выходного импеданса повторителя напряжения и конденсатора C_1 . Сделаем оценки сдвига резонансной частоты фильтра согласно сделанным рассуждениям. Для этого следует определить выходное сопротивление повторителя и в выражении (34) частотной характеристики фильтра заменить $1/j\omega C_1$ на $1/j\omega C_1 + R_{OUT}$. Чтобы сделать оценку сдвига резонансной частоты, целесообразней идти от обратного: полагая, что сдвиг частоты незначителен, вычислить изменение емкости конденсатора C_1 на резонансной частоте. Далее, подставляя новое значение C_1 в выражение для резонансной частоты, определить ее значение. Выражения для выходного импеданса повторителя следуют из выражения (14) при $G = -j\omega_1/\omega$, $\beta = 1$, $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$:

$$R_{OUT} = \frac{r_{OUT}}{1+G\beta} = \frac{r_{OUT}}{-j\omega_1/\omega} = jr_{OUT} \frac{\omega}{\omega_1} = j\omega L_{OUT},$$

где $L_{OUT} = \frac{r_{OUT}}{\omega_1}$;

Рис. 83. Схема фильтра с учетом выходного импеданса повторителя напряжения: а — на низких частотах; б — на высоких частотах



$$Z_{C1}(\omega_0) \rightarrow \frac{1}{j\omega_0 C_1} + jr_{OUT} \frac{\omega_0}{\omega_1} \rightarrow \frac{1}{j\omega_0 C_1} \left(1 - r_{OUT} C_1 \frac{\omega_0^2}{\omega_1} \right) \approx \frac{1}{j\omega_0 C_1 \left(1 + r_{OUT} C_1 \frac{\omega_0^2}{\omega_1} \right)}$$

$$\omega'_0 = \omega_0 \sqrt{1 - r_{OUT} C_1 \frac{\omega_0^2}{\omega_1}} \approx \omega_0 \left(1 - \frac{r_{OUT}}{R_1} Q \frac{\omega_0}{\omega_1} \right)$$

где $\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = \frac{r_{OUT}}{R_1} Q \frac{\omega_0}{\omega_1}$.

При преобразованиях было использовано выражение для импедансов конденсаторов на резонансных частотах: $\omega_0 C_1 = 2Q/R_1$, которое применяется и в дальнейшем. На верхней граничной частоте фильтра (ω_H) имеет место резонанс индуктивности выходного импеданса фильтра и конденсатора C_1 :

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_{OUT}}} = \sqrt{\frac{\omega_1}{C_1 r_{OUT}}} = \sqrt{\frac{\omega_0 \omega_1}{2Q} \frac{R_1}{r_{OUT}}}. \quad (42)$$

Для ОУ с $\omega_1 = 2\pi$ МГц и $r_{OUT} = 1$ кОм, на котором построен фильтр с параметрами: $R_1 = 10$ кОм, $Q = 10$ и резонансной частотой 10 кГц, — $\Delta \omega_0/\omega_0 = 10^{-2}$, $\omega_H = 70.7$ кГц.

За резонансной частотой ω_H выходной импеданс повторителя выше импеданса конденсатора C_1 , поэтому можно считать, что на бесконечно большой частоте повторитель напряжения представлен в схеме выходным сопротивлением, как показано на **Рис. 83б**. Пренебрегая импедансом конденсатора C_1 , коэффициент передачи можно представить выражением:

$$H = \frac{r_{OUT} || R_2}{R_1 + r_{OUT} || R_2} = \frac{1}{1 + R_1 / r_{OUT} || R_2} = \frac{1}{1 + R_1 / r_{OUT} + R_1 / R_2} \approx \frac{r_{OUT}}{R_1}. \quad (43)$$

Приведем результаты моделирования, подтверждающие сделанные рассуждения. При моделировании применялся ОУ с параметрами, типичными для биполярного ОУ общего применения: $G_0 = 10^5$, $\omega_1 = 2\pi$ МГц, $r_{OUT} = 1$ кОм. Моделировался фильтр с резонансной частотой $f_0 = 10$ кГц на повторителе напряжения по схеме, изображенной на **Рис. 84а**. Для него $Q < 7$ согласно выражению (41). Сопротивление резистора R_1 было выбрано на порядок меньше входного: $R_1 = 10$ кОм. На резонансной частоте $G = \omega_1/\omega_0 = 1$ МГц/10 кГц = 100.

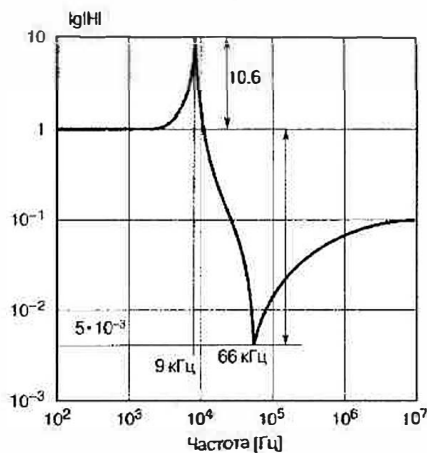
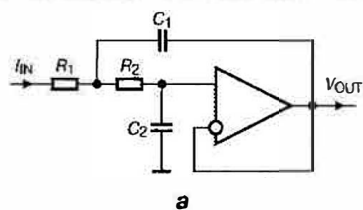
Частотная характеристика фильтра с расчетными параметрами $f_0 = 10$ кГц, $R_1 = R_2 = 10$ кОм и $Q = 10$, построенного на данном ОУ, приведена на **Рис. 84б**. Она имеет максимум на частоте 9 кГц и минимум, равный $5 \cdot 10^{-3}$, на частоте 66 кГц, соответствующей верхней граничной частоте, определяемой выражением (42). За верхней граничной частотой частотная характеристика нарастает до величины порядка 1/10, что соответствует выражению (43).

В процессе моделирования также исследовалась зависимость отклонения резонансной частоты от расчетной при различных значениях входного сопротивления и расчетной добротности. Моделировались фильтры с $Q = 2, 5, 10$ при $r_{IN} = 10, 100$ и 1000 кОм. Результаты моделирования приведены в **Табл. 6**. При моделировании измерялась f_0 — резонансная частота фильтра. Далее вычислялась расстройка Δf_0 (изм.) согласно выражению 10 кГц — f_0 . Δf_0 (расч.) вычислялась согласно выражению (39). Как следует из

ТАБЛИЦА 6. ПАРАМЕТРЫ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА

#	Исходные данные	r_{IN} [кОм]	f_0 [кГц]	Δf_0 (изм.) [Гц]	Δf_0 (расч.) [Гц]
1	$Q = 2, C_1 = 6.4 \text{ нФ}, C_2 = 400 \text{ пФ}$	10	9.5	500	400
2		100	9.69	310	220
3		1000	9.7	300	200
4	$Q = 5, C_1 = 16 \text{ нФ}, C_2 = 160 \text{ пФ}$	10	9.05	950	1000
5		100	9.36	640	550
6		1000	9.4	600	500
7	$Q = 10, C_1 = 32 \text{ нФ}, C_2 = 80 \text{ пФ}$	10	8.32	1680	2000
8		100	8.94	1040	1100
9		1000	9.01	990	1000

Рис. 84. Фильтр на повторителе напряжения: а — схема; б — частотная характеристика. Расчетные параметры: $f_0 = 10 \text{ кГц}, Q = 10$. Параметры ОУ: $G_0 = 10^5$, $\omega_1 = 2\pi \text{ МГц}, r_{IN} = 100 \text{ кОм}, r_{OUT} = 1 \text{ кОм}$



б

сравнения двух правых столбцов таблицы, расчетные значения находятся в соответствии с результатами моделирования: смещение резонансной частоты отличается от расчетного не более чем на 100 Гц, то есть резонансная частота отклоняется не более 1% от предсказанного значения.

Источниками шума частотно-зависимого отрицательного сопротивления являются тепловые шумы резисторов и собственные шумы операционного усилителя. Поскольку частотно-зависимое отрицательное сопротивление представляет собой двухполюсник, его шумовую модель так же следует представить в виде двухполюсника с источниками шума, причем параметры источников шума должны не зависеть от параметров цепи, подключаемой к модели индуктивности. Уравнение, описывающее этот двухполюсник, можно получить, сведя систему уравнений, описывающих частотно-зависимое отрицательное сопротивление, к одному уравнению, связывающему ток и напряжение на его входе. Схема частотно-зависимого отрицательного сопротивления с источниками шума приведена на Рис. 85а.

Индекс в обозначении напряжения шума на резисторе равен индексу резистора на его обозначении в схеме. Входное сопротивление операционного усилителя считаем, для ясности, бесконечным. Как следует из рисунка, схема описывается соотношениями:

$$I_{IN} = I_1 + I_2,$$

$$\text{где } I_1 = (V_{IN} - V_{OUT})j\omega C_1;$$

$$I_2 = \frac{V_{IN} + e_2}{1 + j\omega\tau_2} j\omega C_2 - \frac{i_N}{1 + j\omega\tau_2} = V_{IN} \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega\tau_2} + I_N;$$

$$V_{OUT} = K \left(\frac{V_{IN} + e_2}{1 + j\omega\tau_2} + \frac{i_N R_2}{1 + j\omega\tau_2} + e_N \right) = V_{IN} \frac{K}{1 + j\omega\tau_2} + E_N; \quad (44)$$

$$I_N = \frac{e_2 j\omega C_2 - i_N}{1 + j\omega\tau_2}; \quad (45)$$

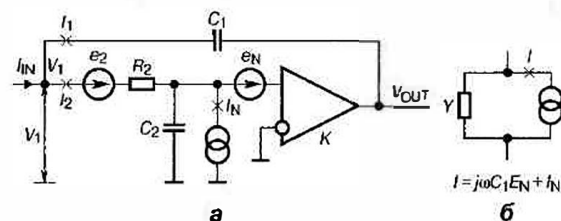
$$E_N = K \left(\frac{e_2 + i_N R_2}{1 + j\omega\tau_2} + e_N \right). \quad (46)$$

Чтобы найти решение, нужно сложить первые два уравнения и подставить в них V_{OUT} из третьего. Решение представим в виде:

$$I_{IN} = V_{IN} Y + j\omega C_1 E_N + I_N;$$

$$Y = \frac{j\omega(C_1(1-K) + C_2) - \omega^2\tau_2 C_1}{1 + j\omega\tau_2}.$$

Рис. 85. Частотно-зависимое отрицательное сопротивление с источниками шума: а — схема; б — эквивалентная схема



e_2 — напряжение шума резистора R_2 ;

i_N — входной шумовой ток ОУ;

e_N — напряжение шума ОУ, приведенное к его входу;

K — коэффициент передачи повторителя напряжения

Таким образом, частотно-зависимое отрицательное сопротивление можно заменить двухполюсником, представляющим собой параллельно соединенные источник тока и резистор с проводимостью Y , как показано на **Рис. 85б**.

В качестве примера, иллюстрирующего применение полученных решений, найдем коэффициент шума активного о фильтра нижних частот, построенного на обсуждаемом частотно-зависимом отрицательном сопротивлении. Схема фильтра представлена на **Рис. 86а**. Для определенности будем считать, что резистор R_1 представляет собой сопротивление источника сигнала. Коэффициентом шума устройства называется число, показывающее, во сколько раз ухудшилось отношение сигнал/шум на выходе устройства по сравнению с таковым на выходе источника сигнала. Как видно из рисунка, отношение сигнал/шум $(S/N)_{IN}$ на выходе источника сигнала (когда он не присоединен к усилителю) равно отношению напряжения V_S сигнала к напряжению e_1 шумов на сопротивлении источника сигнала R_1 . Отношение сигнал/шум $(S/N)_{OUT}$ на выходе фильтра равно:

$$(S/N)_{OUT} = HV_S / V_{NOUT},$$

где H — частотная характеристика фильтра. Поэтому коэффициент шума N_F выражается как:

$$N_F = \frac{(S/N)_{IN}}{(S/N)_{OUT}} = \frac{V_S / e_1}{HV_S / V_{NOUT}} = \frac{V_{NOUT} / H}{e_1} = \frac{V_{NIN}}{e_1}, \quad (47)$$

где V_{NIN} — напряжение шума, приведенное ко входу. Оно равно напряжению шума на выходе, поделенному на коэффициент передачи: $V_{NIN} = V_{NOUT} / H$.

То есть коэффициент шума равен отношению напряжения шума, приведенного ко входу, к напряжению e_1 шума источника сигнала — резистора R_1 . Поэтому далее напряжение источника сигнала не рассматривается, а для подсчета коэффициента шума используется последняя дробь выражения (47).

Для нахождения коэффициента шума следует, таким образом, определить напряжение шума на выходе фильтра. Для этого сначала следует найти напряжение на входе, так как шумовая модель частотно-зависимого отрицательного сопротивления описывается в терминах входного напряжения и тока. Затем, применяя выражение (44), найти выходное напряжение. Преобразованная схема фильтра для проведения этих вычислений представлена на **Рис. 86б**. Она описывается уравнением:

$$I_{IN} = \frac{e_1 - V_{IN}}{R_1} = V_{IN}Y + j\omega C_1 E_N = I_N.$$

Его решение:

$$e_1 = V_{IN}(1 + YR_1) + j\omega C_1 R_1 E_N + I_N R_1.$$

После подстановки в него V_{OUT} из выражения (44) решение имеет вид:

$$e_1 = \frac{V_{OUT}}{H} - \left(\frac{1}{H} + j\omega\tau_1 \right) E_N + I_N R_1, \quad (48)$$

$$\text{где } H = K / (1 + j\omega\tau_2 + j\omega R_1 C_2 + j\omega\tau_1(1-K) - \omega^2\tau_1\tau_2);$$

$$\tau_1 = C_1 R_1; \quad \tau_2 = C_2 R_2.$$

Напряжение шума, приведенное ко входу, прямо входит в выражение (48). Оно представлено здесь членом V_{OUT}/H . Для нахождения коэффициента шума следует в выражении (48) представить E_N и I_N через параметры фильтра, используя выражения (45) и (46). После подстановки получаем:

$$V_{NIN} = \frac{V_{NOUT}}{H} = e_1 + \left(\frac{1}{H} + j\omega\tau_1 \right) E_N - I_N =$$

$$= e_1 + e_2(1 + j\omega\tau_1) + i_N(R_1 + R_2 + j\omega C_1 R_1 R_2) +$$

$$+ e_N(1 + j\omega(\tau_2 + R_1 C_2 + \tau_1) - \omega^2\tau_1\tau_2) / K.$$

Теперь можно написать выражение для квадрата выходного напряжения и коэффициента шума. Для этого представим напряжения и токи источников шума:

- $e_1 = (4kTR_1\Delta f)^{1/2}$ — напряжение шума на резисторе R_1 ;
- $e_2 = (4kTR_2\Delta f)^{1/2}$ — напряжение шума на резисторе R_2 ;
- $i_N = (4kT_{YN}\Delta f)^{1/2}$ — входной шумовой ток ОУ;
- Y_N — шумовая проводимость ОУ;
- $e_N = (4kT_N\Delta f)^{1/2}$ — напряжение шума ОУ, приведенное ко входу ОУ;
- r_N — шумовое сопротивление ОУ.

Индекс в обозначении напряжения шума на резисторе равен индексу резистора на его обозначении в схеме. Обратите внимание на то, что шумовая проводимость ОУ больше величины, обратной входному сопротивлению ОУ.

Так как источники шума не зависят друг от друга, квадрат напряжения шума равен сумме квадратов его слагаемых:

$$V_{NIN}^2 = 4kTR_1\Delta f + 4kTR_2\Delta f(1 + (\omega\tau_1)^2) +$$

$$+ 4kT_{YN}\Delta f(R_1 + R_2)^2 + (\omega\tau_1 R_2)^2 +$$

$$+ 4kT_N\Delta f \left((1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + \omega^2(\tau_2 + C_2 R_1 + \tau_1)^2 \right) / K^2. \quad (49)$$

Квадрат коэффициента шума равен отношению квадратов напряжения шума, приведенного ко входу, к напряжению шума на резисторе R_1 :

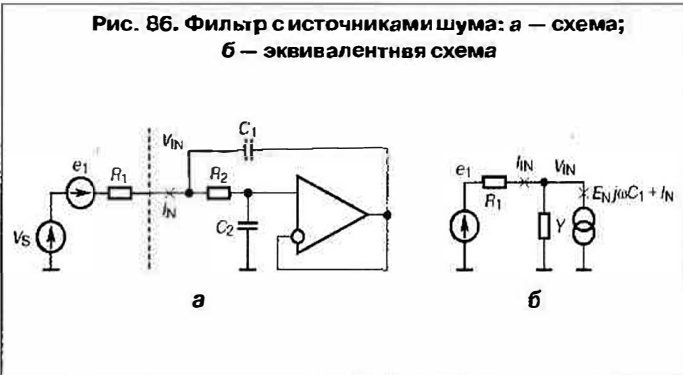
$$N_F^2 = \frac{V_{NIN}^2}{4kTR_1\Delta f}$$

После несложных преобразований выражения (49) получим квадрат коэффициента шума.

$$N_F^2 = 1 + \frac{R_2}{R_1}(1 + (\omega\tau_1)^2) + \frac{Y_N}{R_1}((R_1 + R_2)^2 + (\omega\tau_1 R_2)^2) +$$

$$+ \frac{r_N}{KR_1} \left((1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + \omega^2(\tau_2 + C_2 R_1 + \tau_1)^2 \right). \quad (50)$$

Рис. 86. Фильтр с источниками шума: а — схема; б — эквивалентная схема



Как следует из выражения для коэффициента шума, на низких частотах он постоянен, а на высоких частотах вначале линейно, а затем квадратично растет с частотой. Этот результат следует из того, что источник сигнала отделен от ОУ двумя RC-цепочками. С точки зрения применения наиболее интересно рассмотреть поведение коэффициента шума в полосе пропускания фильтра. Можно показать, что частота, за которой коэффициент шума растет как квадрат частоты, по крайней мере, в Q раз выше резонансной. Поэтому в интересующей нас полосе частот можно ограничиться только членами второй степени частоты в соотношении для квадрата коэффициента шума. Для оценки частоты, с которой начинается подъем коэффициента шума, заметим, что наибольшая постоянная времени — τ_1 . Так как выражение вида $1 + (\omega\tau_1)^2$ входит во все составляющие коэффициента шума, то частота ω_N , на которой $\omega\tau_1$ становится сравнимой с единицей, и есть частота начала подъема коэффициента шума. Она примерно в Q раз ниже резонансной частоты:

$$\omega\tau_1 = \frac{\omega}{\omega_0} \omega_0 \tau_1 = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\tau_1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}} = \frac{\omega}{\omega_0} 2Q = \frac{\omega}{\omega_N},$$

$$\text{где } \omega_N = \frac{\omega_0}{2Q}.$$

Сделаем оценки коэффициента шума на постоянном токе. Подставляя в выражение (50) $\omega = 0$, получим:

$$\begin{aligned} N_F^2(0) &= 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{y_N}{R_1} (R_1 + R_2)^2 + \frac{r_N}{KR_1} = \\ &= 1 + \frac{1}{R_1} \left(R_2 + y_N R_2^2 + \frac{r_N}{K} \right) + y_N R_1 + 2y_N R_2. \end{aligned}$$

Как видно из представленного выражения, квадрат коэффициента шума имеет минимум по R_1 . Этот минимум достигается при

$$R_1(\text{opt}) = \sqrt{\left(R_2 + y_N R_2^2 + \frac{r_N}{K} \right) / y_N} = R_2 \sqrt{1 + \frac{1}{R_2 y_N} + \frac{r_N}{R_2^2 y_N}}. \quad (51)$$

При этом

$$\begin{aligned} N_F^2(0)(\text{opt}) &= 1 + 2y_N R_2 + 2\sqrt{y_N \left(R_2 + y_N R_2^2 + \frac{r_N}{K} \right)} = \\ &= 1 + 2y_N R_2 + 2\sqrt{y_N R_2 + y_N^2 R_2^2 + \frac{y_N r_N}{K}}. \end{aligned}$$

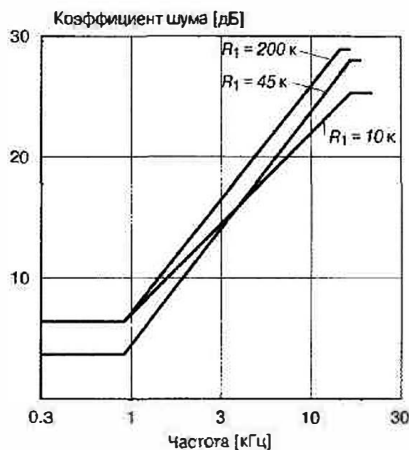
Очевидно, что минимум последнего выражения равен

$$N_F^2(0)(\text{min}) = 1 + 2\sqrt{\frac{y_N r_N}{K}}, \quad (52)$$

и он достигается тогда, когда $y_N R_2 \ll 1$. При этом $R_1 = ((R_2 + r_N/K)/y_N)^{1/2}$.

Приведем результаты моделирования, подтверждающие сделанные рассуждения. Для моделирования применялся ОУ с параметрами, типичными для ОУ общего применения на биполярных транзисторах: $G_0 = 10^5$, $\omega_1 = 2\pi$ МГц, $r_{IN} = 100$ кОм, $r_{OUT} = 1$ кОм, $r_N = 10$ кОм, $y_N = 1/100$ кОм. Минимальный коэффициент шума для него равен 1.3 согласно выражению (52). Моделировался ФНЧ по схеме, изображенной на Рис. 86а, с резонансной частотой $f_0 = 10$ кГц и добротностью $Q = 5$. Величина сопротивления R_2 была выбрана

Рис. 87. Коэффициент шума схемы, приведенной на Рис. 86а, полученный в результате моделирования



на порядок меньше значения входного сопротивления ОУ. Для такой величины R_2 оптимальная величина резистора R_1 , равна, согласно выражению (51), 45 кОм. В процессе моделирования изменялась величина сопротивления резистора R_1 . Чтобы при изменении этого резистора резонансная частота и добротность оставались неизменными, их подстройка производилась подбором конденсаторов C_1 и C_2 .

Моделировалось три варианта схемы, значения компонентов каждого варианта и результаты моделирования занесены в Табл 7. В первом варианте $R \ll R(\text{opt})$, во втором $R \approx R(\text{opt})$, в третьем — $R \gg R(\text{opt})$.

Зависимость коэффициента шума от частоты приведена на Рис. 87.

Как следует из приведенных оценок и результатов моделирования, коэффициент шума фильтра слабо зависит от сопротивлений резисторов R_1 и R_2 при оптимуме.

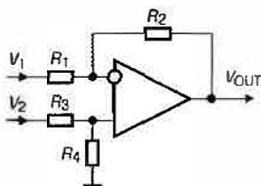
ТАБЛИЦА 7. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРА

#	Исходные данные	$N_F(0)$		ω_N [кГц]	$V_{NIN}(\omega_0)$ [нВ/Гц ^{1/2}]	$N_F(\omega_0)$ Измерение
		Расчет	Измерение			
1	$Q=5, R_1=10$ кОм, $C_1=16$ нФ, $C_2=160$ пФ	1.7	1.92	154	202	14
2	$Q=5, R_1=45$ кОм, $C_1=8$ нФ, $C_2=60$ пФ	1.3	1.54	128	450	17
3	$Q=5, R_1=200$ кОм, $C_1=6$ нФ, $C_2=15$ пФ	1.7	1.9	154	1400	20

$N_F(0)$ — коэффициент шума на постоянном токе;
 ω_N — верхняя граничная частота повторителя;
 $V_{NIN}(\omega_0)$ — спектральная плотность напряжения шума, приведенная ко входу схемы, на резонансной частоте;
 $N_F(\omega_0)$ — коэффициент шума на резонансной частоте.

Принципиальная схема

Дифференциальный усилитель

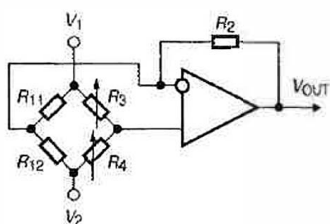


Основные соотношения

$$V_{OUT} = V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \frac{R_2}{R_1}$$

Условие баланса: $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$

Съем напряжения с моста



$$\frac{V_{OUT} - V_2}{V_1 - V_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + R_2 \left(\frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \right) \right) \frac{R_2}{R_{11}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} K \frac{R_2}{R_{11}}$$

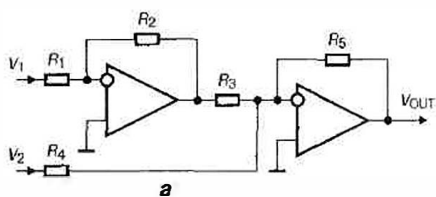
$$K = 1 + R_2 \left(\frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \right)$$

Условие баланса: $\frac{R_{11} + R_{11}}{R_2 + R_{12}} = \frac{R_3}{R_4}$

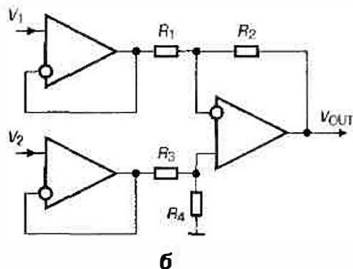
При разбалансе $R_3 \rightarrow R_3 + \Delta R_3, R_4 \rightarrow R_4 + \Delta R_4;$

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{V_1 - V_2} = K \frac{R_4 \Delta R_3 - R_3 \Delta R_4}{(R_3 + R_4)^2}$$

Измерительные усилители

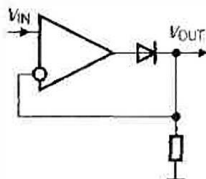


Для схемы а: $V_{OUT} = V_1 \frac{R_2}{R_1} \frac{R_5}{R_3} - V_2 \frac{R_5}{R_4}$



Для схемы б: $V_{OUT} = V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \frac{R_2}{R_1}$

Однополупериодный выпрямитель

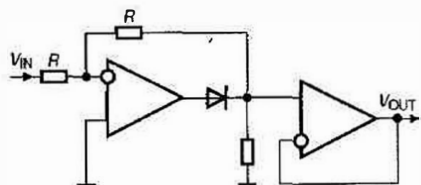


$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{1}{2} (1 + \text{sign}(V_{IN})), \text{sign}(x) - \text{знак } x$$

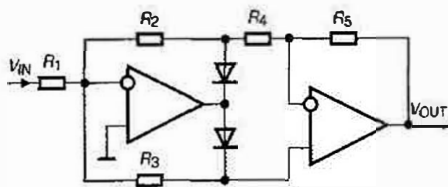
Принципиальная схема

Основные соотношения

Двухполупериодный выпрямитель



а



б

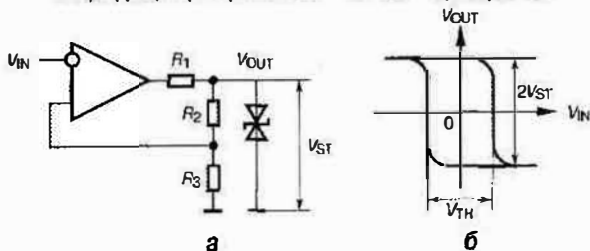
Для схемы а: $V_{OUT} = V_{IN} \text{sign}(V_{IN})$, $\text{sign}(x)$ — знак x

Для схемы б:

$$V_{OUT} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_4} (\text{sign}(V_{IN}) + 1) + (1 - \text{sign}(V_{IN})) \frac{R_3}{R_1} \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) \right)$$

Баланс при $R_2 = R_3 \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right)$

Инвертирующий триггер Шмитта: а — схема, б — характеристика

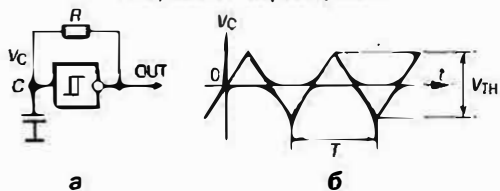


а

б

$$V_{TH} = 2V_{ST} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Мультивибратор на инвертирующем триггере Шмитта: а — схема, б — временная диаграмма работы

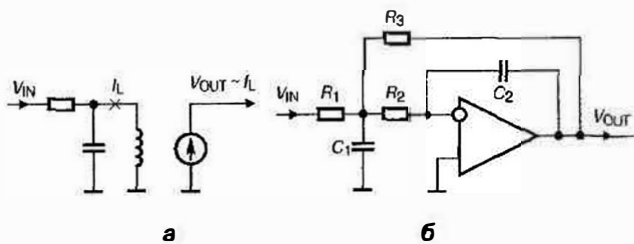


а

б

$$T = 4RC \ln \left(1 + \frac{V_{TH}}{2V_{ST}} \right) \approx 2RC \frac{V_{TH}}{V_{ST}}$$

ФНЧ на инвертирующей индуктивности: а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема



а

б

$$H(j\omega) = -H_0 \frac{1}{1 + j\alpha \frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

$$H_0 = \frac{R_1}{R_3}$$

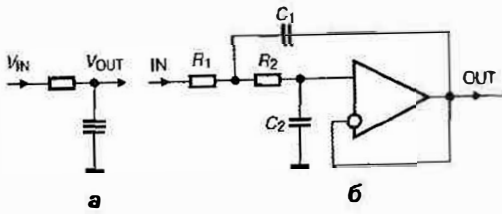
$$\omega_0 = 1 / \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_2}{C_1} R_2 R_3 (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)}$$

Принципиальная схема

Основные соотношения

ФНЧ на неинвертирующем ЧЗСОС: а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема

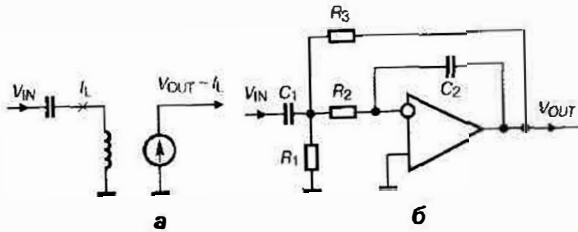


$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\alpha_L \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$\alpha_L = \sqrt{\frac{C_2}{C_1} \left(\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \right)}$$

ПФ на инвертирующей индуктивности: а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема



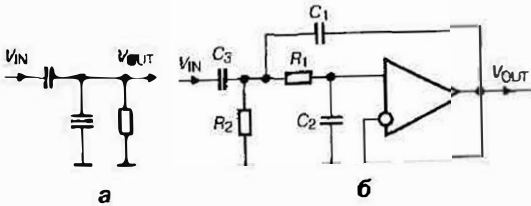
$$H(j\omega) = \frac{j\alpha_H \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\alpha_L \frac{\omega}{\omega_{0L}} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}$$

$$\alpha_L = \omega_0 R_2 R_3 C_2 (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) = \sqrt{\frac{C_2}{C_1} R_2 R_3 (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)}$$

$$\alpha_H = \sqrt{\frac{C_1 R_3}{C_2 R_2}}$$

ПФ на неинвертирующем ЧЗСОС: а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема



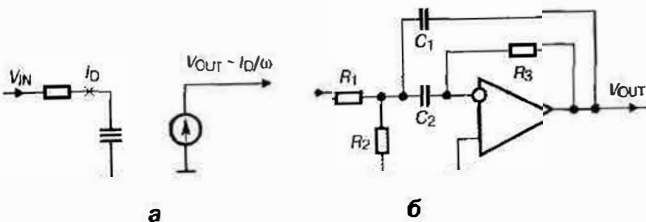
$$H(j\omega) = \frac{j\alpha_H \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\alpha_L \frac{\omega}{\omega_{0L}} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)}$$

$$\alpha_L = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 + C_3} \left(\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{C_3}{C_2}\right)} \right)}$$

$$\alpha_H = C_3 \sqrt{\frac{R_2}{C_2 (C_1 + C_3) R_1}}$$

ПФ на инвертирующем ЧЗСОС: а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема



$$H(j\omega) = -H_0 \frac{j\alpha_H \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\alpha_L \frac{\omega}{\omega_{0L}} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$H_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_3 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$\alpha_L = \omega_0 (C_1 + C_2) R_3 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{1/R_3}{1/R_1 + 1/R_2}}$$

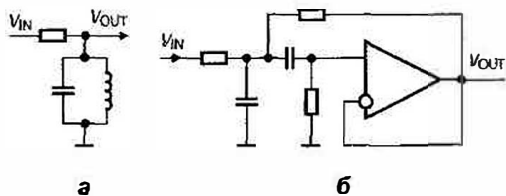
$$\alpha_H = \omega_0 R_3 C_2 = \sqrt{\frac{R_3 C_2}{R_2 C_1} \frac{R_1 + R_2}{R_1}}$$

Принципиальная схема

Основные соотношения

ПФ на неинвертирующей индуктивности:

а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема



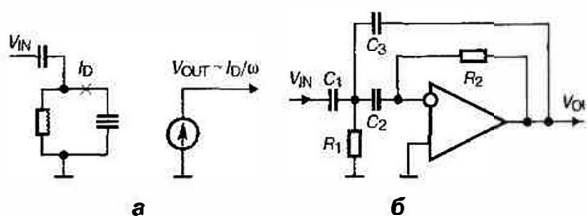
$$H(j\omega) = H_0 \frac{j\alpha_H \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\alpha_L \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2};$$

$$H_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_3}}; \omega_0 = 1/\sqrt{\frac{1 + R_3/R_1}{C_1 C_2 R_3 R_2}};$$

$$\alpha_H = \omega_0 R_2 C_2;$$

$$\alpha_L = \frac{\omega_0}{1 + R_3/R_1} R_3 \left(C_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + C_1 \right)$$

ФВЧ на инвертирующем ЧЗСО: а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема



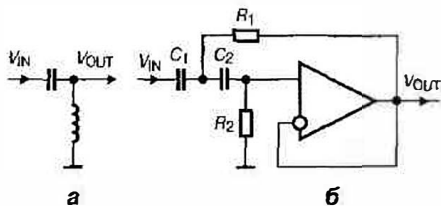
$$H(j\omega) = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + j\alpha \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2};$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2};$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right)$$

ФВЧ на неинвертирующей индуктивности:

а — эквивалентная схема, б — принципиальная схема

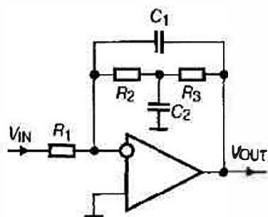


$$H(j\omega) = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + j\alpha \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2};$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2};$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right)$$

Фильтр на резистивном Т-мосте



$$H(j\omega) = H_0 \frac{1 + j(\omega/\omega_0)\alpha_H}{1 + j(\omega/\omega_0)\alpha_L - (\omega/\omega_0)^2};$$

$$H_0 = \frac{R_2 + R_3}{R_1};$$

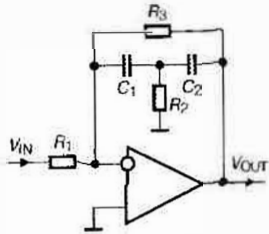
$$\omega_0 = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3};$$

$$\alpha_L = \alpha_H = \omega_0 C_1 (R_2 + R_3) = \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right)$$

Принципиальная схема

Основные соотношения

Фильтр на емкостном Т-мосте



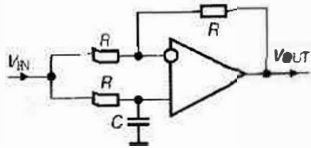
$$H(j\omega) = H_0 \frac{1 + j(\omega/\omega_0)\alpha_1}{1 + j(\omega/\omega_0)\alpha_1 - (\omega/\omega_0)^2}$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2};$$

$$H_0 = \frac{R_3}{R_1};$$

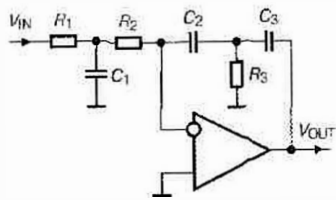
$$\alpha_1 = \frac{1}{\alpha_1} = \omega_0 C_1 (R_2 + R_3) = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left(\sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \right)$$

Фазовращатель



$$H = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \quad \tau = RC$$

Двойной интегратор



$$H = \frac{1}{\omega^2 R_3 C_2 C_3 (R_1 + R_2)} \frac{1 + j\omega R_3 (C_2 + C_3)}{1 + j\omega C_1 R_2 R_1 / (R_1 + R_2)}$$

Условие двойного интегрирования.

$$C_1 = C_2 + C_3, \quad R_3 \approx R_2 R_1 / (R_1 + R_2)$$