

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Л. Т. СУШКОВА

УЗЛЫ И ЭЛЕМЕНТЫ МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКИ: УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Учебное пособие



Владимир 2013

УДК 615.4
ББК 34.761
С91

Рецензенты:
Доктор технических наук, профессор
кафедры радиотехники и радиосистем
Владимирского государственного университета
им. А. Г. и Н. Г. Столетовых
П. А. Полушин

Кандидат технических наук генеральный директор
Государственного унитарного предприятия
Владимирской области «Медтехника»
Т. В. Жанина

Печатается по решению редакционно-издательского совета ВлГУ

Сушкова, Л. Т.
С91 Узлы и элементы медицинской техники: усилительные каскады : учеб. пособие / Л. Т. Сушкова ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2013. – 110 с. ISBN 978-5-9984-0414-6

Рассмотрены принципы построения и работы усилительных каскадов, которые относятся к базовым узлам и элементам множества медицинских приборов различного назначения. Отличительная особенность – наличие задач и вопросов для самопроверки знаний по каждому разделу учебного пособия, а также примеров практических схем усилителей с учетом специфических особенностей биоэлектрических сигналов.

Материал учебного пособия, его объем и последовательность изложения удовлетворяют требованиям федерального государственного образовательного стандарта в части, касающейся дисциплины «Узлы и элементы биотехнических систем».

Предназначено для студентов вузов, обучающихся по программам медико-технического профиля направлений 200300 – Биомедицинская инженерия, 201000 – Биотехнические системы и технологии, а также программам специальностей 200401 – Биотехнические и медицинские аппараты и системы, 200402 – Инженерное дело в медико-биологической практике. Может быть также полезно студентам, обучающимся по направлению 210302 – Радиотехника.

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС 3-го поколения.

Ил. 97. Табл. 6. Библиогр.: 11 назв.

УДК 615.4
ББК 34.761

ISBN 978-5-9984-0414-6

© ВлГУ, 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
Глава 1. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ	9
1.1. Биоэлектрические усилители	9
1.2. Основные понятия и определения	14
1.3. Неинвертирующий ОУ	18
1.4. Повторитель напряжения.....	20
1.5. Инвертирующий ОУ	21
1.6. Суммирующий усилитель.....	23
1.7. Дифференциальный усилитель	25
1.8. Инструментальный усилитель.....	27
Краткие выводы	28
Вопросы для самоконтроля	29
Упражнения	30
Глава 2. ОСОБЕННОСТИ И СВОЙСТВА РЕАЛЬНОГО ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ.....	34
2.1. Основные понятия и определения	34
2.2. Статические параметры ОУ.....	37
2.3. Динамические параметры ОУ	39
2.4. Влияние реальных параметров и характеристик ОУ на свойства электронных схем.....	41
2.5. Коэффициент ослабления синфазного сигнала.....	49
2.6. Нестабильность источника питания	51
2.7. Частотные свойства ОУ	52
2.8. Влияние скорости спада АЧХ	54
2.9. Коррекция частоты	55
Краткие выводы	58
Вопросы для самоконтроля	58
Упражнения	59

Глава 3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ.....	62
3.1. Назначение и особенности усилителей биопотенциалов.....	62
3.2. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах....	63
3.3. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах в режиме большого сигнала.....	66
3.4. Дифференциальный усилитель на полевых транзисторах.....	68
3.5. Дифференциальный усилитель на одном операционном усилителе.....	71
3.6. Инструментальный дифференциальный усилитель на трех ОУ.....	74
3.7. Многоходовый дифференциальный усилитель.....	76
Краткие выводы	78
Вопросы для самоконтроля	78
 Глава 4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ОУ	79
4.1. Основные понятия и определения	79
4.2. Виды фильтров.....	79
4.3. АЧХ и избирательность фильтра	83
4.4. Схемы активных фильтров	87
Краткие выводы	96
Вопросы для самоконтроля	96
Упражнения	97
 Глава 5. УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ОУ	99
5.1. Усилители низкой частоты	99
5.2. УНЧ на основе инвертирующего усилителя.....	99
5.3. УНЧ на основе неинвертирующего усилителя.....	100
5.4. Дифференциальный усилитель низкой частоты	101
5.5. Сравнение инвертирующего и неинвертирующего усилителей	102
5.6. Предусилители. Выравнивание АЧХ	102
Краткие выводы	105
Вопросы для самоконтроля	106
Упражнения	106
ОТВЕТЫ К УПРАЖНЕНИЯМ	107
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	109

ВВЕДЕНИЕ

Организм человека – это сложно организованная непрерывно изменяющаяся система, которая характеризуется множеством специфических особенностей, определяющих здоровье человека. Функциональные подсистемы организма выполняют различные функции и включают в себя органы, связанные функционально для выполнения определенных функций жизнеобеспечения. К таким подсистемам относятся: нервная, эндокринная, скелетно-мышечная, сердечно-сосудистая, дыхательная, пищеварительная, выделительная, репродуктивная.

Для оценки состояния организма в полном объеме используются различные методы и средства измерений, известные в технических науках.

На практике измерения параметров биообъектов значительно осложняются, что обусловлено:

- а) малыми абсолютными значениями измеряемых величин;
- б) большими значениями внутренних шумов (обусловлено одновременной работой многих подсистем);
- в) большими значениями внешних помех и наводок;
- г) трудностью обеспечения надежной фиксации измерительных преобразователей и точного их местоположения;
- д) нестабильностью и нестационарностью получаемых результатов измерений;
- е) сложностью воспроизведения результатов, получаемых с помощью одной и той же аппаратуры.

Это требует особого подхода к решению задачи проектирования элементов и узлов медицинской техники.

Источником информации о состоянии организма является сам биологический объект (биообъект, БО), для которого характерно наличие электро-магнитного излучения, лежащего в полосе частот от инфранизких (длина волны – десятки и более километров) до оптического и ультразвукового диапазонов волн. Возможно, что диапазон излучений шире, но пока невозможно его оценить с помощью существующих технических средств (ТС) в силу малого уровня сигналов.

Большую группу ТС, активно используемых в медицинской практике, составляют приборы, работа которых основана на регистрации, обработке и анализе характерных для биообъекта сравнительно низкочастотных электрических полей. Они, как правило, характеризуют функционирование отдельных органов и функциональных систем (ФС) биообъекта.

Биотоки создают на кожном покрове электрические потенциалы. При этом различают постоянный потенциал относительно зоны, взятой за базовую, и переменный, который характеризует работу соответствующего органа или ФС. Спектр переменных сигналов лежит в полосе частот от инфранизких до 1 – 2 кГц. Примеры регистрации таких сигналов – электрокардиография, электроэнцефалография и др. Разность квазистатических потенциалов (мало меняются в течение конечных промежутков времени) между участками на кожном покрове достигает долей вольта (0,3 – 0,4 В) и в значительной степени зависит от материала электродов. Разность переменных потенциалов определяется микровольтами – десятками милливольт.

Основная часть приборов для функциональной диагностики основана на измерении разности переменных потенциалов, имеющих между участками на кожном покрове.

При измерении электрических параметров объект измерения представляется источником ЭДС с внутренним сопротивлением $Z_{вн}$. Величина этого сопротивления зависит: от размеров и качества поверхности электродов; электрического сопротивления тканей биоорганизма; переходного сопротивления между биотканью и электродом; силой прижатия электрода; наличия или отсутствия смачивающей жидкости или специальной электропроводной пасты; температуры тела и окружающей среды и др.

Из-за этого $Z_{вн}$ объекта измерения является нестабильным и неопределенным, что влияет на величину измеряемого напряжения, которое определяется как

$$U_{вх} = f \left(\frac{Z_{вх}}{Z_{вн} + Z_{вх}} \right),$$

где $Z_{вх}$ – входное сопротивление ТС.

В связи с этим для повышения достоверности результатов измерений необходимо выполнить условие: $|Z_{вн}| \ll |Z_{вх}|$.

На практике, как правило, стремятся, чтобы входное сопротивление ТС для электрофизиологических исследований было в 10 – 20 раз больше входного сопротивления объекта на постоянном токе, то есть должно иметь значение от 0,2 до 20 МОм и более.

Не менее важна проблема борьбы с различными электромагнитными помехами, уровень которых может быть настолько большим, что на их фоне трудно оценить информационный сигнал. Поэтому при проведении электрических исследований вопросу уменьшения влияния помех уделяется особое внимание. Чаще всего используются такие способы, как:

- экранирование (электростатическое и магнитное);
- применение фильтров, уменьшающих распространение по проводам кондуктивных помех от их источников;
- фильтрация сигнала, снимаемого с БО;
- применение структурных методов повышения помехоустойчивости, при которых сигнал помехи вычисляется из суммарного сигнала, содержащего полезные сигнал и помеху;
- использование измерительных преобразователей с дифференциальным входом, преобразующим разность сигналов, а не сам сигнал;
- симметрирование измерительной цепи так, чтобы на оба дифференциальных входа действовали одинаковые помехи.

Для уменьшения влияния кондуктивных помех (помехи, распространяющиеся по проводам) используются так называемые сетевые фильтры (электрические фильтры режекторного типа). Характеристики их выбираются так, чтобы в сеть первичного источника электрической энергии (источника питания), от которой питаются цепи измерительных устройств, не проникали бы высокочастотные электрические колебания.

Внутри измерительного прибора также устанавливаются фильтры, которые должны хорошо пропускать сигналы в интересующей полосе частот (полезные сигналы) и плохо – в полосе частот, в которой находится спектр помехи. В качестве таких фильтров могут использоваться как аналоговые, так и цифровые фильтры. Цифровые фильтры более предпочтительны, так как в этом случае требуемая характеристика фильтра формируется программным способом, что поз-

воляет гибко перестраивать полосу пропускания и оперативно исследовать информационный сигнал в широкой полосе частот.

В данном пособии рассматриваются вопросы, связанные с теорией и практикой построения и использования усилительных элементов и узлов применительно к биотехническим системам.

Базовым элементом для построения различных электронных узлов медицинских приборов является операционный усилитель (ОУ). С точки зрения применения, это универсальный элемент аналоговой схемотехники, так как он способен выполнять не только усиление сигнала, но и множество других операций и существенно упрощает расчет и проектирование электронных схем.

Глава 1. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Цель изучения этой главы студентами – формирование:

1) знаний:

а) определения ОУ и основных параметров характеристик идеального ОУ;

б) графического изображения ОУ в технических документах и в литературе; условного обозначения его выводов;

в) специфики применения ОУ;

г) базовых схем: инвертирующего и неинвертирующего усилителей, повторителя напряжения, суммирующего усилителя, дифференциального усилителя;

2) навыков составления и расчета простейших схем на ОУ.

1.1. Биоэлектрические усилители

Из курса биофизики известно, что функциональное состояние клеток, тканей и органов в значительной степени определяется их электрической активностью. Ее регистрация и анализ позволяют проводить биофизические и медико-биологические исследования работы органов и их клиническую диагностику. Клетки, образуя целостный орган, формируют сплошную картину его электрической активности.

Метод исследования работы органов или тканей, основанный на регистрации во времени потенциалов электрического поля на поверхности тела, называется **электрографией**. Два электрода, приложенные к разным точкам на поверхности тела, регистрируют меняющуюся во времени разность потенциалов. Временная зависимость изменения этой разности потенциалов называется **электрограммой**.

Название электрограммы отражает вид исследуемого органа (или ткани). Так, при регистрации разности потенциалов сердца получают электрокардиограмму (ЭКГ), сетчатки глаза – электроретинограмму (ЭРГ), глазных мышц – электроокулограмму (ЭОГ), головного мозга – электроэнцефалограмму (ЭЭГ), мышц – электромиограмму (ЭМГ) и др.

Задача клинической диагностики заключается в измерении и регистрации той или иной электрограммы с последующей оценкой функционального состояния исследуемого органа. Например, регистрация и анализ временных зависимостей разностей потенциалов электрических полей, созданных мозгом, используется для диагностики различных видов патологий нервной системы, в том числе травм, инфаркта мозга, эпилепсии, психических расстройств, нарушений сна и т.п.

По виду ЭЭГ, по появлению или исчезновению определённых ритмов (α , β , δ , Θ , γ и др.) судят о характере и степени сдвигов функционального состояния нервных структур головного мозга, где эти изменения наиболее выражены. Так, при тяжёлых формах эпилепсии, опухолях коры больших полушарий основные ритмы ЭЭГ отсутствуют или проявляются в меньшей степени.

Специфические особенности рассматриваемого биосигнала определяют требования к усилительным устройствам биопотенциалов. Например, регистрируемые разности потенциалов в ЭЭГ в 100 раз слабее, чем в ЭКГ: 0,1 – 5 мВ в ЭКГ; 0,001 – 0,05 мВ в ЭЭГ. Поэтому коэффициент усиления усилителей биопотенциалов сердца обычно составляет $10^3 - 10^4$, а головного мозга – $10^5 - 10^6$.

Ориентировочные значения электрического сигнала для различных электрофизиологических методов электродиагностики приведены в табл. 1.1. Здесь КГР (кожногальваническая реакция) – метод регистрации разности потенциалов кожи.

Таблица 1.1

Параметр	Метод				
	ЭКГ	ЭЭГ	ЭМГ	ЭОГ	КГР
Амплитуда, мВ	0,1 – 5,0	0,02 – 0,3	0,01 – 1,0	0,02 – 2,0	1 – 100
Полоса частот, Гц	0,01 – 2000	0,1 – 2000	1 – 1000	0 – 30	0,05 – 1,0

Биоэлектрический усилитель (БЭУ) – это усилитель, используемый для обработки биоэлектрического сигнала. В зависимости от коэффициента усиления (низкий, средний, высокий) такие усилители делятся на маломощные, средней мощности и усилители с большим

коэффициентом усиления, которые называют малосигнальными. В зависимости от вида и типа обрабатываемого сигнала (постоянное или медленно меняющееся напряжение) БЭУ могут быть усилителями как постоянного, так и переменного тока.

Одной из основных характеристик усилителя является **амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)**, представляющая собой зависимость коэффициента усиления от частоты входного сигнала. По АЧХ определяется **полоса пропускания усилителя**, или диапазон частот между верхней и нижней граничными частотами, в пределах которого коэффициент усиления изменяется в заданных пределах (не более 3 дБ).

В зависимости от назначения усилителя его АЧХ может включать в себя диапазон частот от нижней $F_H = 0$ (или около нуля, например 0,05 Гц) до верхней $F_B = 100$ кГц. Так, в усилителе ЭКГ обрабатываются низкочастотные (НЧ) компоненты с частотой 0,05 Гц. Но соединение «электрод – кожа» приводит к появлению на выводе электрода постоянного потенциала, который складывается с сигналом ЭКГ. Для разделения их и качественной обработки сигнала ЭКГ используется усилитель не постоянного, а переменного тока (не пропускает сигнал с частотой, равной нулю).

Верхняя граничная частота определяется по уровню 3 дБ. В некоторых случаях частота $F_{вгр} = 30$ Гц, но в большинстве случаев $F_{вгр} = 10$ кГц. Специализированные усилители могут иметь другое значение $F_{вгр}$. Например, кардиоусилитель может иметь полосу пропускания от 0,05 до 100 Гц.

В зависимости от мощности в медицинской аппаратуре используются следующие **виды усилителей**:

1. Маломощные, имеющие низкий коэффициент усиления $K_u (1 - 10)$. Причем усилители с $K_u = 1$ используются для обеспечения изоляции, в качестве буфера или трансформатора сопротивления между источником сигнала и входом прибора. Маломощные усилители используются для усиления действующего напряжения и других относительно высокоамплитудных биоэлектрических сигналов (БЭС);

2. Средней мощности, которые имеют K_u от 10 до 1000 и используются для записи ЭКГ, мускульных потенциалов и т.д.;

3. Мощные (или малосигнальные усилители, уровень входного сигнала которых мал) с большим коэффициентом усиления $K_u > 1000$ (может достигать величины 10^6). Они используются как высокочувствительные измерители, например для записи ЭЭГ мозга.

Важными параметрами БЭУ (особенно усилителей с высоким и средним значением K_u) являются **шум и дрейф**.

Шум – мешающий сигнал (маскирует полезный сигнал), снижающий точность измерений, а следовательно, достоверность получаемой информации. Характеризуется происхождением, частотным спектром и распределением амплитуд. От этих характеристик зависят методы борьбы с шумами. На практике чаще всего используются фильтрация, мал шумящие усилители, сужение полосы частот, усреднение сигнала и др. Известны принципиально не устранимые виды шумов, происхождение которых связано с законами физики. К ним относятся собственные шумы усилителя: тепловой шум (шум Джонсона) резисторов; дробовой шум транзисторов (электрический ток – это движение дискретных зарядов, а не плавно непрерывное течение); шум $1/f$ (фликкер-шум, спектр которого описывается зависимостью $1/f$), характерный для резисторов (зависит от конструкции резистора и его материала) и транзисторов (шум тока базы). В биомедицине значительный вклад в уровень помех вносят электроды (поляризационные эффекты, конструкция и материал электрода, процессы в зоне контакта электрода с биообъектом). К другим шумам относятся фон и паразитные наводки, наводимые на цепи усилителя электрическими или магнитными полями. Источниками таких помех являются наводка от питающей сети 50 Гц, грозовые разряды, шумы импульсных источников, сигналы других работающих приборов и оборудования. Для уменьшения их влияния необходимо качественное проектирование и тщательный отбор компонентов. При проектировании входных каскадов БЭУ на практике стремятся обеспечить подавление наиболее существенных помех и минимальный уровень собственных шумов при достаточно простых схемных решениях.

Дрейф нуля – медленные изменения выходного сигнала из-за нестабильности питающего напряжения и характеристик транзисторов вследствие изменения температуры и старения элементов.

Все три вышеуказанных вида БЭУ должны иметь очень **высокое входное сопротивление** $R_{вх}$, так как почти все источники биоэлектрических сигналов (БЭС) имеют высокое сопротивление $R_{ис}$: от 10^3 до 10^7 Ом. Обычная практика инженерного проектирования диктует, чтобы $R_{вх}$ усилителя было, по крайней мере, на порядок выше, чем сопротивление $R_{ис}$. Современные усилители на транзисторах типа МДП (металл-диэлектрик-полупроводник), а также полевых транзисторах (ПТ) имеют $R_{вх}$ порядка 10^{12} Ом. Свойства **интегрального операционного усилителя** делают его особенно подходящим для усиления БЭС.

Изолирующие усилители – это готовые устройства с полосой частот, начинающейся с постоянного тока (0 Гц), и предназначенные для передачи аналогового сигнала от схемы с одним опорным уровнем заземления к другой схеме, имеющей совершенно другую землю. На практике потенциалы этих земель могут отличаться существенно.

Применение таких усилителей в медицинской электронике особенно там, где электроды прикладываются к телу человека, обязательно. Задача таких усилителей – обеспечение полной изоляции контактов приложенных электродов от измерительных схем, запитанных непосредственно от сети переменного тока.

Выпускаемые в настоящее время изолирующие усилители используют один из следующих **методов изоляции (развязки)**:

а) трансформаторная изоляция. Усилители с такой развязкой обеспечивают изоляцию до 3,5 кВ и имеют типичную полосу пропускания порядка 3 кГц (некоторые работают с сигналами до 20 кГц). Такой метод развязки используется в усилителях фирмы Analog Devices, Burv-Brown и др.;

б) оптоэлектронная передача сигнала через светодиод на передающем конце и фотодиод на стержне приёмника. Усилители с такой развязкой изолируют до 750 В и имеют полосу пропускания 60 кГц;

в) изоляция за счёт ёмкостной связи по высокочастотной несущей, модулированной по частоте сигналом, который необходимо изолировать. Усилители с такой развязкой обеспечивают изоляцию до 3,5 кВ и имеют полосу пропускания 70 кГц.

Базовым элементом для построения различных электронных узлов медицинских приборов является операционный усилитель, способный выполнять не только усиление сигнала, но и множество других операций. Одна из причин популярности ОУ – его универсальность с точки зрения применения и возможность существенного упрощения расчетов и проектирования электронных схем.

1.2. Основные понятия и определения

Операционный усилитель – это многокаскадный усилитель постоянного тока (УПТ) с дифференциальным входом, большим коэффициентом усиления, большим входным сопротивлением, очень малым выходным сопротивлением и широкой полосой пропускания. Он представляет собой универсальный прибор. Изготавливается по интегральной технологии, что обеспечивает малые массогабаритные показатели и отличные характеристики при малой стоимости. Используется не только как усилитель, но и для выполнения различных операций над аналоговыми величинами (масштабирование, сложение, вычитание, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование и др.), а также для генерирования колебаний, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований, фильтрации и т.п.

ОУ классифицируются:

а) по технологии изготовления – полупроводниковые и гибридные;

б) по схемотехнике – УПТ прямого усиления и УПТ с преобразованием сигнала;

в) по применению – общего применения, специализированные, прецизионные, измерительные и др.

Условное графическое обозначение ОУ в технической документации представляет собой прямоугольник, содержащий основное и одно или два дополнительных поля, расположенных по обе стороны от основного (рис. 1.1). Знак ∞ не является обязательным. Выводы делятся на входные, выходные и вспомогательные. К последним относятся: выводы FC – для подсоединения цепей коррекции АЧХ ОУ; выводы NC – для подключения цепей балансировки по постоянному току; выводы $\pm E$ и \perp – для подключения цепей питания и соединения устройства в целом с общим проводом. Допускается упрощенное обозначение ОУ без дополнительных полей. Входы ОУ делятся на инвертирующий и прямой (или неинвертирующий). При подаче сигнала на инвертирующий вход (обозначается кружком) сигнал на выходе ОУ получается в противоположной фазе. При использовании прямого входа сигналы на входе и выходе ОУ оказываются в фазе.

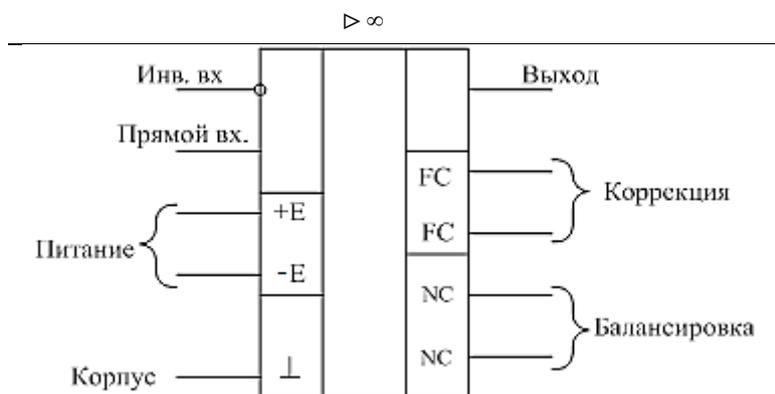


Рис. 1.1

В учебной литературе допускается изображение ОУ в виде треугольника, вершина которого показывает направление передачи сигнала. При этом входы ОУ оказываются справа и обозначаются знаками: “ – “ (инвертирующий вход) и “ + “ (неинвертирующий вход).

Реальный ОУ характеризуется большим числом параметров, которые делятся на группы: общие, точностные, динамические, статические, шумовые и др. Для примера в табл. 1.2 приведены некоторые из них.

Таблица 1.2

Параметры	Условное обозначение	Типичное значение	Примечание
<i>Общие параметры</i>			
1. Коэффициент усиления дифференциального сигнала	K_d	$10^4 \div 10^6$	–
2. Коэффициент ослабления синфазного сигнала	$K_{оос}$	80 ÷ 120 дБ	–
3. Входное дифференциальное сопротивление	$R_{вхд}$	$10^3 \div 10^6$ Ом	Сопротивление между двумя входами
4. Входное сопротивление для синфазного сигнала	$R_{вхсф}$	$10^4 \div 10^9$ Ом	Сопротивление между каждым входом и корпусом
<i>Точностные параметры</i>			
1. Напряжение смещения	$U_{см}$	0,5 ÷ 10 мВ (ОУ на БТ); до 100 мВ (ОУ на ПТ)	Постоянное напряжение, которое надо подать на вход ОУ, чтобы $U_{вых} = 0$ при $U_{вх} = 0$
2. Входной ток смещения	$I_{вхсм}$	$10^{-9} \div 10^{-6}$ А (ОУ на БТ); 10^{-12} А (ОУ на ПТ)	$I_{вхсм} = \frac{I_{вх1} + I_{вх2}}{2}$
3. Разность входных токов	$\Delta I_{вх}$	(20 – 50 %) от $I_{вхсм}$	$\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2}$
<i>Частотные параметры</i>			
1. Частота единичного усиления	f_1	Доли герц – десятки мегагерц	$K(f = f_1) = 1$
2. Скорость изменения выходного напряжения	V_{max}	Зависит от назначения ОУ	Определяется при подаче на вход скачка напряжения большой амплитуды

Примечание. БТ – биполярный транзистор; ПТ – полевой транзистор.

С учетом наличия у ОУ большого числа параметров вся номенклатура ОУ подразделяется на классы в зависимости от того, какие параметры в пределах той или иной группы в большей степени приближаются к свойствам идеального ОУ. Например, класс быстродействующих ОУ включает усилители с пониженной инерционностью (повышенная широкополосность), а класс сильноточных ОУ позволяет создавать на выходе повышенные значения токов и соответственно работать на низкоомную нагрузку. Особый класс составляют прецизионные ОУ, параметры и характеристики которых более всего приближаются к идеальным усилителям постоянного тока. Структурная схема реального ОУ включает в себя входной, предварительный, вспомогательный и выходной каскады.

Входной каскад ОУ оказывает существенное влияние на его параметры и реализуется по схеме дифференциального каскада (ДК) различной модификации в зависимости от требуемых параметров (коэффициента усиления, входного сопротивления и др.). Требования к ним: малый входной ток смещения; высокое $R_{вх}$; большой коэффициент усиления; большой коэффициент подавления синфазного сигнала; малое напряжение смещения и т.п. Для улучшения основных параметров ОУ ДК выполняется, как правило, по сложным составным схемам с динамическими нагрузками и различными обратными связями с максимальным обеспечением симметрии, что выступает (служит) гарантией малых значений явления дрейфа нуля.

Существуют ОУ с **биполярными и полевыми транзисторами на входе**, которые различаются своими параметрами. ОУ с ДК на биполярных транзисторах имеют высокую стабильность входного напряжения смещения, но сравнительно большие входные токи смещения и небольшое входное сопротивление, в то время как усилители с ДК на полевых транзисторах с управляемыми $p-n$ -переходами на входе обеспечивают незначительные входные токи и очень большое входное сопротивление (см. табл. 1.1), но не обладают высокой стабильностью напряжения смещения. Примеры схем входных каскадов ОУ приведены в [1].

Промежуточный каскад ОУ обеспечивает дополнительное усиление по току или напряжению, работает в линейном режиме и реализуется, как правило, также на основе ДК. В простейших схемах ОУ этот каскад отсутствует.

Вспомогательный каскад выполняет функцию схемы сдвига уровня постоянного напряжения в сторону уменьшения (до потенциала земли) для обеспечения требуемого режима работы выходного каскада. В простейшем случае это может быть схема с общим коллектором.

Выходной каскад является усилителем мощности и должен обеспечивать минимальное выходное сопротивление, поэтому выполняется по двухтактной схеме (эмиттерные или истоковые повторители) с использованием транзисторов разной проводимости (как одиночных, так и составных). Их достоинство – не требуется парафазного сигнала на входе, что упрощает схему ОУ.

Для защиты мощных выходных транзисторов от перегрузки (например, по причине неправильного выбора сопротивления нагрузки или неверного ее подключения), а также от короткого замыкания выхода ОУ на землю или шину питания в интегральных ОУ предусмотрена внутренняя защита транзисторов конечного каскада.

Особенность ОУ – обязательное применение отрицательной обратной связи (ООС) и возможность изменения способа подачи сигнала на его входы, что позволяет создавать различные схемы.

1.3. Неинвертирующий ОУ

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 1.2. Здесь K_0 – собственный коэффициент усиления ОУ без ООС; β – коэффициент передачи цепи обратной связи (ОС); вход цепи ОС соединен параллельно с выходом ОУ, а выход цепи ОС соединен последовательно с инвертирующим входом ОУ. Такой способ организации отрицательной обратной связи называется последовательным по входу и параллельным по выходу (или последовательным по напряжению).

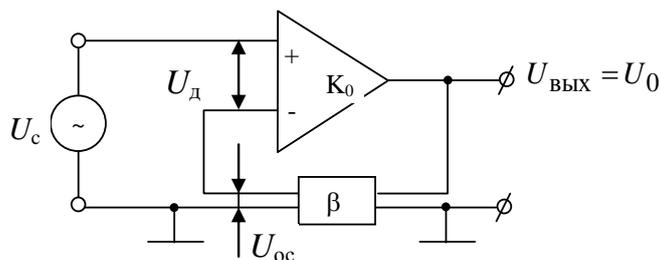


Рис. 1.2

Напряжение на выходе цепи ОС, которое поступает на вход ОУ, определяется как $U_{oc} \approx \beta U_0 \approx U_c$. В результате напряжение на входе ОУ определяется как $U_d = U_c - U_{oc} =$ малой величине! Следовательно, коэффициент усиления схемы ОУ с отрицательной обратной связью будет равен $K_u = U_0 / U_c \approx U_0 / \beta U_0 = 1 / \beta$.

К этому же выводу можно прийти, если воспользоваться известным выражением для коэффициента усиления любого усилителя с ООС:

$$K_{оос} = K_{\beta} = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta}.$$

Можно записать:

$$K_{оос} = \frac{1}{1/K_0 + \beta}.$$

При $K_0 \rightarrow \infty$ (что справедливо для ОУ) получим $K_{оос} \approx 1 / \beta$.

Цепь ОС обычно состоит из пассивных элементов: R , C . Рассмотрим схему (рис. 1.3), где цепь ООС состоит из простого делителя R_1 , R_2 , а входной сигнал поступает на неинвертирующий вход:

$$U_{oc} = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Отсюда $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$. Тогда $K_u = U_0 / U_c \approx 1 / \beta = 1 + R_2 / R_1$.

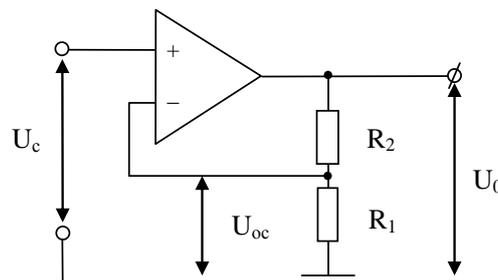


Рис. 1.3

Полярность выходного сигнала совпадает с полярностью входного сигнала. Если $U_{вх}$ – положительное, то и $U_{вых}$ – положительное, если $U_{вх}$ – отрицательное, то и $U_{вых}$ – отрицательное. Для переменного входного сигнала это означает, что выходной сигнал находится

всегда в фазе с входным сигналом. При любой величине R_1 ($R_1 > R_2$ или $R_1 < R_2$) $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$. Однако, если $R_1 \gg R_2$ (например, $R_1 = 1 \text{ МОм}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$), то $K_u = 1 + \frac{1 \text{ кОм}}{1 \text{ МОм}} = 1,001$. В этом случае $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$.

Каких-то конкретных инструкций по величинам R_1 и R_2 в теории нет, однако на практике эти резисторы обычно берутся больше, чем 1 кОм. Поэтому для нахождения R_2 выбирают (или задают) R_1 и затем, в зависимости от требуемой величины K_u , определяют величину R_2 .

1.4. Повторитель напряжения

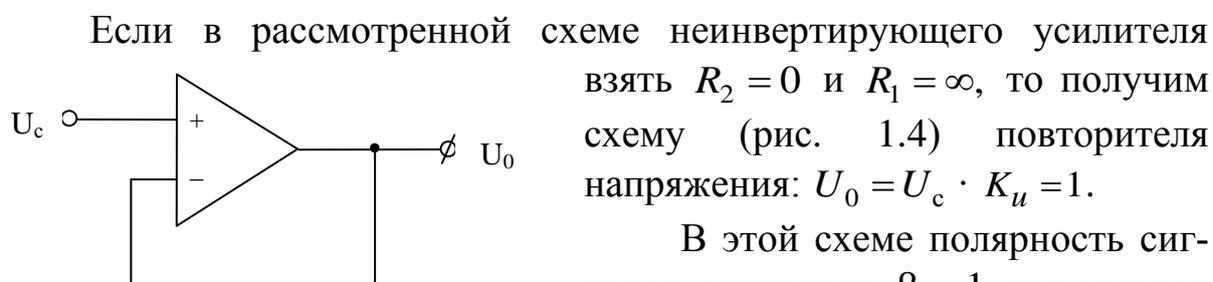


Рис. 1.4

В этой схеме полярность сигналов совпадает, $\beta = 1$, так как все выходное напряжение поступает на инвертирующий вход. Главные достоинства: $R_{\text{вх}} = \infty$; $R_{\text{вых}} = 0$ (для идеального ОУ). Схема используется как буферный каскад для согласования источника сигнала с высоким выходным сопротивлением с низкоомной нагрузкой (это может быть вход следующего каскада).

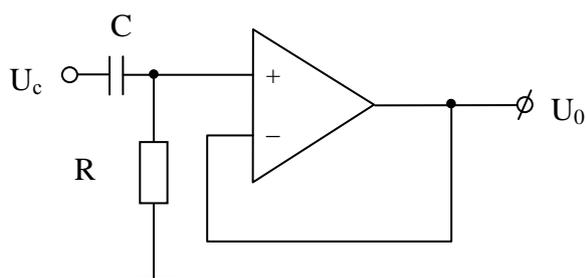


Рис. 1.5

Для устранения попадания постоянной составляющей на вход ОУ между источником сигнала и входом ОУ включается разделительный конденсатор. В этом случае между неинвертирующим входом и корпусом (рис. 1.5) для обеспечения пути небольшому входному току (ток утечки) необходимо включить R , которое, как правило, выбирается большим. Однако это приводит к уменьшению входного сопротивления каскада.

1.5. Инвертирующий ОУ

При включении цепи ООС параллельно и по входу и по выходу получаем схему ОУ с обратной связью, параллельной по напряжению (рис. 1.6).

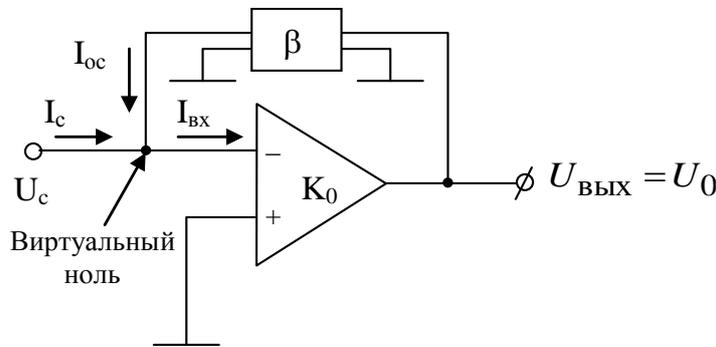


Рис. 1.6

Если ОУ – идеальный, то $K_0 = \infty$, $R_{\text{вх}} = \infty$, поэтому разница напряжений между входами ОУ равна 0, следовательно, можно предположить, что оба входа ОУ имеют один и тот же потенциал: земля! Инвертирующий вход, хотя и не соединен непосредственно с корпусом, имеет потенциал земли, и поэтому считают, что инвертирующий вход в этой схеме является **виртуальным нулем** (виртуальной землей). Ток на входе ОУ $I_{\text{вх}} = 0$, а ток от источника сигнала $I_c = -I_{\text{ос}}$.

Падение напряжения на цепи обратной связи $U_{\text{ос}}$ равно разности потенциалов U_0 и $U_{\text{вх}}$ (напряжение между входами ОУ, которое в идеале равно нулю). В результате $U_{\text{ос}} = U_0$. Тогда ток в цепи ОС $I_{\text{ос}} = U_0/R$ (если в цепи ОС – простой резистор R).

Следовательно, $I_c = -U_0/R$ или $U_0 = -I_c R$, где I_c – ток от источника сигнала. Это означает, что схема (рис. 1.7) является преобразователем тока в напряжение (transimpedance amplifier).

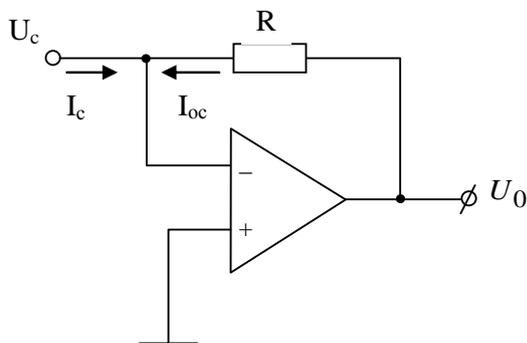


Рис. 1.7

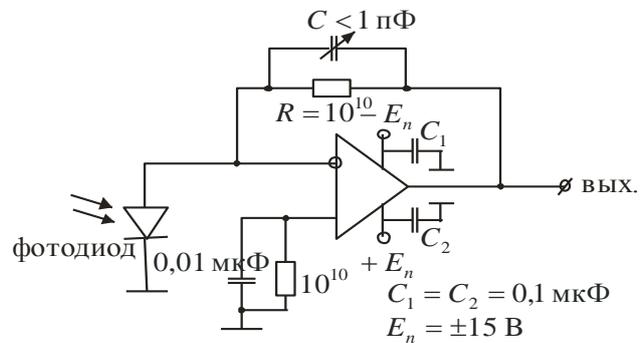


Рис. 1.8

Примером такого усилителя является фотодиодный усилитель или схема преобразования света в напряжение (рис. 1.8). Под действием светового потока в цепи фотодиода протекает ток. Если считать ОУ идеальным, то $U_R = U_{\text{вых}}$. Входной световой сигнал порядка 0,002 мкВт дает на выходе порядка 10 В. Для компенсации влияния емкости фотодиода (0,01 мкФ), приводящей к изменению коэффициента усиления, в цепи ОС включен конденсатор $C < 1$ пФ. Другая проблема – уровень шума и борьба с ним. Такие фотодетекторные схемы используются в оптических импульсных оксиметрах для измерения степени насыщения кислородом крови человека (оксигенные свойства), в оптических глюкометрах для измерения уровня сахара в

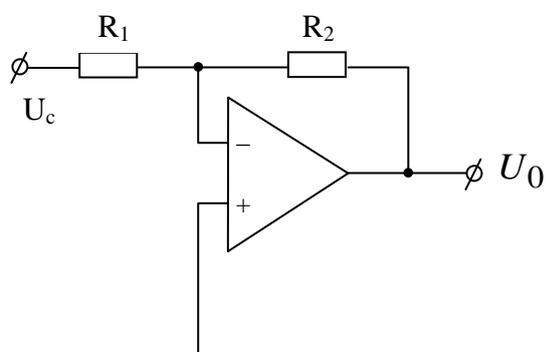


Рис. 1.9

крови и в медицинских лабораторных спектрометрах для измерения элементов плазмы крови.

Однако на практике чаще используется схема включения ОУ, приведенная на рис. 1.9, которая отличается от схемы рис. 1.7 включением дополнительного сопротивления на входе ОУ.

Здесь ток $I_c = U_c / R_1$, где R_1 – входное сопротивление. Этот резистор выполняет функцию преобразователя напряжения в ток. Соединение его с преобразователем тока в напряжение (резистор R_2) в целом формирует схему, выполняющую функцию инвертирующего усилителя напряжения (см. рис. 1.9). Резисторы R_1 и R_2 теперь являются делителем напряжения, включенным между U_c и U_0 . При этом $K_u = -U_0 / U_c$ или $K_u = -R_2 / R_1$, так как $U_0 = -I_c R_2$, $I_c = U_c / R_1$. Очевидно, что для инвертирующего усилителя K_u может быть не равным 1. Коэффициент передачи цепи ОС $\beta = R_1 / R_2$. Минус в выражении для коэффициента усиления инвертирующего усилителя показывает, что выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ противоположно по фазе входному напряжению. Недостаток схемы инвертирующего усилителя – малое входное сопротивление (импеданс), которое определяется как

$Z_{\text{вх}} = R_1$. Особенно это характерно для усилителей с большим коэффициентом усиления по напряжению, который для инвертирующего усилителя определяется как $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -R_2/R_1$. От этого недостатка свободна схема неинвертирующего усилителя, для которой коэффициент усиления $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1 + R_2/R_1$, а входной импеданс бесконечен. Например, для ОУ LF411 он составляет >10 Ом. Выходной импеданс у той и другой схем равен долям Ома.

Пример. Дана схема (см. рис. 1.8), $R_1 = 2$ кОм; $R_2 = 20$ кОм; $U_c = 1$ В. Найдем U_0 .

$$I_c = U_c/R_1 = 1 \text{ В} / 2 \text{ кОм} = 0,5 \text{ мА}; U_0 = -I_c R_2 = -0,5 \text{ мА} \cdot 20 \text{ кОм} = -10 \text{ В}.$$

1.6. Суммирующий усилитель

При добавлении входов к инвертирующему усилителю получаем схему суммирующего усилителя (рис. 1.10).

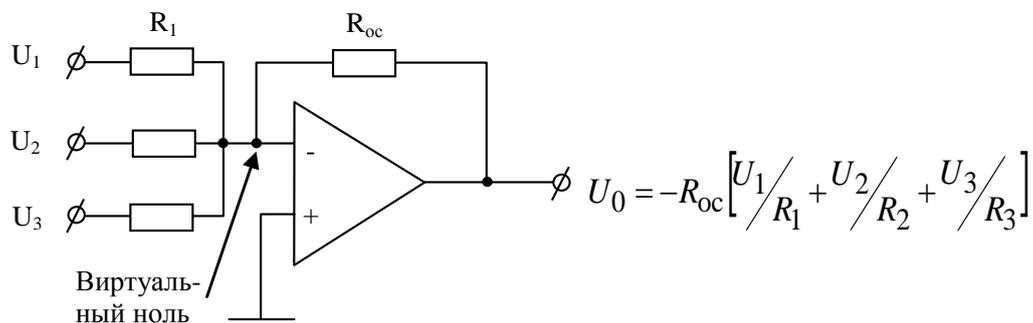


Рис. 1.10

Для случая $R_1 = R_2 = R_3 = R_{\text{oc}}$: $U_0 = -(U_1 + U_2 + U_3)$.

Входные сигналы могут быть как постоянными, так и переменными, а также смешанными. Переменные напряжения могут быть одинаковыми по форме или различными как по форме, так и по частоте. Выходной сигнал в любом случае будет пропорциональным мгновенной алгебраической сумме всех входных сигналов. В случае, когда входные сигналы являются НЧ (от 20 Гц до 20 кГц), суммирующий усилитель часто называют сигнальным микшером. Он используется для объединения звуковых сигналов от нескольких источников (микрофонов, гитар, магнитофонов) и обеспечения единственного выхода.

Пример. Дан суммирующий усилитель (рис. 1.11, а) с четырьмя входами. Причем $U_1 = +2 \text{ В}$; $U_2 = -1 \text{ В}$; $U_3 = -3 \text{ В}$; $U_4 = 2 \sin \omega t$. В этом случае выходное напряжение $U_0 = -[2 - 1 - 3 + 2 \sin \omega t] = 2 - 2 \sin(\omega t)$. Его вид представлен на рис. 1.11, б. Это гармонический сигнал с амплитудой 2 В, отличающийся по фазе на 180° от входного гармонического сигнала и имеющий средний уровень (постоянное напряжение), равный 2 В.

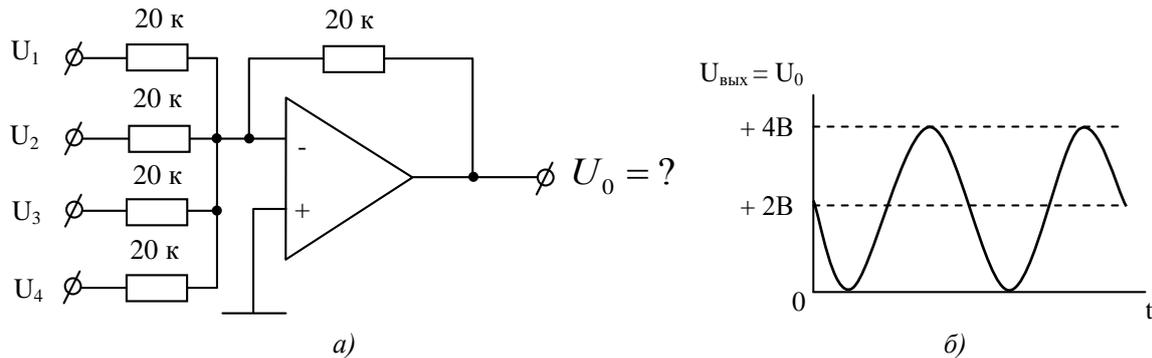


Рис. 1.11

Базовый инвертирующий суммирующий усилитель может быть использован для получения на выходе мгновенного значения (среднего) от всех сигналов. Так, в рассмотренной схеме, если все четыре входных резистора одинаковы и равны R_1 , а $R_{oc} = R_1/4$, то

$$U_0 = -\frac{U_1 + U_2 + U_3 + U_4}{4}.$$

В общем случае для усилителя с N входами $R_{oc} = R_1/N$.

На рис. 1.12 изображена схема неинвертирующего суммирующего усилителя.

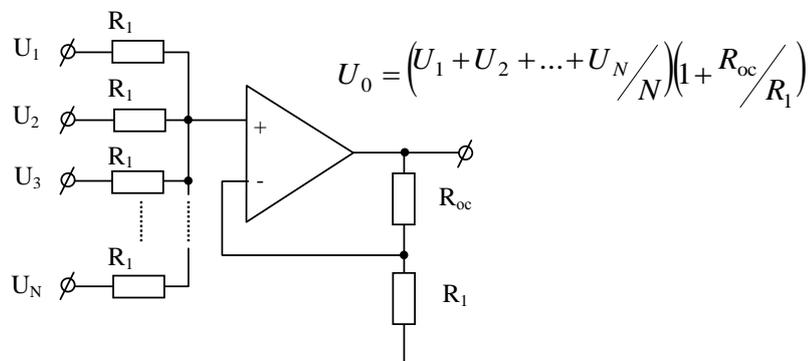


Рис. 1.12

Очевидно, что если требуется иметь на выходе сигнал, равный сумме входных сигналов, то N должно быть равно $(1 + R_{oc} / R_1)$, отсюда $R_{oc} = (N - 1)R_1$.

Пример. Дана схема неинвертирующего суммирующего усилителя (рис. 1.13). Пусть входные резисторы равны $R_1 = 10$ кОм. Тогда $R_{oc} = (3 - 1)R_1 = 20$ кОм. В этом случае $U_0 = U_1 + U_2 + U_3$.

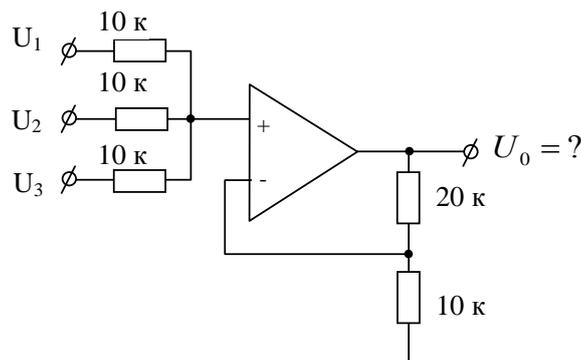


Рис. 1.13

1.7. Дифференциальный усилитель

Рассмотрим схему, представленную на рис. 1.14. Здесь используются оба входа: инвертирующий и неинвертирующий. Такая схема называется дифференциальным усилителем (ДУ). Дополнительный делитель R_4 , R_3 включается в цепь неинвертирующего входа усилителя для выравнивания входов ОУ (балансировка, или симметрирование входов). Значения сопротивлений должны удовлетворять равенству $R_2 / R_1 = R_3 / R_4$.

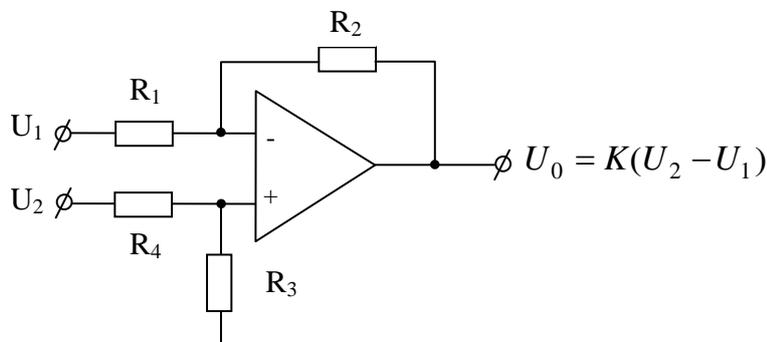


Рис. 1.14

Каждый из двух входных сигналов обеспечивает свой собственный

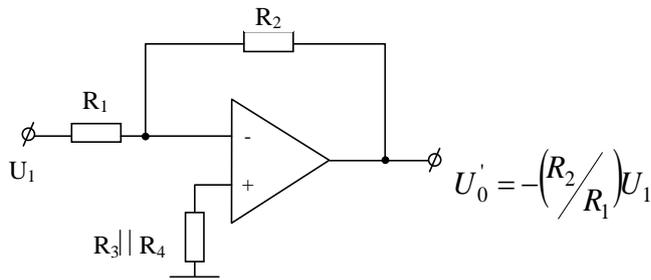


Рис. 1.15

вклад в общий выходной сигнал независимо от другого входного сигнала. Результирующий выходной сигнал можно легко определить, применив принцип суперпозиции к исходной схеме:

1. Пусть $U_2 = 0$, тогда эквивалентная схема усилителя будет представлять обычный инвертирующий усилитель (рис. 1.15).

2. Пусть $U_1 = 0$, тогда эквивалентная схема усилителя будет представлять собой неинвертирующий усилитель (рис. 1.16).

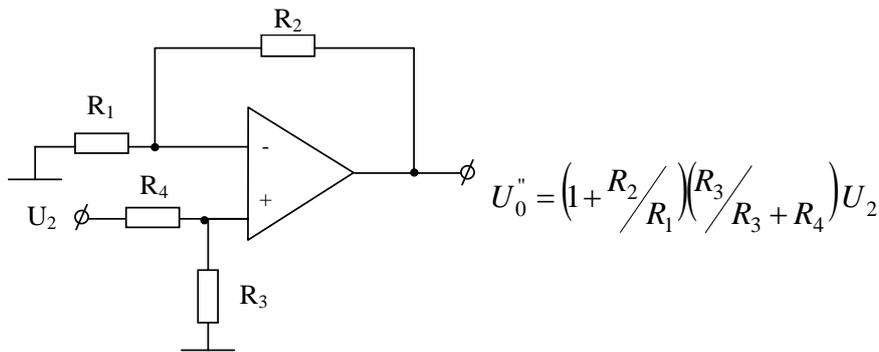


Рис. 1.16

Действительное напряжение на неинвертирующем входе будет равно $U'_2 = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)U_2$, а выходное напряжение $U''_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U'_2$.

Тогда результирующее выходное напряжение

$$U_0 = U'_0 + U''_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)U_2 - \left(\frac{R_2}{R_1}\right)U_1.$$

Отсюда видно, что $U_0 = f(R_1; R_2; R_3; R_4)$.

Если $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$, то

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) = K_d(U_2 - U_1),$$

где $K_d = \frac{R_2}{R_1}$ – дифференциальный коэффициент усиления.

Если все четыре резистора одинаковы, то $U_0 = U_2 - U_1$.

1.8. Инструментальный усилитель

В рассмотренной схеме ДУ соотношение между R_2/R_1 и R_3/R_4 должно строго выдерживаться. Так, если R_2 увеличится на 5 %, тогда R_3 также должен быть увеличен на 5 %. Это недостаток схемы, приведенной на рис. 1.14. На практике желательно управлять (варьировать – var) параметрами цепи с помощью одного резистора, а не двух или трех. Развитием схемы, изображенной на рис. 1.14, является

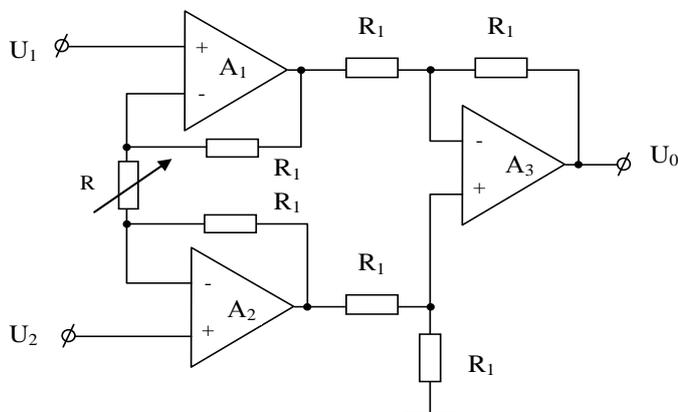


Рис. 1.17

схема (рис. 1.17) инструментального усилителя (ИУ), представляющего собой два ОУ (A_1 и A_2) с тремя резисторами, включенными на входе обычного ДУ (A_3). Усилители A_1 и A_2 выполняют функцию буферных усилителей для двух входных напряжений U_1 и U_2 . За исключением резистора R (управляет коэффициентом усиления) все остальные резисторы могут быть взяты одинаковыми, например R_1 .

В этом случае

$$\begin{aligned}
 U_1' &= \left(1 + \frac{R_1}{R/2}\right) U_1 = \left(1 + \frac{2R_1}{R}\right) U_1; \\
 U_2' &= \left(1 + \frac{R_1}{R/2}\right) \frac{R_1}{R_1 + R_1} U_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2R_1}{R}\right) U_2; \\
 U_0 &= -\frac{R_1}{R_1} U_1' + \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) U_2' = -U_1' + 2U_2' = \\
 &= -\left(1 + \frac{2R_1}{R}\right) U_1 + \left(1 + \frac{2R_1}{R}\right) U_2 = \left(1 + \frac{2R_1}{R}\right) (U_2 - U_1); \\
 K_d &= \frac{U_0}{U_2 - U_1} = 1 + \frac{2R_1}{R}.
 \end{aligned}$$

При увеличении R происходит уменьшение K_d , и наоборот. Так, при устремлении R в бесконечность K_d устремляется к 1. Выходное напряжение $U_0 = K_d(U_2 - U_1)$.

Пример. Пусть $R_1 = 100$ кОм; $R = R' + R''$, где $R' = 100$ кОм – потенциометр, последовательно с которым включен $R'' = 100$ Ом. Причем, когда потенциометр на нуле, $R = 100$ Ом; когда он на максимуме – $R = 100,1$ кОм.

Определим $K_{д\min}$ и $K_{д\max}$:

$$K_{д\min} = 1 + \frac{2R_1}{R_{\max}} = 1 + \frac{2 \cdot 100 \text{ кОм}}{100,1 \text{ кОм}} = 2,998;$$

$$K_{д\max} = 1 + \frac{2R_1}{R_{\min}} = 1 + \frac{2 \cdot 100 \text{ кОм}}{100} = 2001.$$

Таким образом, данная схема позволяет изменять коэффициент усиления от 3 до 2000 с помощью только одного R .

Краткие выводы

1. Все рассмотренные выше схемы предполагают, что ОУ – линейный идеальный усилитель, в котором для управления параметрами и свойствами используется отрицательная обратная связь ООС.

2. Рассмотренные варианты применения ОУ – повторитель напряжения (буфер), неинвертирующий, инвертирующий, суммирующий и дифференциальный усилитель иллюстрируют универсальность ОУ и простоту реализации схемы и расчета ее параметров.

3. Анализ выражения для коэффициента усиления ОУ с ООС показывает, что с помощью формирования цепи ООС и изменения ее коэффициента передачи можно осуществлять любые преобразования аналоговых сигналов. Передаточные свойства цепи ООС могут быть частотно-независимыми (пример – схемы неинвертирующего или инвертирующего усилителей) и частотно-зависимыми (пример – схемы активных фильтров, интегрирующего или дифференцирующего усилителей). Кроме того, вольтамперные характеристики цепи ООС могут быть как линейными, так и нелинейными (пример – схемы логарифмирования и антилогарифмирования). Это свойство схемы ОУ с ООС широко используется для обработки аналоговых сигналов.

4. Развитием схемы ДУ является инструментальный усилитель, управляемый одним потенциометром. На практике такой усилитель называется высокопрецизионным ДУ.

Вопросы для самоконтроля

1. Используя графическое изображение ОУ, назовите его выводы.
2. Перечислите главные характеристики идеального ОУ.
3. Что такое ООС?
4. Дайте определение коэффициентов усиления K_0 ; K_β ; β .
5. Почему ОУ не используется без ООС как усилитель?
6. Что такое неинвертирующий усилитель (схема, параметры)?
7. Выведите выражение для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя.
8. Повторитель напряжения: схема и характеристики.
9. Как реализуется повторитель напряжения на основе неинвертирующего усилителя?
10. Нарисуйте схему и перечислите характеристики инвертирующего усилителя.
11. Что такое «виртуальный ноль»?
12. Выведите выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя.
13. Нарисуйте схему трехходового суммирующего усилителя.
14. Поясните свойство суммирующего усилителя определять мгновенное значение среднего уровня входных сигналов?
15. Нарисуйте схему ДУ и выведите выражение для выходного напряжения.
16. Что такое инструментальный усилитель? Чем он отличается от ДУ?
17. Перечислите особенности БЭУ.
18. Назовите основные свойства и параметры ОУ.
19. Нарисуйте схему инструментального ОУ и опишите его работу.
20. Определите коэффициент передачи по напряжению для инвертирующего повторителя, в цепь ОС которого включен резистор 100 кОм, а во входной цепи – 5 кОм.
21. Опишите изолирующий (развязывающий) усилитель. Почему он используется как БЭУ?
22. Запишите выражение для коэффициента передачи неинвертирующего усилителя.

Упражнения

1. Дан ОУ с $K_0 = 300\,000$.

Определите петлевое усиление ОУ с ООС для получения $K = 100$.

2. ОУ имеет $K_0 = 150\,000$. Петлевое усиление ОУ с ООС $F = 6\,000$.

Определите коэффициент усиления ОУ с ООС.

3. ОУ имеет $K_0 = 200\,000$. К нему подключена цепь ООС с коэффициентом передачи $\beta = 0,025$. Определите точное значение коэффициента усиления K ОУ с ООС?

4. Повторите задачу № 3, но определите ориентировочное (примерное) значение K .

5. Повторите задачу № 3, но при $\beta = 0,1$.

6. Исходные параметры даны в задаче № 3. Ко входу ОУ с ООС приложено напряжение $U = 150$ мВ.

Определите U_0 и U_d между инвертирующим и неинвертирующим входом.

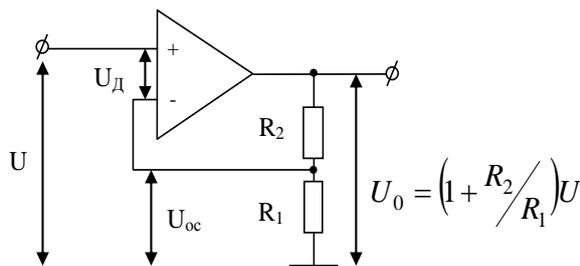


Рис. 1.18

7. Дан неинвертирующий усилитель (рис. 1.18). Определить K для случаев:

а) $R_1 = 27$ кОм; $R_2 = 150$ кОм;

б) $R_1 = 680$ кОм; $R_2 = 39$ кОм;

в) $R_1 = 47$ кОм; $R_2 = 47$ кОм;

г) $R_1 = 1$ МОм; $R_2 = 330$ кОм.

8. Для схемы (см. рис. 1.18) в задаче 7 определите петлевое усиление, если ОУ имеет $K_0 = 200\,000$.

9. Определите величину R_2 , необходимую для схемы неинвертирующего усилителя (см. рис. 1.18) с коэффициентом усиления $K = 10$, если:

а) $R_1 = 3,6$ кОм,

б) $R_1 = 160$ кОм;

в) $R_1 = 5,1$ кОм;

г) $R_1 = 11$ кОм.

10. Неинвертирующий усилитель имеет $R_1 = 39$ кОм; $R_2 = 120$ кОм. Определите выходное напряжение, если на входе действует постоянное напряжение $U = -1,7$ В.

11. Неинвертирующий усилитель имеет $R_1 = 1,8 \text{ кОм}$; $R_2 = 5,6 \text{ кОм}$.

Изобразите входное и выходное напряжение, если на входе действует гармоническое (\sin) напряжение с амплитудой $2,5 \text{ В}$.

12. Определите коэффициент усиления K инвертирующего усилителя (рис. 1.19), если:

а) $R_1 = 22 \text{ кОм}$,

$R_{oc} = 180 \text{ кОм}$;

б) $R_1 = 820 \text{ кОм}$,

$R_{oc} = 47 \text{ кОм}$;

в) $R_1 = 56 \text{ кОм}$,

$R_{oc} = 56 \text{ кОм}$;

г) $R_1 = 1 \text{ Мом}$,

$R_{oc} = 330 \text{ кОм}$.

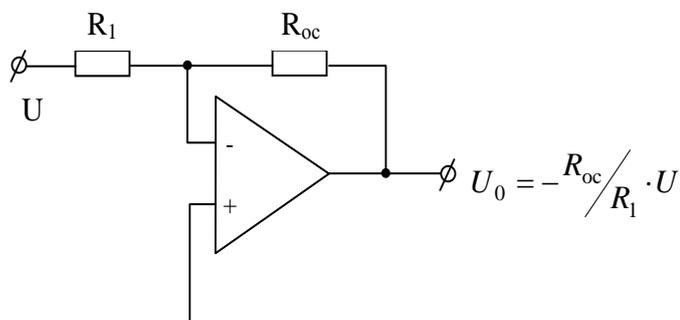


Рис. 1.19

13. Определите номинал R_{oc} для инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления $K = 15$, если:

а) $R_1 = 3,3 \text{ кОм}$; б) $R_1 = 180 \text{ кОм}$; в) $R_1 = 5,6 \text{ кОм}$; г) $R_1 = 10 \text{ кОм}$.

14. Определите выходное напряжение суммирующего усилителя (рис. 1.20), если:

$R_1 = 6,8 \text{ кОм}$; $R_2 = 10 \text{ кОм}$;

$R_3 = 33 \text{ кОм}$; $R_{oc} = 22 \text{ кОм}$;

$U_1 = 0,5 \text{ В}$;

$U_2 = -4,6 \text{ В}$;

$U_3 = 2,1 \text{ В}$.

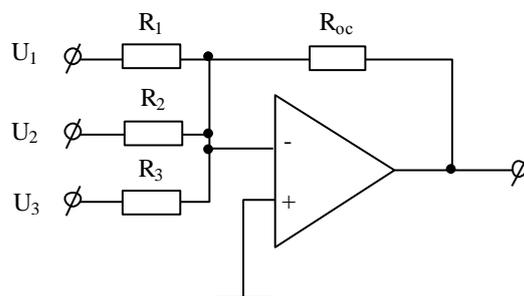


Рис. 1.20

15. Нарисуйте выходное напряжение для схемы на рис. 1.21.

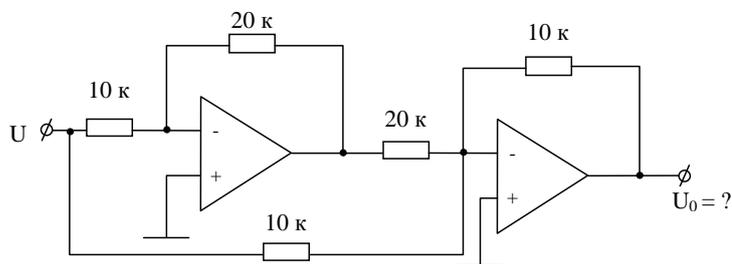
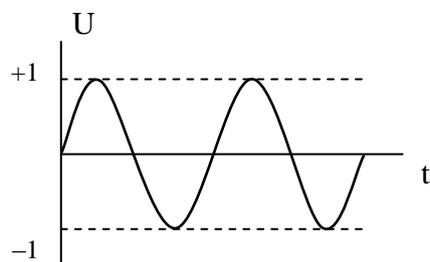


Рис. 1.21

16. Найдите и изобразите выходное напряжение схемы на рис. 1.22.

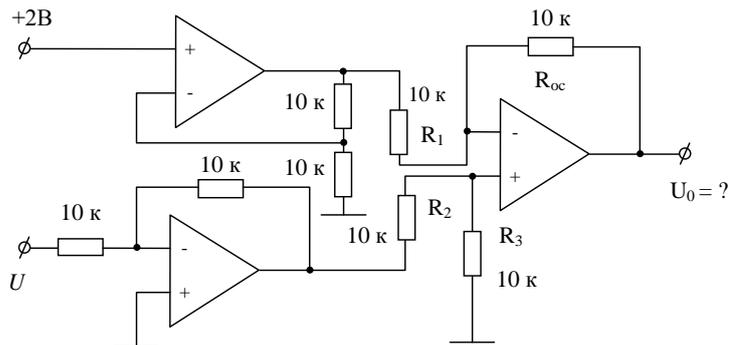
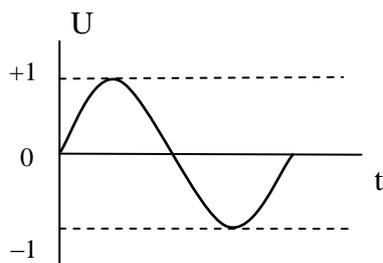


Рис. 1.22

Решение. $U_1 = (+2)\left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1}\right) = +4 \text{ В};$

$$U_2 = \sin(\omega t + \pi);$$

$$U_0' = -\frac{R_{oc}}{R_1} \cdot U_1 = -4 \text{ В};$$

$$U_0'' = \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) U_2;$$

$$U_0 = U_0'' + U_0'.$$

17. Дан инвертирующий суммирующий усилитель (рис. 1.23). Он используется для определения среднего значения суммы входных напряжений. Определите требуемую величину R_{oc} , если $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 120 \text{ кОм}$.

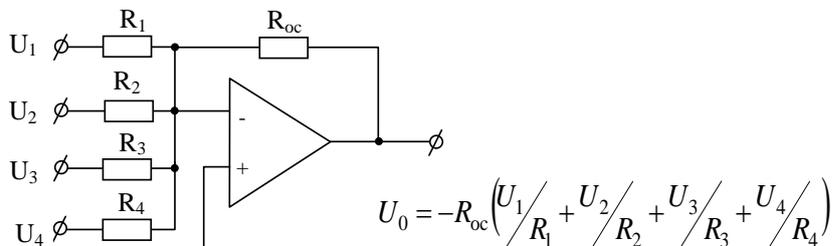


Рис. 1.23

18. Дан неинвертирующий суммирующий усилитель на четыре входа. Определите R_{oc} , если все входные резисторы одинаковы ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 120 \text{ кОм}$) для случая, когда U_0 равно среднему значению суммы входных напряжений:

$$U_0 = \frac{(U_1 + U_2 + \dots + U_N)}{N} \cdot \left(1 + \frac{R_{oc}}{R}\right).$$

19. Определите выходное напряжение ДУ (рис. 1.24), если: $R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_2 = 33 \text{ кОм}$; $R_3 = 27 \text{ кОм}$; $R_4 = 6,8 \text{ кОм}$; $U_1 = 1,3 \text{ В}$; $U_2 = 2,5 \text{ В}$.

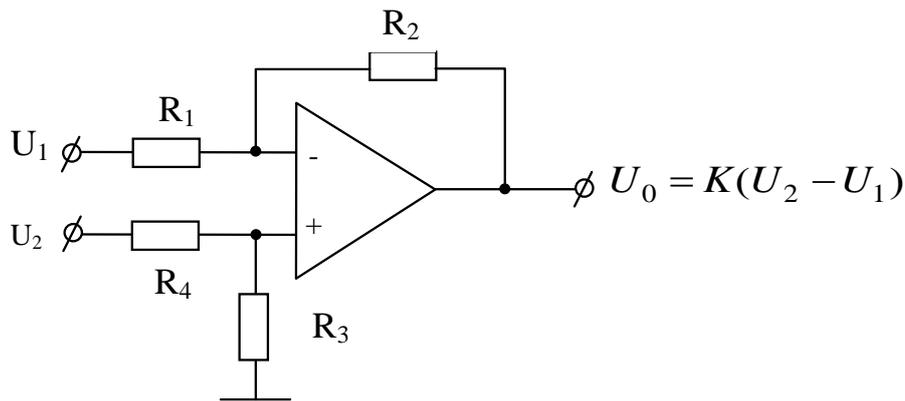


Рис. 1.24

Решение. Используем принцип суперпозиции. Найдем $U_0' = f(U_1)$ при $U_2 = 0$; $U_0'' = f(U_2)$ при $U_1 = 0$.

$$U_0' = 1,3 \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = -1,3 \cdot 3,3 \approx -4,3 \text{ В};$$

$$U_0'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) U_2 = (1 + 3,3) \left(\frac{27}{27 + 6,8} \right) 2,5 \approx 8,6 \text{ В};$$

$$U_0 = U_0' + U_0'' = 4,3 \text{ В}.$$

20. Определите выходное напряжение для ДУ (см. рис. 1.24), если $R_1 = R_4 = 12 \text{ кОм}$; $R_2 = R_3 = 56 \text{ кОм}$; $U_1 = -0,5 \text{ В}$; $U_2 = 1,5 \text{ В}$.

21. Определите величину постоянного выходного напряжения для схемы (рис. 1.25).

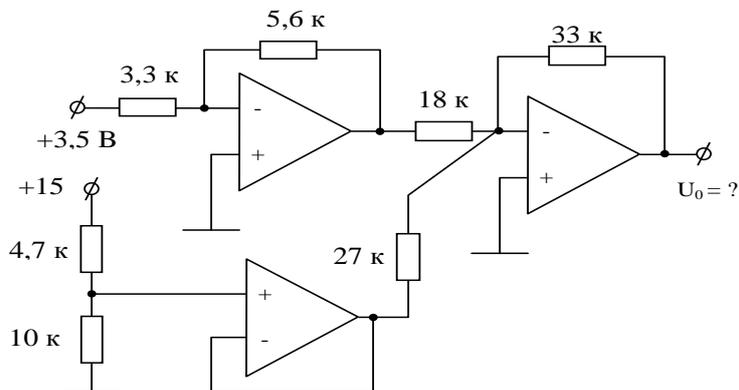


Рис. 1.25

Глава 2. ОСОБЕННОСТИ И СВОЙСТВА РЕАЛЬНОГО ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

При изучении этой главы студенты должны научиться:

- 1) читать и понимать паспортные данные типичных ОУ;
- 2) определять смещение выходного напряжения как результат влияния $U_{\text{вх см}}$ на $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{см}}$;
- 3) объяснять, как компенсируется извне смещение $U_{\text{вых}}$ в повторителе напряжения, инвертирующем, неинвертирующем, суммирующем и дифференциальном усилителях;
- 4) определять входное и выходное сопротивления усилительных каскадов;
- 5) использовать основные способы изменения частотных свойств ОУ;
- 6) оценивать влияние коэффициента ослабления синфазного сигнала на свойства ДУ;
- 7) оценивать изменение смещения выходного напряжения вследствие нестабильности источника питания;
- 8) понимать различие между компенсированным и некомпенсированным ОУ.

2.1. Основные понятия и определения

Предположение об идеальности ОУ очень часто используется при проектировании схем на ОУ, например схем широкого применения.

Идеальный ОУ имеет следующие характеристики:

1. Входной импеданс (и для дифференциального, и для синфазного сигналов) равен бесконечности, а входные токи – нулю.
2. Выходной импеданс (при разомкнутой ОС) равен нулю.
3. Коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности.
4. Коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.
5. Выходное напряжение равно нулю, когда напряжение на обоих входах одинаково (напряжение сдвига равно нулю).
6. Выходное напряжение может изменяться мгновенно (бесконечная скорость нарастания).

Перечисленные характеристики не зависят от температуры и изменений напряжения питания.

Реальный ОУ отличается от идеального. В режиме покоя (при отсутствии сигнала) через выходы реального усилителя текут входные токи покоя $I_{\text{вх}+}$, $I_{\text{вх}-}$. Он обладает некоторым коэффициентом усиления и для синфазного сигнала, имеет входные сопротивления для дифференциального и синфазного сигналов ($R_{\text{вхд}}$; $R_{\text{вхс}}$) и выходное сопротивление, отличное от нуля. При эксплуатации ОУ существуют температурные, временные и режимные изменения выходного напряжения (дрейф нуля). Частотные свойства реального ОУ определяются граничной частотой $f_{\text{в}}$ (по спаду усиления на 3 дБ) и частотой единичного усиления f_1 (лежит в пределах от 1 до 10 МГц; $K_u(f=f_1) = 1$). Эти частоты зависят как от свойств усилительных каскадов, входящих в ОУ, так и от применяемых схем коррекции и их параметров.

При проектировании высококачественных (прецизионных) схем необходимо учитывать реальные характеристики ОУ. Поэтому нужно знать:

- 1) электрические характеристики реальных ОУ и уметь пользоваться справочными данными;
- 2) влияние реальных параметров ОУ на свойства и характеристики проектируемой электронной схемы;
- 3) способы компенсации некоторых нежелательных характеристик реальных ОУ.

В настоящее время выпускается большое количество ОУ с различными свойствами и характеристиками и разной степенью сложности электрической схемы (определяется количеством используемых транзисторов). Однако справочные данные (паспортные характеристики) любого ОУ обязательно включают в себя следующую информацию:

- 1) общее описание ОУ;
- 2) электрическую принципиальную схему (особого практического значения не имеет, так как что-либо изменить в ней нельзя);
- 3) конфигурацию выводов и вид корпуса;
- 4) абсолютные (максимальные) значения основных параметров ОУ (напряжение питания, мощность рассеяния, температурный режим, входное напряжение и др.);

5) электрические характеристики – это те параметры, которые могут влиять на параметры (а иногда их ограничивать) электронных схем на ОУ;

б) типичные характеристики и графики;

7) типовые схемы применения данного ОУ для реализации различных электронных схем.

Пример. Даны ОУ типа 140УД1В, К140УД7, $\mu A741$, основные параметры которых приведены в таблице.

№ п/п	Параметр	К140УД1В	К140УД7	$\mu A741$
1	$U_{см}$, мВ	± 17	± 4	± 1
2	$\nabla v_{см}$, мкВ/°С	± 60	± 4	$\pm(1 - 5)$
3	$I_{вх}$, мкА	9	0,4	0,2 – 0,5
4	$\Delta I_{вх}$, мкА	$\pm 2,5$	$\pm 0,05$	$\pm(0,03 - 0,2)$
5	K , не менее	8000	50000	50000
6	$K_{осс}$, дБ, не менее	60	70	70
7	$U_{вых}^+$, В, не менее	6	70	70
8	$U_{вых}^-$, В, не менее	-5,7	11,5	12
9	Максимальная скорость v нарастания $U_{вых}$, при воздействии, В/мкс	0,4	0,3	0,5
10	Частота единичного усиления f_1 , МГц	8	0,8	–
11	R_H , кОм, не менее	5,05	2	2

Интегральные микросхемы (ИМС) ОУ могут быть широкого применения и специализированного (например, для военных целей). Сложность последних может быть в 3-5 раз больше, чем первых.

Электрические характеристики ОУ, которые должны быть учтены при проектировании электронной схемы на ОУ (вследствие их влияния на ее свойства), делятся:

а) на статические – характеризуют режим работы схемы в статике;

б) динамические – характеризуют режим работы схемы в динамике.

2.2. Статические параметры ОУ

Входные параметры

1. Входное напряжение смещения $U_{см}$ – это такое постоянное напряжение, которое должно быть приложено к одному из входов ОУ (другой вход должен быть на корпусе), чтобы $U_{вых} = 0$.

У идеального ОУ $U_{см} = 0$. У реального ОУ $U_{см}$ может быть равен единицам или десяткам милливольт (как +, так и –). Проиллюстрируем один из методов измерения $U_{см}$ на основе инвертирующего усилителя с $K_u = 10$ (рис. 2.1). Оба входа ОУ соединяются с корпусом. На выходе включается вольтметр постоянного тока. Тогда $U_{см} = U_{=} / K$.

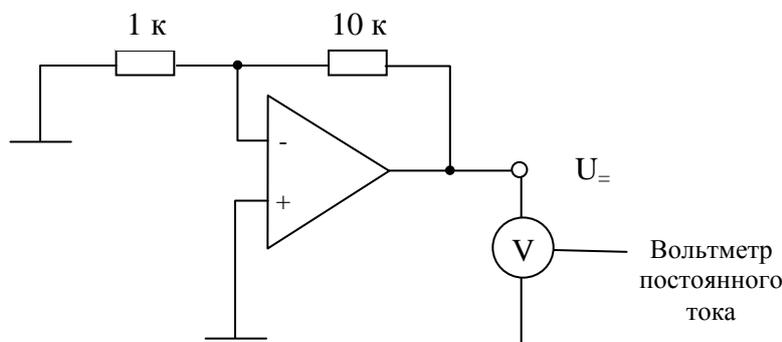


Рис. 2.1

2. Входной ток $I_{вх}$ – это среднее значение двух постоянных токов, которые текут в инвертирующий и неинвертирующий входы:

$$I_{вх} = \frac{I_{вх1} + I_{вх2}}{2}.$$

Идеальный ОУ имеет $I_{вх1} = 0$ и $I_{вх2} = 0$, так как $R_{вх}$ идеального ОУ равно бесконечности.

Реальный ОУ может иметь $I_{б}$, равный единицам – десяткам миллиампер (например, $\mu A741 - 80$ мА).

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя (рис. 2.2). Для определения $I_{вх}$ необходимо измерить U_{R2} и U_{R1} . Тогда

$$I_{вх2} = \frac{U_{R2}}{R_2}; I_{вх1} = \frac{U_{R1}}{R_1}; I_{вх} = \frac{I_{вх1} + I_{вх2}}{2}.$$

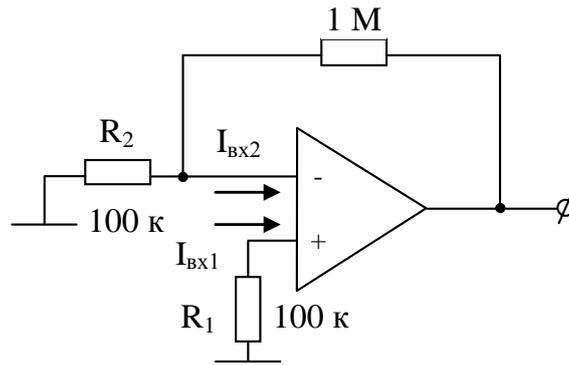


Рис. 2.2

3. Входной ток смещения $I_{\text{см}}$ есть разница между входными токами, т.е. $I_{\text{см}} = I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}$. Он может быть как со знаком «+», так и «-». Типичные значения $I_{\text{см}}$ – единицы – десятки пикоампер (например, $\mu\text{A741} - I_{\text{см}} = 20 \text{ пА}$).

Пример. Для схемы необходимо определить $U_{\text{см}}$, $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{см}}$, если $U_{R1} = 15,2 \text{ мВ}$, $U_{R2} = 12,7 \text{ мВ}$, $U = -25 \text{ мВ}$.

Решение.

$$K = -\frac{1 \text{ МОм}}{100 \text{ кОм}} = -10;$$

$$U_{\text{см}} = \frac{U}{K} = \frac{-25 \text{ мВ}}{-10} = 2,5 \text{ мВ};$$

$$I_{\text{вх1}} = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{15,2 \text{ мВ}}{100 \text{ кОм}} = 152 \text{ нА};$$

$$I_{\text{вх2}} = \frac{U_{R2}}{R_2} = \frac{12,7 \text{ мВ}}{100 \text{ кОм}} = 127 \text{ нА};$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх1}} + I_{\text{вх2}}}{2} = 139,5 \text{ нА};$$

$$I_{\text{см}} = 152 \text{ нА} - 127 \text{ нА} = 25 \text{ нА}.$$

4. Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ – это сопротивление между инвертирующим (или неинвертирующим) входом и корпусом (другой вход при этом заземлен). Идеальный ОУ имеет $R_{\text{вх}} = \infty$. Типичное значение $R_{\text{вх}}$ – единицы – десятки мегаом (например, $\mu\text{A741} - R_{\text{вх}} = 2 \text{ МОм}$).

Выходные статические параметры

1. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ – это сопротивление между выходным выводом и корпусом. Для идеального ОУ $R_{\text{вых}} = 0$. Типичные значения $R_{\text{вых}}$ – единицы и десятки ом (например, μA741 $R_{\text{вых}} = 75$ Ом).

2. Выходной ток короткого замыкания (максимальный постоянный ток нагрузки): $I_{\text{вых max}} = I_{\text{н max}}$.

3. Размах выходного напряжения, или напряжение насыщения, – это максимальная амплитуда выходного напряжения, при которой ОУ не входит в состояние насыщения или отсечки (U_+ , U_-).

2.3. Динамические параметры ОУ

Динамические параметры ОУ характеризуют его в динамике, т.е. при наличии внешних входных сигналов.

1. Коэффициент усиления K_0 – коэффициент усиления ОУ без ООС. Типичное значение $K_0 = 10^5 - 10^6$ (например, μA741 – $K_0 = 200\,000$).

2. Скорость нарастания – время, в течение которого изменяется выходное напряжение электронной схемы на базе ОУ с ООС и $K_0 = 1$.

Идеально, выходное напряжение должно точно следовать за изменением входного сигнала без каких-либо искажений. Для быстро изменяющегося входного сигнала, например прямоугольной формы, выходной сигнал тоже должен быть прямоугольной формы. Однако на практике выходной сигнал увеличивается (или уменьшается) медленнее, чем соответствующий входной сигнал. На рис. 2.3 приведены примеры входных (рис. 2.3, а) и соответствующих выходных (рис. 2.3, б) сигналов. Скорость изменения $\nu = \Delta U_0 / \Delta t$ [В/мкс]. Для идеального ОУ скорость изменения напряжения бесконечна, так как $\Delta t = 0$. Для сравнительно медленных ОУ скорость изменения ν порядка 0,5 В/мкс, для быстродействующих – 70 В/мкс.

3. Частота единичного усиления $f_{\text{гр}}$ – это частота, на которой K_0 уменьшается до 1 (0 дБ). Это связано с поведением амплитудно-частотной характеристики ОУ.

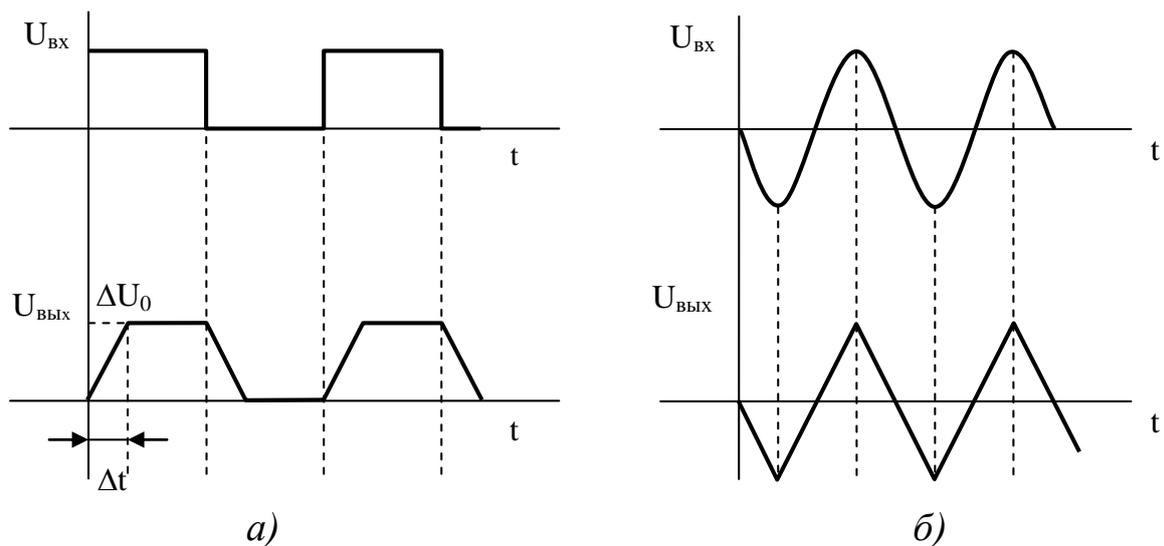


Рис. 2.3

4. Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$ – это мера способности ОУ подавлять синфазные сигналы, воздействующие на оба входа ОУ одновременно в фазе, $K_{\text{осс}} = \frac{K_{\text{д}}}{K_{\text{с}}} \rightarrow \infty$. Чаще выражается в децибелах: $K_{\text{осс дБ}} = 20 \lg K_{\text{осс}}$. Типичное значение $K_{\text{осс}} - 99 - 100$ дБ (чем больше, тем лучше).

5. Канальное разделение – это мера качества ИМС, имеющей внутри более чем один ОУ. В реальных условиях сигнал, приложенный к входам одного ОУ, будет вызывать небольшое выходное напряжение на выходе другого ОУ даже при отсутствии на его входах входного сигнала. Существуют ИМС с двумя ОУ (например, 747 и 5558), с четырьмя ОУ. Типичное значение канального разделения – 100 – 120 дБ. Это означает, что если на входе одного ОУ будет $U_{\text{ВХ}} = 1$ В, то на выходе другого ОУ будет $U_{\text{ВЫХ}} = 1$ мВ (при использовании ИМС с канальным разделением 120 дБ). На практике этот параметр не вызывает проблем.

6. Время нарастания $t_{\text{н}}$ – это время, в течение которого выходное напряжение изменяется по уровню от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения. Типичное значение $t_{\text{н}} = 0,3$ мкс.

2.4. Влияние реальных параметров и характеристик ОУ на свойства электронных схем

Входное и выходное сопротивления

Во многих практических случаях требуется иметь достаточно высокое $R_{вх}$ (чтобы не нагружать выход источника сигнала) и достаточно низкое $R_{вых}$ (чтобы можно было подсоединить любую нагрузку, не перегружая схемы). Для идеального ОУ $R_{вх} = \infty$; $R_{вых} = 0$. На практике это не так. Кроме того, введение ООС влияет не только на коэффициент усиления, но и на входное и выходное сопротивления. Так, в схемах повторителя напряжения, инвертирующего и неинвертирующего усилителей, а также дифференциального усилителя ООС снижает $R_{вых}$ схемы. Практика показывает, что так как $K = K_0/F$, где $F = 1 + \beta K$ (глубина ООС), α, β – коэффициент передачи цепи ООС, причем $F \gg 1$, то $K \ll K_0$ и $R_{вых.ОУ с ООС} \approx R_{вых.0}/F = K/K_0 R_{вых.0}$. Здесь $R_{вых.0}$ – выходное сопротивление собственно ОУ. Для повторителя напряжения (ПН) $K = 1$, поэтому $R_{вых.ПН} \approx R_{вых}/K_0$. Отсюда видно, что выходное напряжение схемы на ОУ с ООС может быть достаточно малым (менее 1 Ом).

Пример. Определите выходное сопротивление неинвертирующего усилителя, имеющего $K = 20$, использующего ОУ с параметрами: $K = 200\ 000$; $R_{вых.0} = 75$ Ом.

Решение.

$$R_{вых} = R_{вых.0}/F = \left(K/K_0\right)R_{вых.0} = 20 \cdot 75 / 2 \cdot 10^5 = 0,0075 \text{ Ом.}$$

Входное сопротивление для инвертирующего и неинвертирующего усилителей должно рассчитываться отдельно.

Рассмотрим инвертирующий усилитель (рис. 2.4).

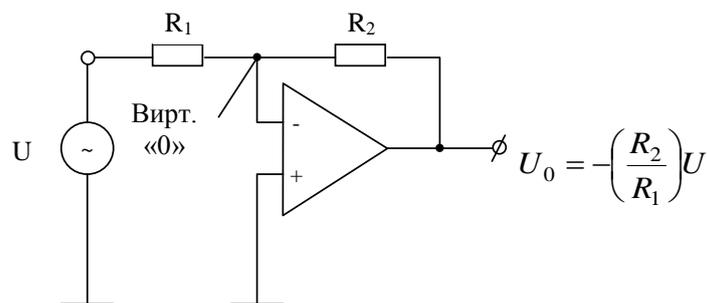


Рис. 2.4

Инвертирующий вход является виртуальной «землей». Поэтому R_1 по отношению ко всем источникам входных сигналов оказывается как бы закороченным на землю. Следовательно, для всех практических применений $R_{\text{вх}}$ инвертирующего усилителя равно R_1 , т.е. $R_{\text{вх}} \approx R_1$.

В связи с тем, что входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется резистором R_1 , резистор R_2 в цепи ООС – единственный, с помощью которого можно изменять K . На рис. 2.5 представлена схема, где $R_2 = R_2' + R_2''$, причем R_2' – переменный R , с помощью которого изменяется K . При этом $R_{\text{вх}} \approx R_1 = \text{const}$.

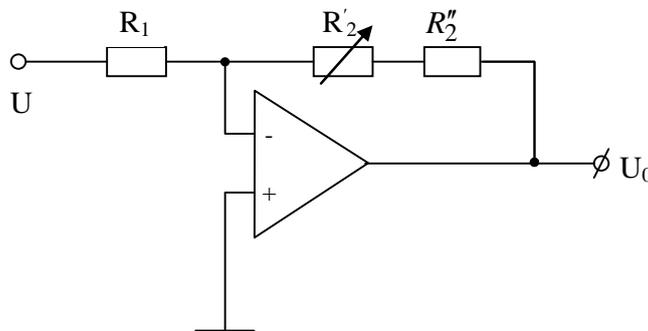


Рис. 2.5

Пример. Определите требуемую величину R_2 инвертирующего усилителя (рис. 2.6), входное сопротивление которого должно быть 100 кОм, а $K = 10$ (+20 дБ).

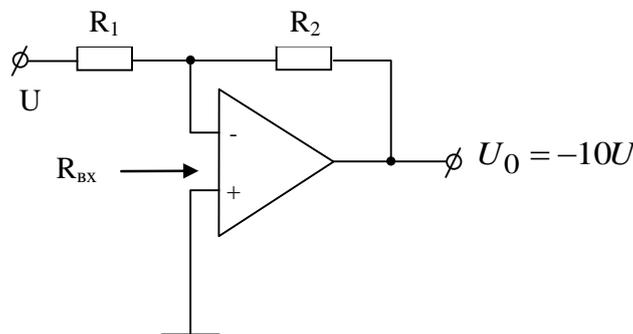


Рис. 2.6

Решение. Так как $R_{\text{вх}} = 100$ кОм, следовательно, $R_1 = 100$ кОм. Так как $K = -\frac{R_2}{R_1}$, то $R_2 = |K| \cdot R_1 = 10 \cdot 100 \text{ кОм} = 1 \text{ МОм}$.

Для неинвертирующего усилителя (НУ) $R_{\text{вх.ОУ}} \approx \frac{K_0}{K} R_{\text{вх.ОУ}}$, т.е. оно существенно увеличивается за счет ООС (в глубину ООС раз, т.е. $R_{\text{вх}} \approx F \cdot R_{\text{вх.ОУ}}$), (т.е. $R_{\text{вх}} \approx F \cdot R_{\text{вх.ОУ}}$, где F – глубина ООС).

Пример. Определите входное и выходное сопротивления неинвертирующего усилителя на основе ОУ с параметрами: $K_0 = 200\,000$; $R_{\text{вх.ОУ}} = 2\text{ МОм}$; $R_{\text{вых.ОУ}} = 75\text{ Ом}$; $K = 10$.

Решение.

$$R_{\text{вх.ОУ}} \approx \frac{200\,000}{10} \cdot 2\text{ МОм} = 4 \cdot 10^{10}\text{ Ом} = 40\text{ ГОм},$$

$$R_{\text{вых.ОУ}} \approx \frac{10}{2 \cdot 10^5} \cdot 75 = 0,00375\text{ Ом}.$$

Это соответствует свойствам буферного усилителя, у которого $R_{\text{вх}} = \infty$, $R_{\text{вых}} = 0$.

Влияние смещения на выходное напряжение

Для идеального ОУ, если $U_{\text{вх}} = 0$, то $U_{\text{вых}} = 0$. Это возможно, когда оба входа соединены с землей или оба входа соединены с одним и тем же источником напряжения.

На практике в обоих случаях на выходе напряжение не равно нулю. Это нежелательное напряжение называется выходным напряжением смещения ($U_{\text{вых см}}$), а наличие этого напряжения носит название «дрейф нуля».

Причиной этого могут быть:

- а) входное напряжение смещения $U_{\text{см}}$;
- б) входной ток $I_{\text{вх}}$;
- в) входной ток смещения $I_{\text{см}}$;
- г) нестабильность источника питания.

Хотя $U_{\text{вых см}}$ и мало, но оно может приводить к значительным погрешностям электронных схем на базе ОУ (повторитель напряжения, инвертирующий, неинвертирующий, суммирующий усилители и ДУ).

Рассмотрим влияние перечисленных факторов и практические методы борьбы.

Влияние входного напряжения смещения

Входное напряжение смещения $U_{\text{см}}$ представляется источником постоянного напряжения, включенного последовательно с одним из двух входных зажимов. Наличие этого напряжения – результат асимметрии входов (неидентичности внутренних компонентов схемы).

Предпочтительнее (удобнее) включить источник $U_{\text{ВХ СМ}}$ последовательно с неинвертирующим входом, так как в этом случае $U_{\text{ВХ СМ}}$ и $U_{\text{ВЫХ СМ}}$ будут иметь одинаковую полярность. Причем плюс источника $U_{\text{ВХ СМ}}$ должен быть соединен с неинвертирующим входом ОУ, как показано на рис. 2.7, а, если $U_{\text{ВЫХ СМ}}$ является положительным по отношению к корпусу. И наоборот: если $U_{\text{ВЫХ СМ}}$ отрицательный по отношению к корпусу, то постоянный источник $U_{\text{ВХ СМ}}$ должен своим минусом подсоединяться к неинвертирующему входу ОУ (рис. 2.7, б).

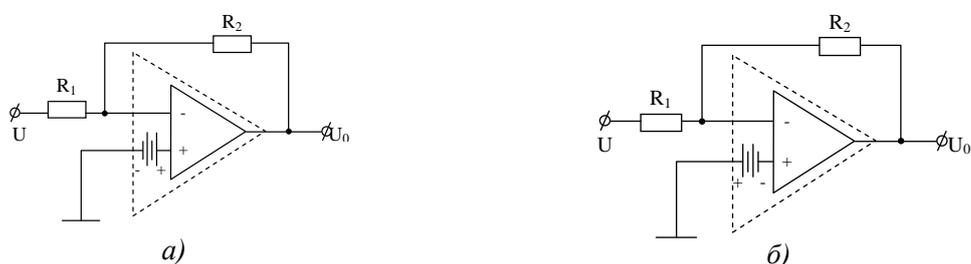


Рис. 2.7

Рассмотрим схему (рис. 2.8), эквивалентную как для инвертирующего, так и неинвертирующего усилителей (входные зажимы заземлены).

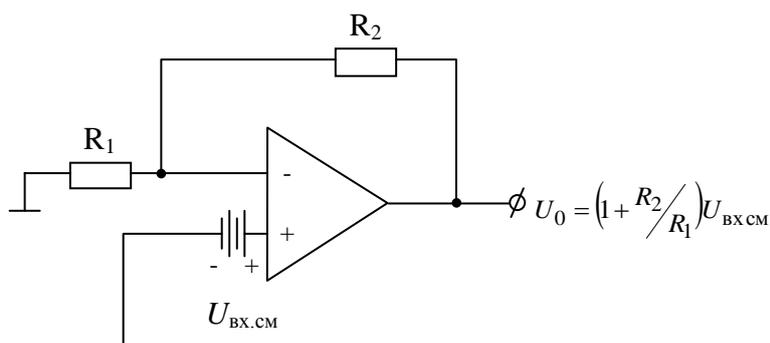


Рис. 2.8

Очевидно, что здесь входной сигнал есть $U_{\text{ВХ СМ}}$. Следовательно, $U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{ВХ СМ}} = K U_{\text{ВХ СМ}}$. Так, например, если $K = 15$, $U_{\text{ВХ СМ}} = 2 \text{ мВ}$, то $U_{\text{ВЫХ СМ}} = (1 + 15) \cdot 2 = 32 \text{ мВ}$.

Если взять повторитель напряжения, то $U_{\text{ВЫХ СМ}} = U_{\text{ВХ СМ}}$.

Для инвертирующего и неинвертирующего усилителей влияние $U_{\text{вх см}}$ можно уменьшить путем использования:

- а) минимально возможного K с учетом общих требований;
- б) ОУ с низким уровнем $U_{\text{вх см}}$.

Полярность $U_{\text{вых см}}$ зависит от полярности $U_{\text{вх см}}$ и может быть как положительной, так и отрицательной.

Влияние входного тока

В идеальном ОУ $I_{\text{вх}} = 0$, так как $R_{\text{вх}} = \infty$. На практике $R_{\text{вх}}$ не равно бесконечности, следовательно, $I_{\text{вх}} \neq 0$. Более того, вследствие асимметрии входов $I_{\text{вх1}} \neq I_{\text{вх2}}$. В результате $I_{\text{вх см}} \neq 0$.

Рассмотрим схему (рис. 2.9).

Имеем неинвертирующий усилитель. Инвертирующий вход – на виртуальной земле. При наличии двух заземленных входных зажимов входной ток, текущий в инвертирующий вход, является одновременно током, текущим

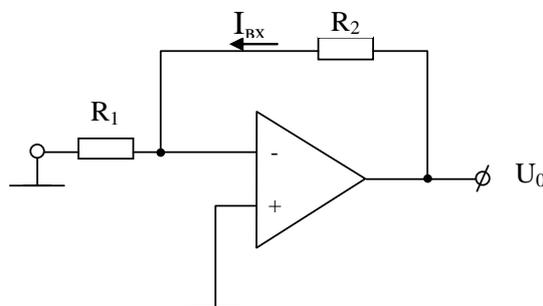


Рис. 2.9

через R_2 , который включен между выходом ОУ и инвертирующим входом. Согласно закону Ома выходное напряжение как следствие влияния входного тока будет равно $U_0 = I_{\text{вх}} \cdot R_2 = U_{\text{вых см}}$. Это напряжение можно минимизировать путем:

- а) выбора R_2 (с учетом требуемого K) как можно меньше;
- б) использования ОУ с минимальным входным током (например, ОУ, имеющие входной каскад на полевых транзисторах).

Однако слишком большое уменьшение R_2 приводит к перегрузке выхода ОУ и уменьшает входное сопротивление каскада. Кроме того, R_2 , в случае инвертирующего усилителя, может быть уже заданной величиной исходя из требуемого входного сопротивления и коэффициента усиления. Причем, если $R_{\text{вх}}$ и K требуются достаточно большими, то $U_{\text{вых см}} = f(I_{\text{вх}})$ будет также большим.

Для инвертирующего усилителя, представленного на рис. 2.10, выходное напряжение смещения, обусловленное входным током, минимизируется путем включения дополнительного резистора R_3 между

неинвертирующим входом и корпусом. Величина R_3 выбирается так, чтобы ток, текущий в неинвертирующий вход, был точно равен току, текущему в инвертирующий вход. Поэтому $R_3 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Для неинвертирующего усилителя R_3 включается между неинвертирующим входом и источником сигнала (рис. 2.11).

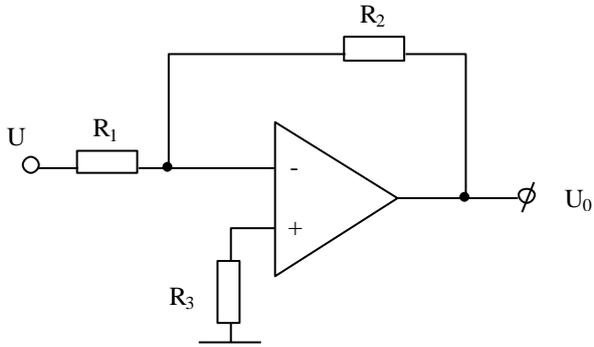


Рис. 2.10

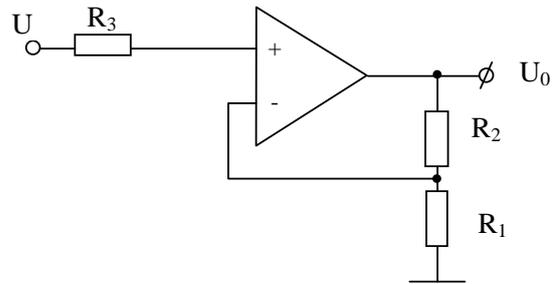


Рис. 2.11

Влияние входного тока смещения

Использование внешнего резистора R_3 снижает выходное напряжение смещения, обусловленное наличием входного тока. При этом предполагается, что два входных тока (обоих входов) равны. В этом случае входной ток смещения равен нулю. На практике реальный ОУ имеет $I_{\text{ВХ СМ}} \neq 0$, в результате на выходе появляется выходное напряжение смещения $U_{\text{ВЫХ СМ}} = I_{\text{ВХ СМ}} R_2$. Однако, так как $I_{\text{ВХ СМ}} \ll I_{\text{ВХ}}$, то $U_{\text{ВЫХ СМ}} = f(I_{\text{ВХ СМ}}) \ll U_{\text{ВЫХ СМ}} = f(I_{\text{ВХ}})$. Поэтому введение R_3 позволяет снизить $U_{\text{ВХ СМ}}$.

Пример. Дан инвертирующий усилитель (рис. 2.12). Необходимо определить $U_{\text{ВЫХ СМ}}$. Используется ОУ с параметрами: $U_{\text{ВХ СМ}} = 2 \text{ мВ}$; $I_{\text{Б}} = I_{\text{ВХ}} = 70 \text{ нА}$; $I_{\text{ВХ СМ}} = 3 \text{ нА}$.

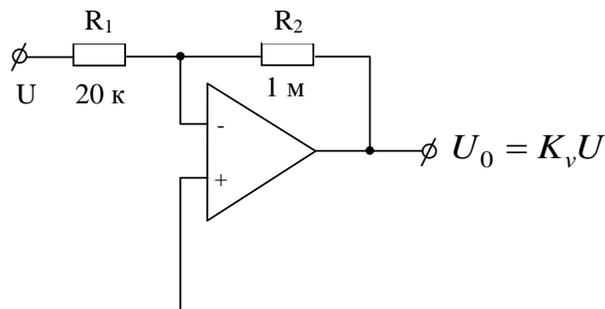


Рис. 2.12

Решение.

$$U'_{\text{ВЫХ СМ}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{ВХ СМ}} = \left(1 + \frac{1 \text{ МОм}}{20 \text{ кОм}}\right) \cdot 2 \text{ мВ} = 102 \text{ мВ}.$$

$$U''_{\text{ВЫХ СМ}} = I_{\text{ВХ}} R_2 = 70 \text{ нА} \cdot 1 \text{ МОм} = 70 \text{ мВ}.$$

$$U'''_{\text{ВЫХ СМ}} = I_{\text{ВХ СМ}} R_2 = 3 \text{ нА} \cdot 1 \text{ МОм} = 3 \text{ мВ}.$$

В случае одинаковой полярности этих напряжений максимально возможное значение постоянного напряжения смещения на выходе $U_{\text{ВЫХ СМ max}} = \pm(U'_{\text{ВЫХ СМ}} + U''_{\text{ВЫХ СМ}} + U'''_{\text{ВЫХ СМ}}) = \pm(102 + 70 + 3) = \pm 175 \text{ мВ}$.

Некоторые слагаемые могут иметь другую полярность. Поэтому минимальное постоянное напряжение смещения на выходе

$$U_{\text{ВЫХ СМ min}} = \pm(102 - 70 - 3) = \pm 29 \text{ мВ}.$$

Следовательно, возможный диапазон значений $U_{\text{ВЫХ СМ}}$ – от 29 до 175 мВ. Для уменьшения этого напряжения можно включить между неинвертирующим входом и землей резистор:

$$R_3 = (R_1 \parallel R_2) = 19,6 \text{ кОм}.$$

Регулировка (установка) нуля выходного напряжения смещения

Для уменьшения $U_{\text{ВЫХ СМ}}$ можно использовать:

- а) выбор ОУ с $\min I_{\text{ВХ СМ}}$ и $U_{\text{ВХ СМ}}$;
- б) меньшую величину сопротивления R_2 , если возможно;
- в) уменьшение K до минимально возможной величины;
- г) включение дополнительного резистора R_3 последовательно с неинвертирующим входом.

Если эти способы не дают желательных результатов или не могут быть применены, то используются внешние регулировки. Главная задача: при $U_{\text{ВХ}} = 0$ $U_{\text{ВЫХ}}$ должно быть равно 0! Некоторые ИМС ОУ обеспечивают возможность подсоединения внешнего потенциометра для обнуления любого постоянного напряжения на выходе, когда входной сигнал равен 0.

Возможные способы представлены на рис. 2.13 (на рис. 2.13, а – инвертирующий усилитель ОУ типа 741; на рис. 2.13, б – неинвертирующий усилитель ОУ типа LM318).

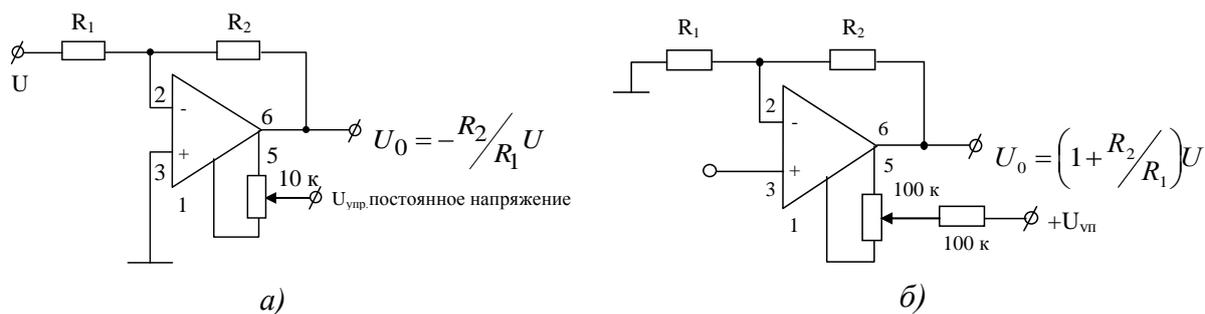


Рис. 2.13

Для установки с помощью потенциометра нуля напряжения на выходе подключается цифровой вольтметр (с высокой точностью, например $\pm 1\text{мВ}$), в то время как входы должны быть на корпусе.

Для ОУ, не имеющих выводов для подключения регулирующего потенциометра, используются схемы, показанные на рис. 2.14 (на рис. 2.14, а – инвертирующий усилитель; на рис. 2.14, б, в – повторитель напряжения; на рис. 2.14, г – неинвертирующий усилитель).

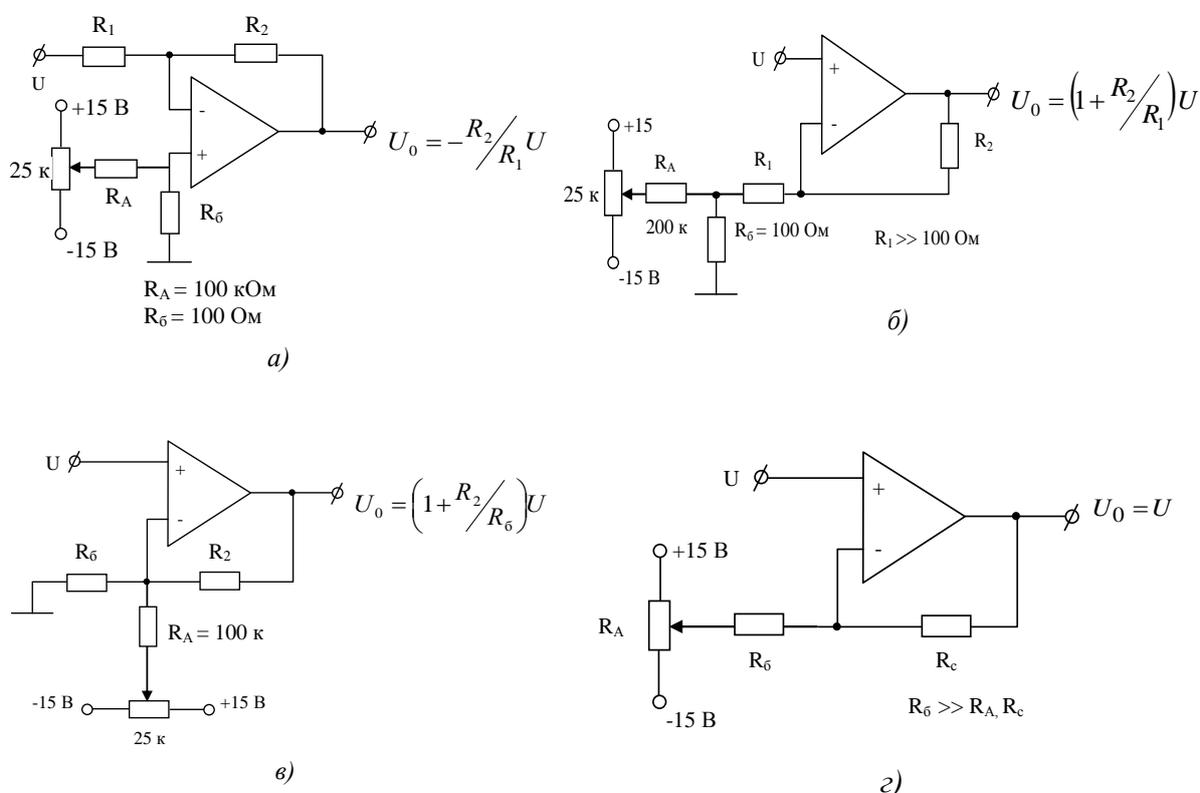


Рис. 2.14

2.5. Коэффициент ослабления синфазного сигнала

Сигналы, воздействующие на оба входа ОУ одновременно в фазе, называются синфазными. Этот случай иллюстрируется схемой (рис. 2.15).

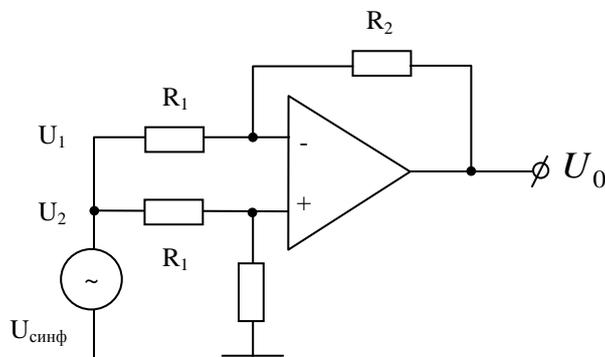


Рис. 2.15

Входные сигналы U_1 и U_2 (например, шум с частотой 60 Гц) являются синфазными сигналами. Если ДУ усиливает напряжение $U_d = (U_1 - U_2)$, то в идеале U_0 (выходное напряжение) в случае $U_1 = U_2$ будет равно 0, так как $U_0 = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$, где $\frac{R_2}{R_1} = K_d$.

Для реального ОУ $U_0 \neq 0$, $U_0 = K_c U_{\text{синф}}$, где K_c – коэффициент усиления синфазного сигнала.

Коэффициент ослабления (подавления) синфазного сигнала $K_{\text{осс}} = \frac{K_d}{K_c}$. Идеальный ОУ имеет $K_{\text{осс}} = \infty$. Для рассматриваемой

схемы (см. рис. 2.15) выходное напряжение $U_0 = \left(\frac{U_{\text{синф}}}{K_{\text{осс}}} \right) \times K_d = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{U_{\text{синф}}}{K_{\text{осс}}} \right)$. Последнее выражение можно использовать для экспериментального измерения $K_{\text{осс}}$.

В общем случае выходное напряжение определяется как сумма напряжений идеального ОУ (пропорционально полезному дифференциальному входному сигналу) и синфазного (помеха), т.е.

$$U_0 = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) (U_2 - U_1) + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{U_{\text{синф}}}{K_{\text{осс}}} \right).$$

Чем больше $K_{\text{осс}}$, тем меньше помеха. Следовательно, качественный ОУ должен иметь $K_{\text{осс}}$ как можно больше. Очень часто

$K_{\text{осс}}$ измеряется в децибелах: $K_{\text{осс дБ}} = 20 \lg K_{\text{осс}}$. Например, $K_{\text{осс}} = 10^6$, значит $K_{\text{осс дБ}} = 120$ дБ.

Иногда простой выбор ОУ с высоким $K_{\text{осс}}$ не дает желаемых результатов. Особенно в случаях, когда уровень входного дифференциального сигнала очень маленький (уровни милливольт) по сравнению с уровнем синфазного входного сигнала, который может быть значительно выше (несколько вольт). Например, выходное напряжение несбалансированного моста постоянного или переменного тока находится в милливольтном диапазоне. Для усиления его используется схема (рис. 2.16).

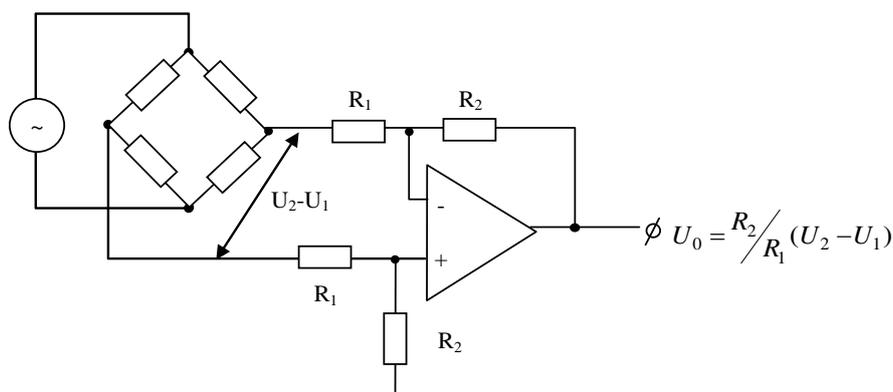


Рис. 2.16

Очевидно, что в этом случае необходимо иметь $K_{\text{д}}$ как можно больше. Однако из выражения для U_0 видно, что при этом увеличится и слагаемое (выходная компонента) с $U_{\text{синф}}$ ($U_{\text{вых синф}}$). Методы уменьшения этого слагаемого, рассмотренные выше, здесь не работают.

Если $U_{\text{вых см}}$ – это постоянное напряжение, то $U_{\text{вых синф}}$ – это переменное напряжение. Для увеличения $K_{\text{осс}}$ можно использовать потенциометр, как показано на схеме (рис. 2.17).

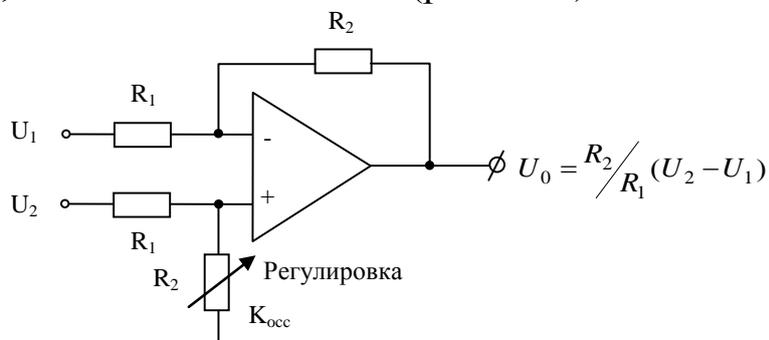


Рис. 2.17

Практическая схема регулировки $U_{\text{вых. синф}}$ до минимума (или даже 0) приведена на рис. 2.18.

Пример. Дана схема (рис. 2.19) ОУ типа 741.

$$U_{\text{синф}} = 3,52 \text{ В.}$$

$$U_{0 \text{ синф}} = U_{\text{вых синф}} = 0,245 \text{ В.}$$

$$K_{\text{осс}} = ?$$

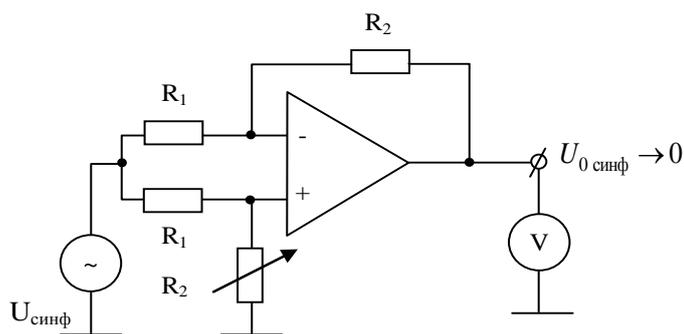


Рис. 2.18

Решение.

$$K_{\text{синф}} = \frac{U_{\text{вых синф}}}{U_{\text{синф}}} =$$

$$= \frac{0,245}{3,52} = 0,0696;$$

$$K_{\text{д}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{100 \text{ кОм}}{100 \text{ Ом}} = 1000; U_{\text{синф}}$$

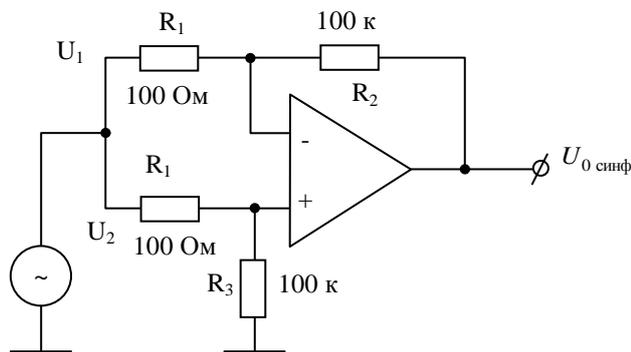


Рис. 2.19

$$K_{\text{осс}} = \frac{K_{\text{д}}}{K_{\text{синф}}} = \frac{1000}{0,0696} = 14368 \Rightarrow 83,1 \text{ дБ.}$$

2.6. Нестабильность источника питания

Рассмотрим, что может случиться, если источник питающего напряжения нестабилен и напряжение питания дрейфует от одного значения к другому или между двумя уровнями.

Применительно к схемам на ОУ в этом случае вводится параметр чувствительности к источнику питания, который определяется отношением изменения входного напряжения смещения к соответствующему изменению напряжения питания:

$$\frac{\Delta U_{\text{вх см}}}{\Delta E_{\text{пит}}} = \delta \text{ мкВ/В.}$$

Очень часто δ выражается в децибелах: $\delta_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{1}{\delta}$. Для ОУ типа 741 $\delta = 10 \text{ мкВ/В} \Rightarrow 100 \text{ дБ}$. Так как $\delta = f(U_{\text{вх см}})$, то, очевидно, выходное постоянное напряжение смещения неидеального неинвертирующего усилителя будет равно:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ СМ}} = (1 + K)\Delta U_{\text{ВХ СМ}} = (1 + K)\delta\Delta E_{\text{ПИТ}},$$

где $U_{\text{ВХ СМ}} = |U_{\text{ВХ СМ}}| \Delta E_{\text{ПИТ}} \delta$.

Для инвертирующего усилителя

$$\Delta U_{\text{ВЫХ СМ}} = K\Delta U_{\text{ВХ СМ}} = K\delta\Delta E_{\text{ПИТ}}.$$

Пример. Дан неинвертирующий усилитель, использующий ОУ типа LM318, $K = 100$. $E_{\text{ПИТ}}$ изменяется (дрейфует) от +13 до +15 В. Определите изменение (дрейф) постоянного выходного напряжения смещения, если $\delta = 30 \text{ мкВ/В}$.

Решение. $\Delta U_{\text{ВЫХ СМ}} = (1 + K)\delta\Delta E_{\text{ПИТ}} = (1 + 100) \cdot 30 \text{ мкВ/В} \cdot 2 \text{ В} = 6,1 \text{ мВ}$.

Следовательно, изменение напряжения питания в пределах 2 В оказывает такое же влияние, как $U_{\text{ВХ СМ}} = 60 \text{ мкВ}$.

2.7. Частотные свойства ОУ

Идеальный ОУ имеет бесконечную полосу пропускания. Реальный ОУ имеет ограниченную полосу пропускания. В связи с этим необходимо знать частотные свойства ОУ. Информация об этом содержится в амплитудно-частотной характеристике ОУ. Типичная АЧХ ОУ представлена на рис. 2.20.

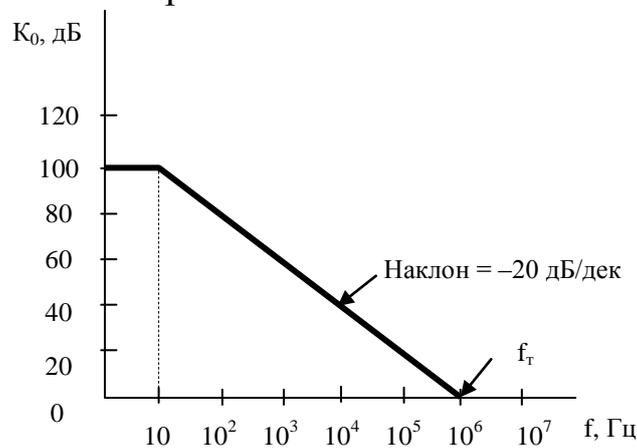


Рис. 2.20

В диапазоне частот от 0 до $\sim 10 \text{ Гц}$ коэффициент усиления ОУ $K_0 = \text{const}$ и равен примерно 100 дБ, что эквивалентно значению 10^5 . Выше 10 Гц K_0 линейно падает под углом -20 дБ/дек или -6 дБ/окт . Спад продолжается до тех пор, пока $K_0 = 1$. Частота, на которой $K_0 = 1$, называется частотой единичного усиления f_1 . Очевидно, что

все параметры ОУ, которые зависят от K_0 , также зависят от f например K , $K_{\text{осс}}$, $R_{\text{вых}}$. В большинстве случаев нет необходимости знать АЧХ. Достаточно иметь другую характеристику – **площадь усиления** (ПУ).

Например, для ОУ 741 ПУ = 1 МГц, для LM318 ПУ = 15 МГц. Численно ПУ равна частоте единичного усиления, а математически $\text{ПУ} = K_0 \Delta F$, где ΔF – полоса пропускания усилителя. Отсюда можно определить K_0 ОУ для данной полосы пропускания.

Например, для ОУ 741 ПУ = 1 МГц. Следовательно, для полосы пропускания 20 кГц необходимо иметь

$$K_0 = \text{ПУ} / \Delta F = 1 \text{ МГц} / 20 \text{ кГц} = 50.$$

Учитывая, что K_0 и K взаимосвязаны, то ПУ также определяет и максимум возможного K .

На рис. 2.21 приведено семейство графиков коэффициента усиления для ОУ 741. Значение полосы пропускания определяется точкой пересечения графиков K_0 (2 – при замкнутой ООС) и K_0 (1 – при разомкнутой ООС).

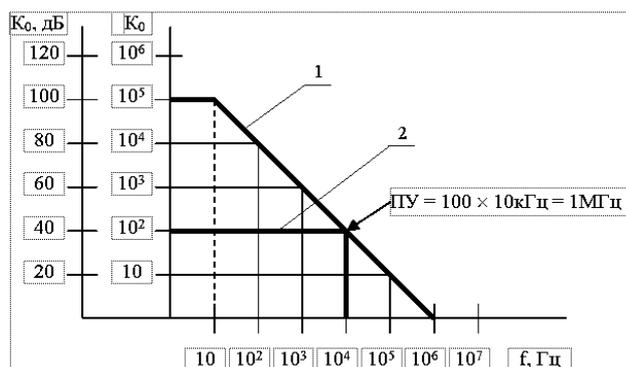


Рис. 2.21

Для $K_0 = 100$ (40 дБ) максимум возможной полосы – 10 кГц. Однако, если K_0 уменьшить до 10 (20 дБ), тогда максимум возможной полосы увеличивается до 100 кГц. Эта связь между K_0 и полосой, полученной из графика, базируется на вышеприведенном уравнении.

Для обоих случаев:

$$\text{ПУ} = 100 \cdot 10 \text{ кГц} = 1 \text{ МГц},$$

$$\text{ПУ} = 10 \cdot 100 \text{ кГц} = 1 \text{ МГц}.$$

Следовательно, уменьшение K_0 позволяет увеличить полосу усиления, и наоборот. На практике с целью обеспечения АЧХ как можно ближе к идеальной в пределах заданной полосы пропускания коэффициент усиления усилителя K выбирается из условия

$$K \leq \frac{1}{2} K_0, \text{ причем } K_0 = \text{ПУ} / \Delta F.$$

Верхняя граничная частота связана с временем нарастания соотношением $f_{вгр} = 0,35 / t_n$.

Площадь усиления связана со временем нарастания соотношением

$$ПУ = 0,35 / t_n.$$

Типичное значение t_n для ОУ 741 равно 0,3 мкс. В результате

$$ПУ = f_{гр} = 0,35 / 0,3 \text{ мкс} = 1,16 \text{ МГц}.$$

2.8. Влияние скорости спада АЧХ

Кроме K_0 и $f_{гр}$ (или полосы усиления) на прохождение сигнала через ОУ влияет скорость спада (наклон) АЧХ ОУ. Особенно это проявляется при работе с высокочастотными (ВЧ) сигналами большой амплитуды.

Предельную скорость изменения выходного напряжения обычно называют скоростью нарастания. Для синусоидального сигнала с частотой f (Гц) и размахом выходного напряжения U_{max} (В) минимальная скорость нарастания должна составлять $2\pi U_{max} F$, В/с.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $dU_{вых}/dt$ зависит от его амплитуды и частоты. Для синусоидального

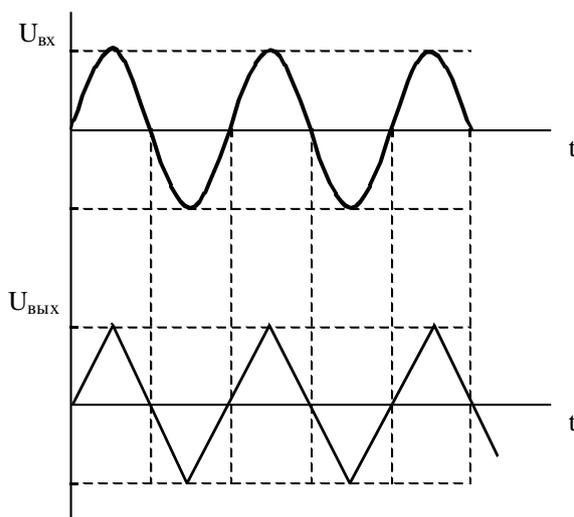


Рис. 2.22

сигнала максимум скорости его изменения имеет место на пересечении нуля. Если эта скорость изменения больше, чем скорость спада АЧХ ОУ, то выходной сигнал будет искажен. Так, для синусоидального сигнала на входе выходной сигнал в этом случае будет иметь треугольную форму (рис. 2.22).

Для передачи без искажений синусоидального сигнала необходимо выбирать ОУ из условия $(dU_{вых}/dt)_{max} < v_{вых max}$, где $v_{вых max}$ — максимальная скорость изменения (нарастания) выходно-

го напряжения. Т.е. $U_m 2\pi f < v_{\text{ВЫХ max}}$, где U_m и f – амплитуда и частота синусоидального сигнала. На данном этапе развития электроники максимальная скорость $v_{\text{ВЫХ max}}$ лежит в пределах от десятых долей В/мкс (прецизионные ОУ) до сотен В/мкс (быстродействующие ОУ).

Например, ОУ 741 имеет $v_{\text{ВЫХ max}} = 0,5 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$. При использовании $E_{\text{ПИТ}} = \pm 15 \text{ В}$ и размахе выходного напряжения $\pm 13 \text{ В}$ можно определить f_{max} входного сигнала для неискаженной передачи сигнала как

$$f_{\text{max}} = \frac{0,5 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}}{2\pi \cdot 13 \text{ В}} = 6,1 \text{ кГц}.$$

На рис. 2.23 приведено семейство графиков $U_{\text{ВЫХ}} = f(f)$ при $v_{\text{ВЫХ max}} = 0,5; 1,0; 2,0 \text{ В/мкс}$.

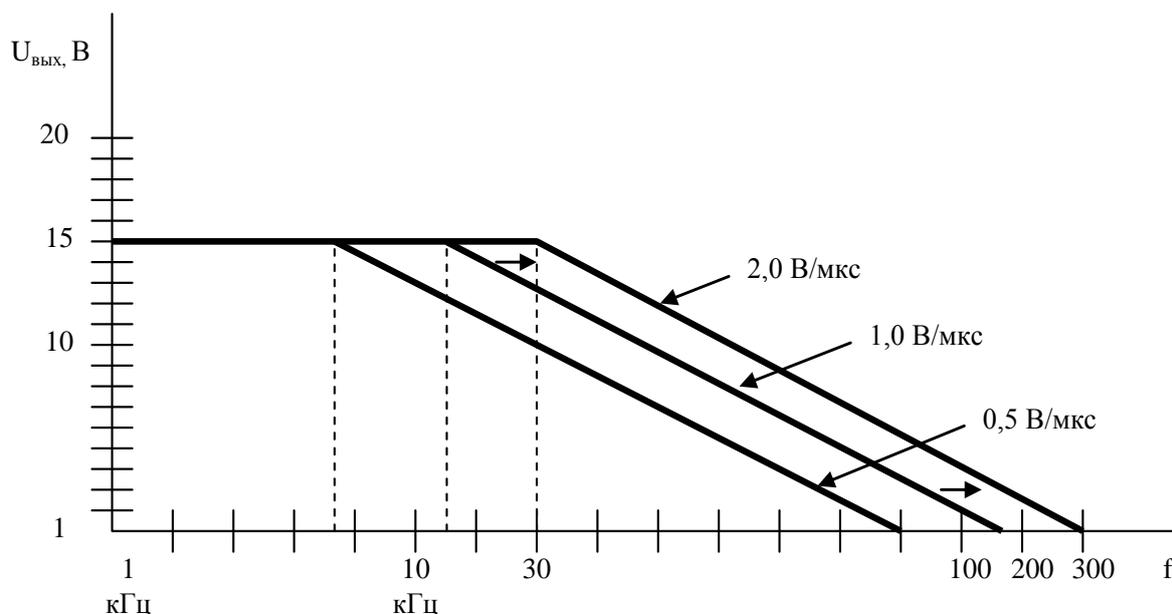


Рис. 2.23

2.9. Коррекция частоты

Для большинства применений ОУ при работе с сигналами НЧ (ниже 20 кГц), достаточно выбрать ОУ с f_1 (частота единичного усиления) не ниже 1 МГц. В этом случае влиянием реальных параметров ОУ можно пренебречь.

Например, для реализации микрофонного предварительного усилителя с $K = 1000$ (60 дБ) и полосой 10 кГц можно использовать:

а) один ОУ, но с $f_1 \geq 10$ МГц;

б) два или три ОУ (каскадное соединение), каждый из которых имеет $K = 20 - 30$ дБ на 10 кГц. В этом случае таким ОУ может быть ОУ 741 с $f_1 = 1$ МГц.

В общем случае АЧХ ОУ может быть скорректирована. Для этого используют цепи коррекции, которые могут быть:

а) внутренними (при производстве ОУ в его схему включены специальные корректирующие элементы, чаще емкости);

б) внешними элементами.

В любом случае с помощью этих элементов (цепей) обеспечивается стабилизация частоты или уменьшение склонности к самовозбуждению. Особенно это необходимо при высоком коэффициенте усиления на высокой частоте.

Элементы внутренней коррекции (конденсатор) не могут быть изменены или отключены. С их помощью:

а) либо снижается площадь усиления (к $f_{вгр}$);

б) либо уменьшается наклон АЧХ (максимальная скорость спада);

в) либо снижается f_{max} ;

г) либо увеличивается скорость нарастания.

При необходимости использования внешних цепей коррекции в ОУ предусматриваются специальные выводы, к которым присоединяются один или более внешних С.

Рассмотрим АЧХ (рис. 2.24).

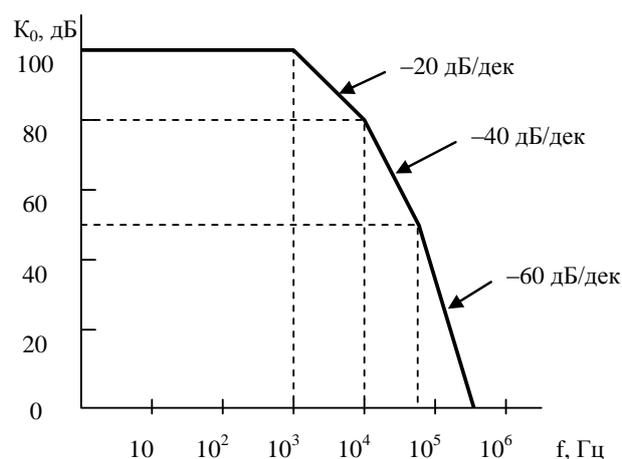


Рис. 2.24

При использовании внутренних корректирующих цепей каждый каскад схемы ОУ имеет одинаковые RC-цепи с наклоном АЧХ -20 дБ/декада. Результирующий наклон АЧХ суммируется. Так, на декаде от 1 до 10 кГц -20 дБ/декада, от 10 до 40 кГц вторая RC-цепь становится активной и наклон становится $(20 \text{ дБ} + 20 \text{ дБ}) = -40$ дБ/декада. Свыше 40 кГц

третья RC -цепь включается и общий наклон становится -60 дБ/дек. Каждый раз изменяется не только наклон, но происходит и поворот фазы на 90° . При изменении наклона от -40 до -60 дБ/дек максимальный поворот фазы -180° . Это соответствует условию стабильности ОУ. На этом диапазоне соотношение (сочетание) K_0 и f допустимо.

Для тех же частот, где наклон -60 дБ/дек, максимальный поворот фазы 270° . В этом случае схема становится нестабильной, появляется склонность к самовозбуждению. Для предотвращения самовозбуждения необходимо использовать внешние элементы коррекции (рис. 2.25).

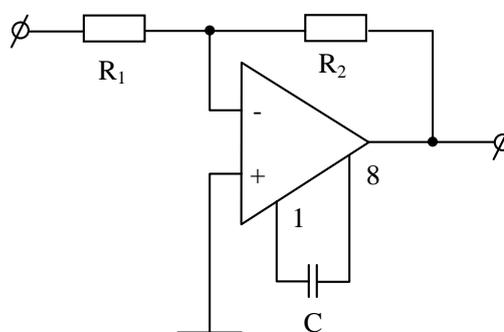


Рис. 2.25

На рис. 2.26 приведена АЧХ ОУ и показано, что изменение C от 30 до 3 пФ позволяет увеличить полосу от 1 до 10 МГц.

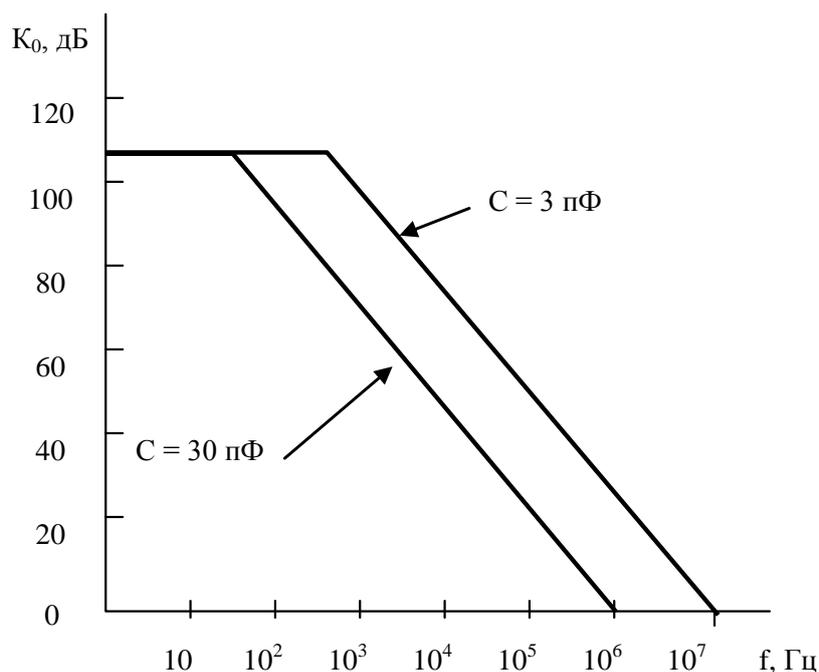


Рис. 2.26

На практике производитель ОУ (фирма-изготовитель), как правило, дает рекомендации по выбору элементов коррекции и варианты типовых схем для данного ОУ.

Краткие выводы

1. Для многих случаев представление ОУ как идеального вполне пригодно, что облегчает процесс создания (проектирования) схем на основе ОУ. Однако очень часто возникает необходимость учета реальных характеристик и параметров ОУ.

2. Справочные данные на ОУ содержат: описание прибора, цоколевку корпуса, схему электрическую принципиальную, предельно допустимые параметры и режимы, электрические параметры и типовые характеристики.

3. Особое внимание уделено значению выходного напряжения смещения (дрейф) как результату влияния $U_{см\ вх}$, входного тока ($I_{вх}$) и разности входных токов ($\Delta I_{вх}$).

4. Рассмотрены методы снижения (уменьшения) явления дрейфа для схем повторителя напряжения, инвертирующего, неинвертирующего, суммирующего и дифференциального усилителей.

5. Указаны меры подавления синфазной помехи в дифференциальном усилителе.

6. Рассмотрено влияние АЧХ ОУ, времени нарастания, максимальной скорости нарастания выходного напряжения на передачу сигнала через ОУ.

7. Приведены методы коррекции АЧХ ОУ.

Вопросы для самоконтроля

1. Какого вида информация содержится в технических условиях типичного ОУ?

2. Поясните, как можно измерить такие параметры, как $U_{см}$, $I_{вх}$, $\Delta I_{вх}$, $U_{вых\ max}$.

3. Поясните, что такое K_0 , F , K , $R_{вх}$, $R_{вых}$ ОУ.

4. Поясните влияние $U_{см}$, $I_{вх}$, $\Delta I_{вх}$ на явление дрейфа нуля на выходе.

5. Какие методы используются для снижения явления дрейфа нуля?

6. Что такое $K_{осс}$? Что такое синфазный сигнал?

7. Как $K_{осс}$ влияет на выходное напряжение ДУ?

8. Как можно увеличить способность ДУ подавлять синфазный сигнал?

9. Поясните влияние частотных свойств ОУ на характеристики электронных устройств.

10. Поясните связь АЧХ с частотой единичного усиления f_1 .

11. Поясните способы коррекции частотных свойств ОУ.

Упражнения

1. Определите ширину полосы ОУ, если $f_1 = 1$ МГц и $K = 1000$.

2. Определите максимально возможную величину K для схемы на ОУ, имеющем полосу усиления 5 кГц и $f_1 = 1$ МГц.

3. Инвертирующий усилитель имеет $K = 10$. Определите ширину полосы, если $f_1 = 1$ МГц.

4. Определите верхнюю граничную частоту полосы пропускания, если время нарастания $t_n = 1$ мкс.

5. Определите t_n , если ширина полосы 25 кГц, $K = 80$.

6. Дана схема на ОУ, имеющая $K = 40$ и $f_1 = 1$ МГц. Определите t_n .

7. ВЧ прямоугольный импульс приложен к повторителю напряжения. Определите скорость изменения выходного напряжения, если оно изменяется от $-4,9$ до $+4,8$ В в течение 0,75 мкс.

8. Скорость изменения выходного напряжения ОУ 50 В/мкс. Определите время, в течение которого прямоугольный импульс будет изменяться в пределах от $+3$ до -3 В.

9. Определите максимальную частоту ОУ (f_{\max}), при которой искажения сигнала за счет конечной скорости изменения выходного сигнала будут малы, если $v = 10 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$, амплитуда выходного сигнала равна 2 В.

10. Дано: $f_{\max} = 45$ кГц, $v = 2,5 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$. Определите $U_{\text{вых м}}$.

11. Определите $K_{\text{сиф}}$ для ДУ, если $K_{\text{осс}} = 85$ дБ, $K_{\text{диф}} = 2$.

12. Дан ДУ (рис. 2.27): $K_d = 2500$, $U_{\text{сиф вх}} = 5,3$ В, $U_0 = f(U_{\text{сиф вх}}) = 134$ мВ.

Определите $K_{\text{осс дБ}}$.

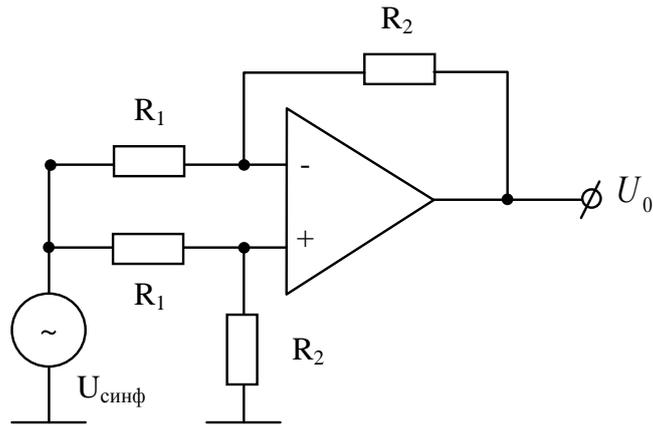


Рис. 2.27

13. Дан ДУ (см. рис. 2.27): $K_{\text{осс}} = 93$ дБ, $K_{\text{д}} = 50$. Определите $U_{\text{вых синф}}$, если $U_{\text{вх синф}} = 9,7$ В.

14. Операционный усилитель имеет $K_0 = 250\,000$; $R_{\text{вх}} = 2$ МОм; $R_{\text{вых}} = 75$ Ом. Определите $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ неинвертирующего усилителя, имеющего $K = 25$.

15. Выполните упражнение № 14 для случая использования того же ОУ для реализации повторителя напряжения.

16. ОУ имеет следующие параметры: $K_0 = 300\,000$, $R_{\text{вых}} = 75$ Ом. Определите $R_{\text{вых}}$ инвертирующего усилителя, если $K = 100$.

17. Дана схема (рис. 2.28), с помощью которой измеряется $U_{\text{вх см}}$ ОУ. Определите это напряжение, если $U_{\text{вых}} = 121$ мВ.

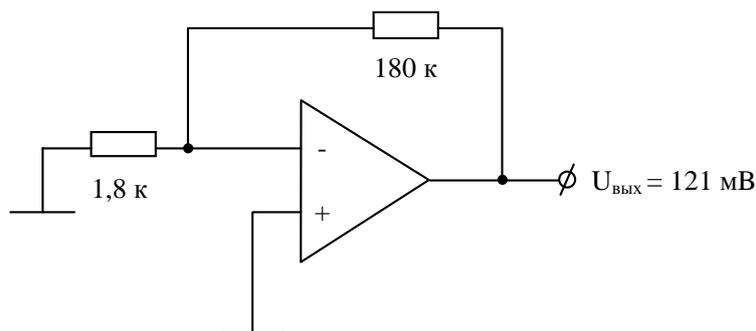


Рис. 2.28

18. Дана схема (рис. 2.29). Пренебрегая $U_{\text{вх см}}$, определите $I_{\text{вх}}$ для ОУ, если $U_{\text{вых см}} = 83$ мВ на 10 кОм резисторе.

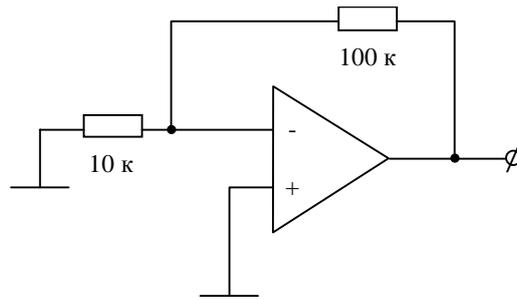


Рис. 2.29

19. Определите величину R_3 для инвертирующего усилителя (рис. 2.30) необходимую для минимизации $U_{ВХ\text{ см}}$ за счет разницы входных токов (асимметрия входов), если $R_1 = 22\text{ кОм}$, $R_2 = 47\text{ кОм}$.

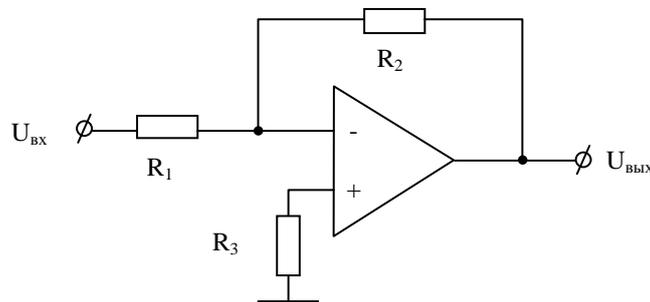


Рис. 2.30

20. Повторите упражнение 19 для неинвертирующего усилителя (рис. 2.31). Определите $R_{ВХ}$.

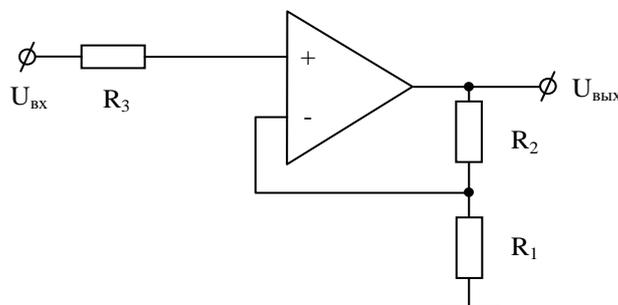


Рис. 2.31

21. Дан ОУ. Известно, что дрейф напряжения питания составляет 25 мВ/В . Выразите эту величину в децибелах.

22. Нестабильность источника питания составляет 75 дБ . Выразите эту величину в микровольтах на вольт.

23. Неинвертирующий усилитель имеет $K = 20$. Определите влияние нестабильности источника питания на $U_{ВЫХ}$, если известно, что дрейф $E_{ПИТ}$ составляет 25 мкВ/В , а напряжение питания изменяется от $12,1$ до $12,4\text{ В}$.

24. Каким эквивалентным изменениям $U_{ВХ\text{ см}}$ соответствует случай, приведенный в упражнении № 23.

Глава 3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ

3.1. Назначение и особенности усилителей биопотенциалов

Усилителем биопотенциалов (УБП) принято называть усилитель регистрируемых электрических потенциалов, возникающих в живых клетках, органах, тканях человека и животных. Потенциалы живых объектов могут иметь двойную амплитуду в диапазоне от 5 мкВ до 120 мВ и изменяться с частотой от 10^{-4} до 10^3 Гц.

Усилители биопотенциалов имеют ряд особенностей:

1. Эквивалентный генератор входного сигнала имеет достаточно большое и весьма нестабильное внутреннее сопротивление, включающее нестабильность сопротивления перехода «кожа – электрод». При достаточно длительных исследованиях внутреннее сопротивление эквивалентного генератора может меняться в пределах от 10^3 до 10^6 Ом, что определяет минимально допустимое значение входного сопротивления усилителя.

2. На входах УБП не допускается напряжение, подведенное через электроды к объекту исследования, так как оно может вызвать появление микро- и макротоков.

3. УБП должен обеспечивать подавление паразитного (синфазного) сигнала, который может во много раз превышать полезный разностный сигнал. Поэтому входным каскадом УБП обычно является дифференциальный каскад.

В настоящее время широко применяются УБП в виде дифференциальных усилителей (ДУ), построенных на основе операционных усилителей (ОУ). Далее будут рассмотрены наиболее применяемые схемы ДУ:

- а) ДУ на биполярных транзисторах;
- б) ДУ на полевых транзисторах;
- в) ДУ с применением операционных усилителей;
- г) специальная схема ДУ на основе ОУ;
- д) многоходовый ДУ на ОУ.

Основные параметры усилителей дифференциального сигнала:

а) коэффициент усиления $K_{ду}$, который также называют коэффициентом усиления полезного (разностного) сигнала, определяемый как отношение выходного сигнала к разности входных сигналов;

б) коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$, определяемый как отношение:

$$K_{осс} = \frac{K_{ду}}{K_{усс}},$$

где $K_{усс}$ – коэффициент усиления синфазного сигнала, определяемый как отношение выходного и входного синфазного сигналов.

Обычно данный коэффициент выражают в децибелах:

$$K_{осс} = 20 \cdot \lg \left(\frac{K_{ду}}{K_{усс}} \right);$$

в) входное сопротивление $R_{вх}$ (дифференциальное) – это сопротивление между входами, определяемое как отношение приращения разностного напряжения на входе к приращению входного тока, вызванному приращением этого напряжения;

г) синфазное входное сопротивление $R_{свх}$ – это сопротивление между входом и нулевым проводом, определяемое как отношение приращения напряжения синфазного сигнала к приращению входного тока, вызванному приращением напряжения;

д) выходное сопротивление $R_{вых}$, которое достаточно мало и обычно принимается равным нулю.

3.2. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах

Дифференциальный усилитель – это симметричный усилитель постоянного напряжения с двумя входами и двумя выходами (рис. 3.1). Основное назначение такого усилителя – усиление разности двух входных сигналов. В случае идеального исполнения ДУ выходной сигнал зависит только от разности входных сигналов и не зависит от величины каждого из них в отдельности.

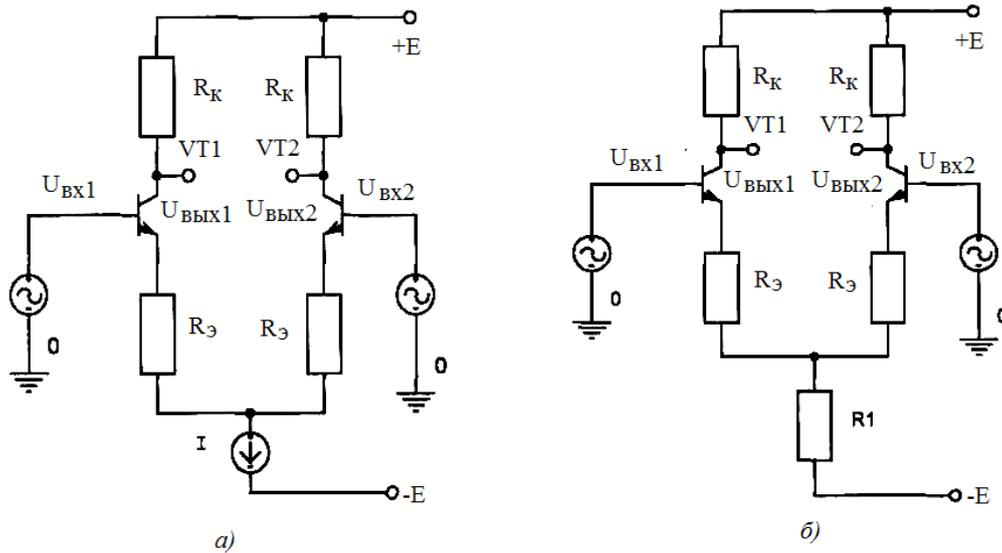


Рис. 3.1

На входах дифференциального усилителя могут действовать два вида сигналов: синфазные и противофазные (дифференциальные). Синфазные сигналы подаются на оба входа усилителя одновременно в одинаковой фазе, а дифференциальные сигналы прикладываются между входами. Если на оба входа действуют одновременно оба сигнала, то

$$U_{\text{вх1}} = U_{\text{сф}} + U_{\text{диф}}; \quad U_{\text{вх2}} = U_{\text{сф}} - U_{\text{диф}}.$$

Отсюда следует, что

$$U_{\text{сф}} = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}) / 2; \quad U_{\text{диф}} = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) / 2.$$

Выходным сигналом дифференциального усилителя будет соответствующая разность сигналов его плеч:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}.$$

В общую эмиттерную цепь включён источник стабильного тока I (рис. 3.1, а). Он обеспечивает постоянство суммарной величины эмиттерных токов:

$$I_{\text{э1}} + I_{\text{э2}} = \text{const.}$$

В простейшем случае вместо источника тока может быть резистор (как показано на рис. 3.1, б).

При отсутствии входных сигналов ($U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = 0$) и при условии идентичности параметров применяемых элементов токи эмиттеров будут равны друг другу, т.е. $I_{\text{э1}} = I_{\text{э2}} = I/2$.

Коллекторные токи также будут равны между собой ($I_{к1} = I_{к2}$), что приводит к равенству выходных сигналов и нулевому значению выходного дифференциального сигнала: $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = 0$.

Для случая одновременной подачи на оба входа синфазного сигнала схема замещения усилителя может быть представлена в соответствии с рис. 3.2.

Источник тока для простоты рассуждений заменяем на резистор R_1 (его внутреннее сопротивление). Для случая подачи синфазного сигнала схема трансформируется в две самостоятельные схемы усилителей по схеме с общим эмиттером с резисторами в цепях эмиттеров $R = R_3 + 2R_1$. При условии симметрии схемы

$$U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}} = \frac{R_{\text{к}}}{R_3 + r_3 + 2R_1},$$

где r_3 – внутреннее сопротивление эмиттерного перехода (база-эмиттер), следовательно, выходной сигнал будет равен нулю:

$$U_{\text{вых сф}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}.$$

Схема замещения дифференциального усилителя для дифференциального сигнала приведена на рис. 3.3.

Входные сигналы подключаются к базам транзисторов VT1 и VT2 в противофазе, следовательно, токи в эмиттерных цепях имеют противоположное направление и взаимно компенсируются. При этом в схеме замещения остаются только резисторы R_3 . Анализ схемы замещения позволяет определить коэффициент усиления по напряжению дифференциального сигнала:

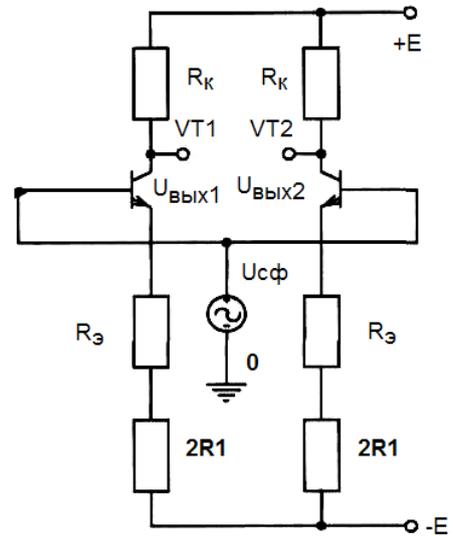


Рис. 3.2

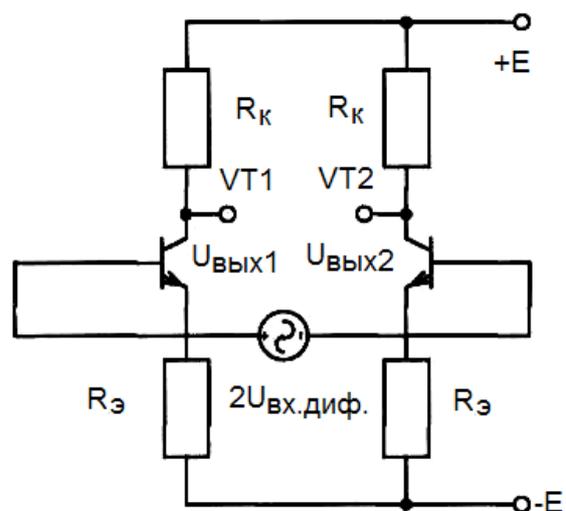


Рис. 3.3

$$U_{\text{вых диф}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}},$$

$$\text{где } U_{\text{вых1}} = -\frac{R_k}{R_3 + r_3} U_{\text{вх1}}, \quad U_{\text{вых2}} = -\frac{R_k}{R_3 + r_3} U_{\text{вх2}}.$$

Тогда выражение для коэффициента усиления дифференциального сигнала будет иметь вид

$$K_{U \text{ диф}} = -\frac{R_k}{R_3 + r_3}.$$

Приведенная формула показывает, что усиление дифференциального усилителя аналогично усилению схемы однокаскадного усилителя, выполненного по схеме с общим эмиттером с цепью отрицательной обратной связи по току.

Для полностью симметричной схемы и идеального совпадения характеристик применяемых элементов $K_{\text{осс}} \rightarrow \infty$. Для реально используемых элементов

$$K_{U \text{ синф}} = R_k / 2r_k,$$

где r_k – внутреннее сопротивление коллекторного перехода (величина, обратная выходной проводимости транзистора h_{22}).

Типовое значение коэффициента передачи синфазного сигнала $\approx 10^{-3}$, а коэффициента усиления дифференциального сигнала $\approx 50 \dots 100$.

Для реальных дифференциальных усилителей $K_{\text{осс}} \approx 40 \dots 110$ дБ.

3.3. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах в режиме большого сигнала

При практическом применении дифференциальных усилителей неизбежно встает вопрос о пределах линейного участка их характеристики прямой передачи. В ряде случаев линейность характеристики усилителей является их существенным достоинством, расширяющим динамический диапазон регистрируемых сигналов. Особенности ДУ находят применение в медицинском приборостроении, что связано со спецификой биологической природы электрических сигналов.

В режиме большого сигнала и при отсутствии цепи отрицательной обратной связи необходимо учитывать нелинейный (экспоненциальный) характер зависимостей коллекторных токов от напряжения

между базами и эмиттерами транзисторов. При этом для коллекторных токов VT1 и VT2 выражение будет иметь следующий вид:

$$I_{к1} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{БЭ1}}{U_T}\right); \quad I_{к2} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{БЭ2}}{U_T}\right),$$

а ток источника тока

$$I_{и} = I_{к1} + I_{к2},$$

где $U_{БЭ1}$ $U_{БЭ2}$ – соответственно напряжения база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2; $U_T = kT/q$,

где k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T – абсолютная температура (293 К); q – заряд электрона ($1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл).

Соотношения токов при этом можно выразить через дифференциальный входной сигнал: $\frac{I_{к1}}{I_{к2}} = \exp\left(\frac{U_{вх\ диф}}{U_T}\right)$.

Тогда выражение для зависимости относительного значения тока коллектора от величины входного дифференциального сигнала при условии $R_s = 0$ будет иметь вид

$$\frac{I_{к1}}{I_{и}} = \frac{\exp\left(\frac{U_{вх\ диф}}{U_T}\right)}{1 + \exp\left(\frac{U_{вх\ диф}}{U_T}\right)}.$$

Графическая интерпретация приведенного выражения представлена на рис. 3.4.

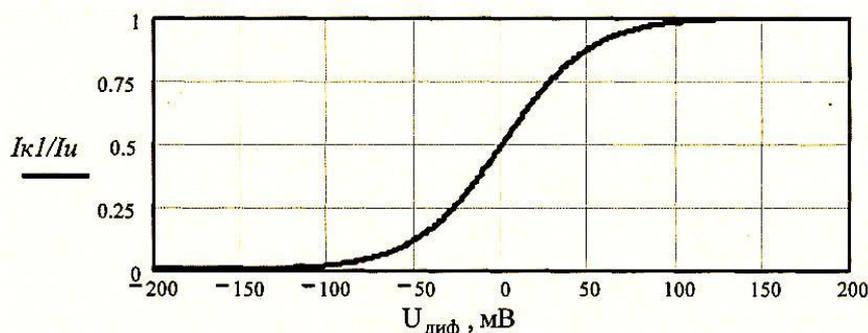


Рис. 3.4

Из анализа представленной характеристики следует:

- а) линейный участок характеристики составляет ± 25 мВ;
- б) наклон, а следовательно, и коэффициент усиления не зависят от величины тока, формируемого источником тока $I_{и}$.

3.4. Дифференциальный усилитель на полевых транзисторах

Для ряда случаев, в том числе проведения медико-биологических исследований, необходим дифференциальный усилитель с высоким входным сопротивлением. Для построения такого усилителя могут применяться структуры на составных транзисторах, однако лучшие результаты могут быть получены при применении полевых (униполярных) транзисторов (рис. 3.5).

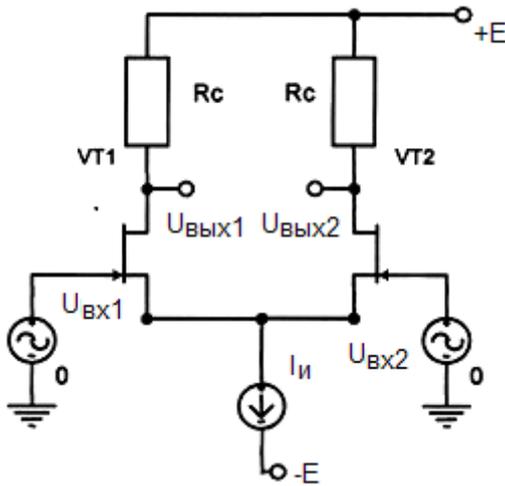


Рис. 3.5

ДУ на полевых транзисторах (ПТ) в принципе работают так же, как на биполярных транзисторах. Их достоинство – очень высокое входное сопротивление (порядка $10^9 - 10^{12}$ Ом) и очень маленький входной ток смещения – (порядка $10^9 - 10^{12}$ А). К недостаткам ДУ на ПТ относится низкая передаточная проводимость и, как следствие, низкий коэффициент усиления по напряжению, а также

довольно большое напряжение смещения пары ПТ по сравнению с БТ (биполярным транзистором). Основные расчетные соотношения для приведенной схемы в режиме малого сигнала аналогичны таковым для дифференциального усилителя на биполярных транзисторах. Необходимым условием является $I_{и} < I_{c0}$, т.е. ток источника тока должен быть меньше начального тока стока I_{c0} полевого транзистора при напряжении на затворе по отношению к истоку $U_{зи} = 0$. Это необходимо для того, чтобы даже при максимальных сигналах изолирующие *p-n*-переходы полевых транзисторов оставались бы запертыми.

Расчетные соотношения:

$$K_{U \text{ диф}} = -\frac{1}{2} S(R_c \parallel r_{си}), \text{ при } U_{\text{диф}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}},$$

где $r_{си}$ – внутреннее сопротивление между стоком и истоком полевого транзистора.

$$K_{U \text{ сф}} = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{r_{си}}, \text{ при } U_{\text{сф}} = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}})/2.$$

Отсюда

$$K_{\text{осс}} \approx S \cdot r_{\text{и}},$$

где $r_{\text{и}}$ – внутреннее сопротивление источника тока.

В режиме большого сигнала передаточная характеристика зависит от величины тока $I_{\text{и}}$. Графическая интерпретация передаточной характеристики ДУ в режиме большого сигнала представлена на рис. 3.6. Здесь приложенное дифференциальное напряжение $U_{\text{диф}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$; ток источника тока $I_{\text{и}} = I_{\text{с1}} + I_{\text{с2}}$; $U_{\text{отс}}$ – напряжение отсечки; $I - I_{\text{и}} = 0,01I_{\text{с0}}$; $2 - I_{\text{и}} = 0,1I_{\text{с0}}$; $3 - I_{\text{и}} = I_{\text{с0}}$. Из представленной характеристики следует, что крутизна преобразования, а следовательно, и коэффициент усиления такого усилителя зависят от величины тока источника тока, установленного в цепях истоков полевых транзисторов. Это необходимо учитывать при проектировании входных каскадов аппаратуры медико-биологического назначения, так как эти каскады должны иметь, как правило, большой коэффициент усиления по напряжению.

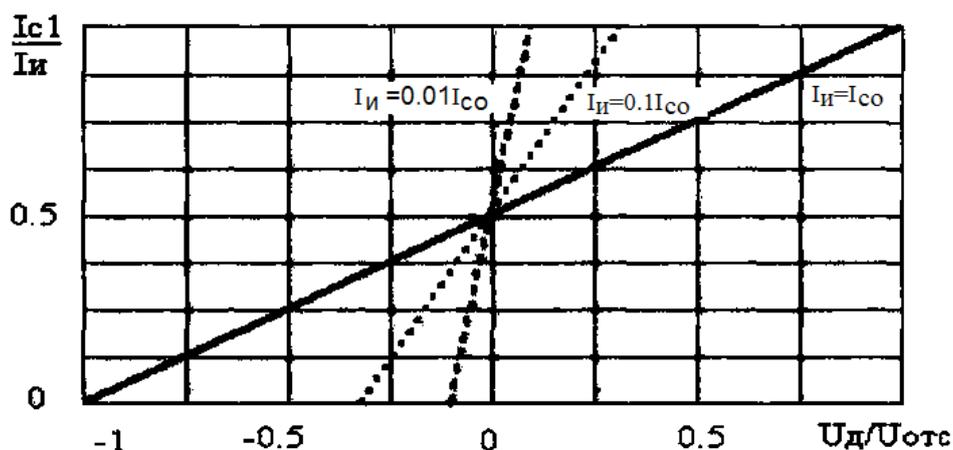


Рис. 3.6

В качестве примера на рис. 3.7 приведена упрощенная схема структуры электрокардиографа, выпускаемого промышленностью (ЭК1Т04 – модель 017). На схеме: 1 – входная часть; 2 – промежуточная часть усилителя переменного тока; 3 – усилитель постоянного тока; 4 – регистрирующее устройство. Его основные характеристики:

Диапазон изменения интервалов времени – от 0,06 до 2 с.

Полоса пропускания – 0,01 ÷ 60 Гц.

Постоянная времени – не менее 2,2.

Входное сопротивление – не менее 2×20 МОм.

Уровень внутренних шумов, приведенных ко входу – не более 30 мВ.

Регистрация отведений – 7 видов, в том числе I, II, III.

Масса – 4,2 кг.

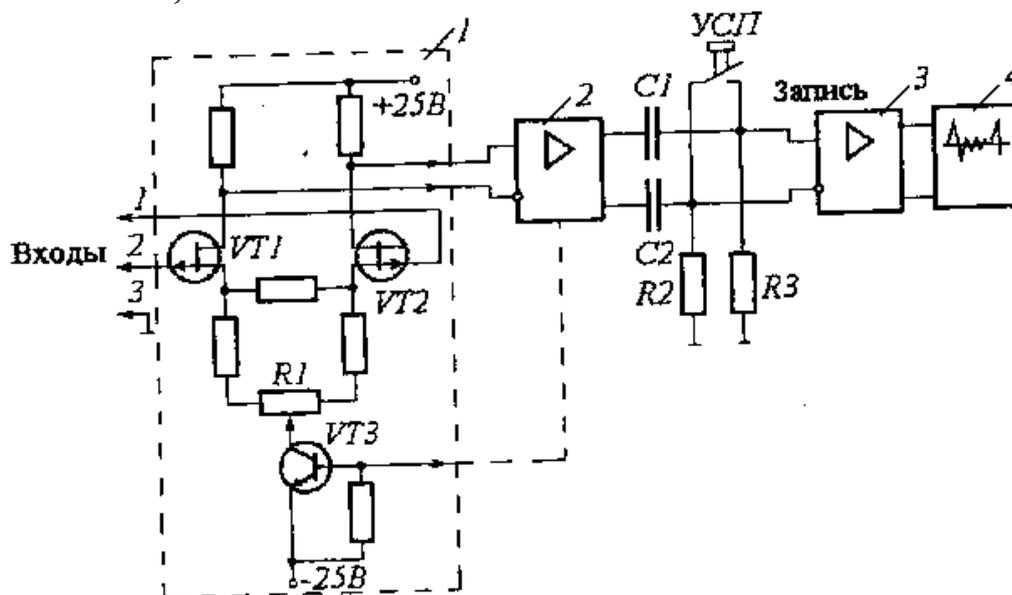


Рис. 3.7

В состав электрокардиографа (см. рис. 3.7) входят: усилитель биопотенциалов, состоящий из входной части 1, промежуточной части 2 и усилителя постоянного тока 3; регистратор изменения биопотенциалов 4; устройство питания (на схеме не показано).

Входная часть выполнена на полевых транзисторах VT1, VT2. Их затворы подключаются к электродам, установленным на кожном покрове. Для увеличения входного сопротивления в цепях затворов отсутствуют резисторы, которые должны были бы соединять их с общей шиной с нулевым потенциалом, показанной знаком \perp . Их роль выполняет сопротивление тела обследуемого пациента. Для увеличения коэффициента ослабления синфазного входного сигнала в цепь истоков транзисторов VT1, VT2 включен биполярный транзистор VT3 (выполняет функцию источника тока). С его помощью от промежуточной части усилителя 2 вводится отрицательная обратная связь по синфазному сигналу, что позволяет получить коэффициент его ослабления порядка $80 \div 100$ дБ. Резистор R1 осуществляет балансировку дифференциального входного каскада.

Входная и промежуточная части представляют собой дифференциальный усилитель сигналов переменного тока, который отделен

от усилителя постоянного тока 3 разделительными RC-цепочками (R_3 , C_1 и R_2 , C_2). Благодаря им сигнал постоянного тока, который характеризует постоянное значение ЭДС на кожном покрове между электродами 1 и 2, не передается на усилитель постоянного тока 3 и регистрирующее устройство 4. Постоянная времени этих разделительных цепей достаточно большая, так как нижняя частота полосы пропускания 0,1 Гц. Поэтому для быстреего завершения переходных процессов, связанных с зарядкой разделительных конденсаторов C_1 , C_2 , они замыкаются между собой накоротко. Замыкание осуществляется при нажатии кнопки «УСП».

Кнопкой «Запись» (см. рис. 3.7) включается лентопротяжный механизм и подается напряжение, разогревающее перо термической записи. Перед началом регистрации ЭКГ нажимают кнопку «УСП» и держат ее замкнутой некоторое время, пока происходит зарядка конденсаторов C_1 и C_2 . Поэтому при нажатии кнопки «Запись» переходные процессы зарядки конденсаторов отсутствуют, и регистратор записывает только интересующую информационную составляющую. Регистратор в простейшем случае представляет собой магнитоэлектрический измерительный механизм. На его подвижной части закреплено перо. На бумаге, перемещающейся с определенной скоростью, перо оставляет след, характеризующий форму кривой изменения биопотенциала. Перо может быть чернильным или тепловым. Тепловое перо – это спираль, нагреваемая электрическим током, которая оставляет след на специальной термобумаге.

3.5. Дифференциальный усилитель на одном операционном усилителе

Схема простейшего ДУ на основе ОУ приведена на рис. 3.8. Она включает в себя ОУ, цепь отрицательной обратной связи (ООС), состоящую из делителя R_{oc} , R_1 , и делитель из резисторов R_2 , R_3 , предназначенный для симметрирования входов ДУ и обеспечения равенства коэффициентов усиления по обоим входам.

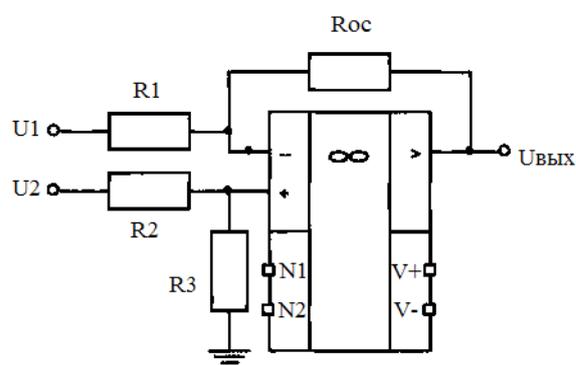


Рис. 3.8

Это обеспечивает пропорциональность выходного напряжения разности входных сигналов ($U_1 - U_2$).

Поскольку усилитель работает в линейном режиме, то выходное напряжение можно определить как алгебраическую сумму двух составляющих за счет U_1 и U_2 :

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 \frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} + 1 \right) - U_1 \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} \right) + U_{\text{сф}} \frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} + 1 \right) - U_{\text{сф}} \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} \right),$$

где $U_{\text{сф}}$ – напряжение синфазного сигнала.

Если обеспечить равенство соотношения $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{\text{ос}}}{R_1}$, то выходной

сигнал, вызванный наличием входного синфазного сигнала, будет равен 0, и суммарный выходной сигнал будет определяться только разностью входных сигналов U_1 и U_2 и коэффициентом усиления дифференциального сигнала:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} (U_1 - U_2),$$

где $-\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} = K_{U_{\text{диф}}}$ – коэффициент усиления дифференциального сигнала.

Для получения максимального значения коэффициента ослабления синфазного сигнала используют прецизионные резисторы.

Одним из недостатков схемы (см. рис. 3.8) является низкое входное сопротивление, различное для инвертирующего и неинвертирующего входов. Для увеличения входного сопротивления на входах ставят усилители-повторители напряжения на ОУ (рис. 3.9). При этом, если взять ОУ с входными каскадами на полевых транзисторах, то их входное сопротивление будет очень большим.

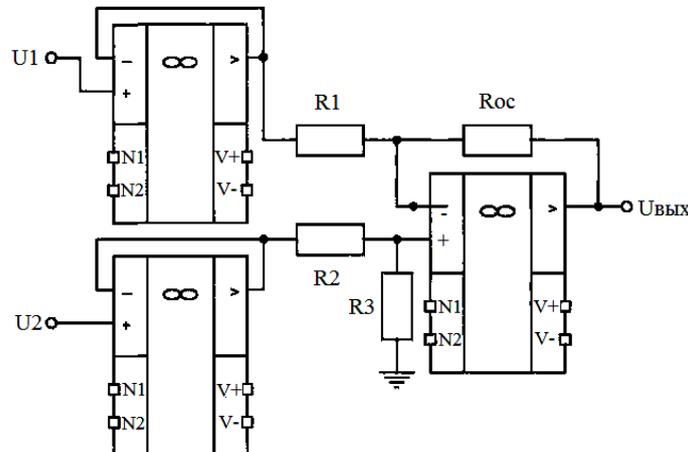


Рис. 3.9

Другим существенным недостатком рассмотренного выше ДУ (см. рис. 3.8) является сложность регулирования коэффициента усиления по следующим причинам:

а) для обеспечения соотношения $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{oc}}{R_1}$ необходимо одновременное одинаковое изменение сопротивлений двух резисторов;

б) при этом по-разному будут меняться входные сопротивления для синфазных сигналов, а это приведет к возникновению синфазной ошибки, которая будет тем больше, чем больше внутреннее сопротивление источника сигнала.

При неточности согласования сопротивлений резисторов выходной сигнал будет описываться выражением

$$U_{\text{вых сс}} = U_{\text{сс}} \frac{R_3 R_1 - R_2 R_{oc}}{R_1 (R_2 + R_3)}.$$

Этот сигнал, помимо составляющей, обусловленной действием помех, будет иметь составляющую среднего уровня:

$$U_{\text{вых су}} = \frac{(U_1 + U_2)}{2} \frac{R_3 R_1 - R_2 R_{oc}}{R_1 (R_2 + R_3)},$$

которая является погрешностью, вызванной действием синфазного сигнала. При этом коэффициент усиления синфазного сигнала имеет вид:

$$K_{U \text{ сс}} = \frac{R_3 R_1 - R_2 R_{oc}}{R_1 (R_2 + R_3)}.$$

Тогда коэффициент подавления синфазного сигнала K_{oc} , определяемый отношением коэффициентов усиления дифференциального и синфазного сигналов, будет равен:

$$M_{\text{сф}} = \frac{R_{oc}}{R_1} \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 R_3 - R_2 R_{oc}} = \frac{R_{oc} (R_2 + R_3)}{R_1 R_3 - R_2 R_{oc}}.$$

Расчеты показывают, что для обеспечения высокой точности усиления дифференциального (разностного) сигнала требуется ДУ с большим $M_{\text{сф}}$ (порядка 100 дБ). Для такого усилителя рекомендуется подбирать резисторы из класса прецизионных (с отклонениями от номинала не больше десятых долей процента).

3.6. Инструментальный дифференциальный усилитель на трех ОУ

Схема усилителя на трех ОУ представлена на рис. 3.10. Она включает в себя два каскада дифференциальных усилителей: первый – на двух операционных усилителях DA1 и DA2; второй – на одном операционном усилителе DA3. Резистор R_6 обеспечивает регулирование коэффициента усиления. Резистор R_3 обычно делается подстроечным с целью получения максимального K_{occ} .

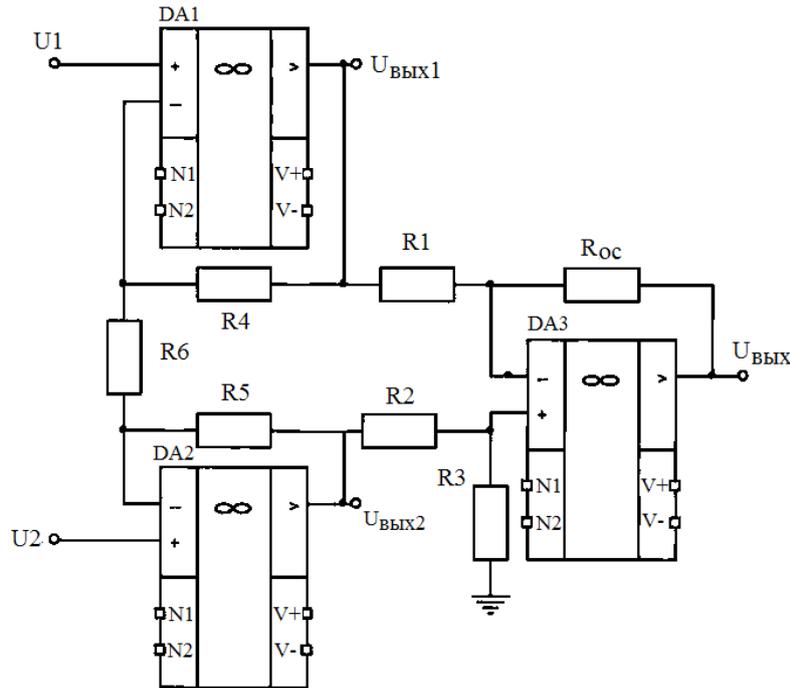


Рис. 3.10

Если предположить, что напряжения на инвертирующих и неинвертирующих входах DA1 и DA2 равны, тогда на их выходах будут следующие напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_1 \left(\frac{R_4}{R_6} + 1 \right) - U_2 \left(\frac{R_4}{R_6} \right) + U_{\text{cc}} \left(\frac{R_4}{R_6} + 1 \right) - U_{\text{cc}} \left(\frac{R_4}{R_6} \right);$$

$$U_{\text{ВЫХ2}} = U_2 \left(\frac{R_5}{R_6} + 1 \right) - U_1 \left(\frac{R_5}{R_6} \right) + U_{\text{cc}} \left(\frac{R_5}{R_6} + 1 \right) - U_{\text{cc}} \left(\frac{R_5}{R_6} \right).$$

Из этих выражений следует, что входной каскад обеспечивает большой дифференциальный коэффициент усиления и единичный коэффициент усиления синфазных сигналов. При этом с помощью резистора R_6 можно регулировать дифференциальный коэффициент усиления фактически без влияния на коэффициент усиления синфазного сигнала.

Таким образом, дифференциальный выход первого каскада будет представлять собой сигнал с существенно уменьшенной (относительно) синфазной составляющей. Он используется для возбуждения второго каскада, который представляет собой простейший ДУ.

Дифференциальное разностное выходное напряжение при выполнении условия $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{oc}}{R_1}$ будет

$$U_{\text{вых р}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} (U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}),$$

или

$$U_{\text{вых р}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} \left(\frac{R_4 + R_5}{R_6} + 1 \right) (U_1 - U_2) = -K_{u \text{ диф}} (U_1 - U_2),$$

где $K_{U \text{ диф}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} \left(\frac{R_4 + R_5}{R_6} + 1 \right)$.

Из-за неточности согласования соотношения коэффициент ослабления синфазного сигнала будет

$$M_{\text{сф}} = \frac{R_{oc} (R_2 + R_3) (R_4 + R_5 + R_6)}{R_6 (R_1 R_3 + R_2 R_{oc})}.$$

Отсюда следует, что схема с тремя ОУ дает коэффициент подавления синфазного сигнала $M_{\text{сф}}$ в $(R_4 + R_5 + R_6)/R_6$ раз больше, чем схема с одним операционным усилителем. Это позволяет ослабить требования к согласованию сопротивлений резисторов. Указанные требования тем мягче, чем больше коэффициент усиления первого каскада, поэтому второй каскад часто выполняется с единичным коэффициентом усиления.

Поскольку в приведенной схеме (см. рис. 3.10) входные каскады на DA1 и DA2 обладают единичным коэффициентом усиления по отношению к синфазному сигналу, выходной сигнал среднего уровня

определяется как $U_{\text{выхОУ}} = \frac{(U_1 + U_2)}{2} \frac{R_1 R_3 - R_2 R_{oc}}{R_1 (R_2 + R_3)}$, т.е. зависит от величин сопротивлений резисторов второго каскада и рассогласования

соотношения $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{oc}}{R_1}$.

3.7. Многоходовый дифференциальный усилитель

Рассмотренные варианты дифференциальных усилителей получили свое дальнейшее развитие при проектировании многоходовых дифференциальных усилителей. Они широко применяются в медицинском приборостроении при разработке входных усилителей кардиографов, миографов, гастроэнтерографов, а также энцефаллографической аппаратуры. Принципиальная электрическая схема дифференциального усилителя подобного класса представлена на рис. 3.11.

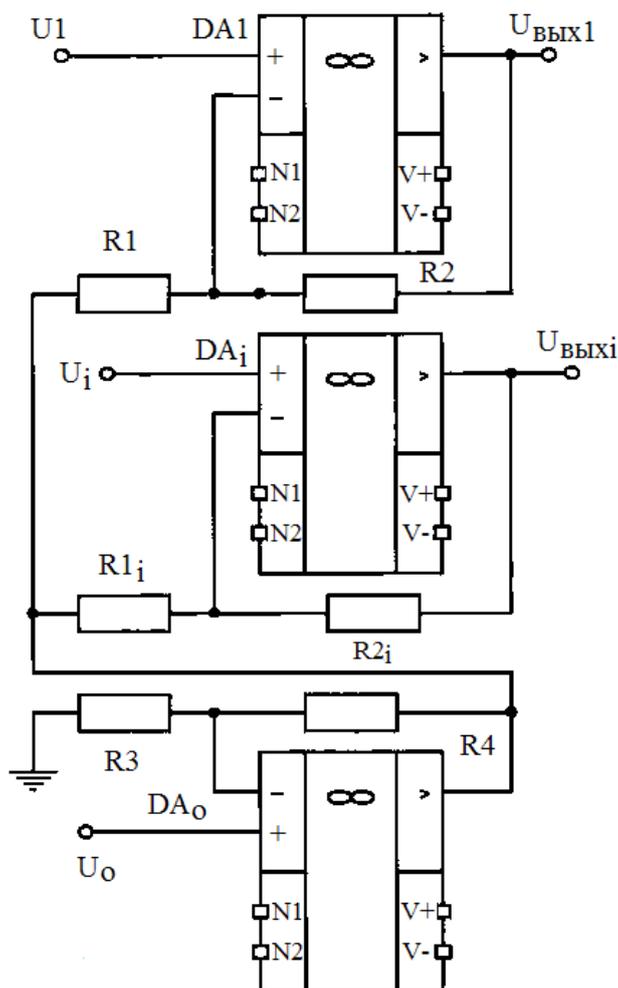


Рис. 3.11

Вход U_0 является опорным для формирования выходных разностных сигналов $U_{\text{ВЫХ}i} = U_i - U_0$.

Рассмотрим условия формирования выходных сигналов при совместном действии на входе напряжения сигнала и помехи:

$$U_{\text{ВХ}0} = U_0 + E_{\text{П}};$$

$$U_{\text{вх } i} = U_i + E_{\text{п}},$$

где $E_{\text{п}}$ – напряжение помехи, действующее синфазно на все входы дифференциального усилителя.

Выходной сигнал опорного (нулевого) канала при этом будет определяться соотношением

$$U_{\text{вых } 0} = U_{\text{вх } 0} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right).$$

Для выходного сигнала i -го канала выражение, описывающее выходной сигнал, будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{вых } i} = U_{\text{вх } i} \left(1 + \frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right) - U_{\text{вых } 0} \left(\frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right).$$

После подстановки соответствующих выражений с учетом совместного действия сигнала и помехи выходной сигнал определится следующим образом:

$$U_{\text{вых } i} = (U_i + E_{\text{п}}) \left(1 + \frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right) - (U_0 + E_{\text{п}}) \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \right] \left(\frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right).$$

При выполнении условия $\left(\frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right) \left(\frac{R_4}{R_3} \right) = 1$ выходной сигнал

$$U_{\text{вых } i} = (U_i + E_{\text{п}} - U_0 - E_{\text{п}}) \left(1 + \frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right) = (U_i - U_0) \left(1 + \frac{R_{2i}}{R_{1i}} \right).$$

Таким образом, для любого из i -каналов многовходового дифференциального усилителя выходной сигнал равен разности соответствующего входного и опорного сигналов, а коэффициент усиления по i -й разности равен коэффициенту усиления неинвертирующего усилителя. При этом выходной сигнал не зависит от сигнала синфазной помехи.

Исполнение условия $\left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3} \right) = 1$ требует, чтобы для макси-

мального подавления синфазной помехи собственный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя опорного канала должен быть немного больше единицы.

Краткие выводы

1. Рассмотрены схемотехнические особенности, работа, параметры и характеристики наиболее широко применяемых схем ДУ, в том числе:

- а) ДУ на биполярных транзисторах;
- б) ДУ на полевых транзисторах;
- в) ДУ на основе операционных усилителей;
- г) специальная схема ДУ на трех ОУ – инструментальный усилитель;
- д) многовходовый ДУ на ОУ.

2. Основное внимание уделено особенностям построения и работы дифференциальных усилителей, – их достоинствам и недостаткам.

3. Дифференциальные пары являются важным – элементом аналоговой интегральной схемотехники. Входной каскад каждого ОУ реализуется по дифференциальной схеме.

4. Применение биполярных и полевых транзисторов для реализации ДУ позволяет выбирать схемы с наиболее предпочтительными параметрами для решения конкретной задачи.

5. ДУ на основе ОУ, построенный по схеме стандартного измерительного усилителя, имеет большой коэффициент ослабления (подавления) синфазной помехи и позволяет регулировать коэффициент усиления полезного (дифференциального) сигнала в больших пределах с помощью одного потенциометра.

Вопросы для самоконтроля

1. Что такое дифференциальный усилитель (ДУ)?
2. Основные параметры ДУ.
3. Назначение и особенности реализации усилителя биопотенциалов.
4. ДУ на биполярных транзисторах: схема, достоинства, недостатки.
5. ДУ на полевых транзисторах: схема, достоинства, недостатки.
6. ДУ на операционном усилителе: простейшая схема, достоинства, недостатки.
7. Схема ДУ на ОУ с повышенным входным сопротивлением: назначение элементов, работа схемы, достоинства, недостатки.
8. Инструментальный ДУ: схема, назначение элементов, работа, достоинства, недостатки.
9. Многовходовый ДУ: схема, назначение элементов, работа, достоинства, недостатки.

Глава 4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ ОУ

4.1. Основные понятия и определения

Фильтр – это прибор, пропускающий электрические сигналы определенной частоты или диапазона частот. Различают пассивные и активные фильтры. Пассивные строятся только на пассивных элементах R , C , L (*резистор, конденсатор, индуктивность*). Активный фильтр (АФ) – это электрическая схема, использующая активный прибор и, в частности, операционный усилитель.

Достоинства активных фильтров:

- а) обеспечивают передачу сигнала с усилением;
- б) в ряде случаев могут оказаться дешевле, чем пассивные фильтры (например, – использующие – явление индуктивности);
- в) легче настраиваются;
- г) имеют высокое входное и низкое выходное сопротивление, что обеспечивает почти полную развязку (отсутствие взаимодействия) фильтра, как с источником сигнала, так и нагрузкой.

Недостатки:

- а) АЧХ фильтра зависит от частотных свойств активного элемента (транзистора, ОУ), поэтому АФ в основном используются в диапазоне НЧ, в то время как в диапазоне ВЧ и СВЧ используются пассивные фильтры;
- б) в отличие от пассивных активные фильтры требуют источника питания.

4.2. Виды фильтров

В зависимости от частотных свойств различают: фильтр низкой частоты (ФНЧ), фильтр высокой частоты (ФВЧ), полосовой фильтр (ПФ) и режекторный, или заградительный, фильтр (РФ).

Отметим, что ФВЧ и ФНЧ, точно так же, как ПФ и РФ, являются фильтрами с противоположными функциями.

Фильтр низкой частоты

Фильтр НЧ обеспечивает прохождение сигнала в диапазоне частот от нуля до частоты среза f_{cp} и подавление сигналов с $f > f_{cp}$. Идеальный ФНЧ имеет АЧХ, изображенную на рис. 4.1. По оси ординат может быть отложен как коэффициент передачи фильтра

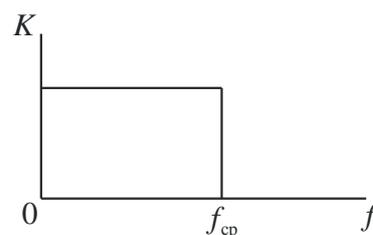


Рис. 4.1

$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$, так и $U_{\text{ВЫХ}}$. Коэффициент передачи K чаще выражается в децибелах, т.е. $K_{\text{дБ}} = 20 \log(U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}})$. В результате, если $U_{\text{ВЫХ}} > U_{\text{ВХ}}$, то $K_{\text{дБ}} > 0$; если $U_{\text{ВЫХ}} < U_{\text{ВХ}}$ (ослабление), то $K_{\text{дБ}} < 0$.

Частота по оси X обычно откладывается в логарифмическом масштабе, а $K_{\text{дБ}}$ в линейном.

Полосой пропускания ФНЧ называется диапазон частот от 0 до $f_{\text{ср}}$. Диапазон частот за пределами $f_{\text{ср}}$ – полоса подавления. Таким образом, ФНЧ хорошо пропускает низкие и подавляет высокие частоты.

В действительности АЧХ ФНЧ отличается от идеальной тем, что граница между полосой пропускания и полосой подавления не является такой резкой (вертикальной), как изображено на рис. 4.1. Это замечание относится ко всем реальным фильтрам.

Фильтр высокой частоты

Фильтр ВЧ, в отличие от ФНЧ, хорошо пропускает ВЧ и подавляет НЧ. Идеальная АЧХ представлена на рис. 4.2. Полоса подавления ФВЧ простирается от 0 до $f_{\text{ср}}$, а полоса пропускания – от $f_{\text{ср}}$ и выше (теоретически до бесконечности, а практически – до $f_{\text{гр}}$ активного элемента).

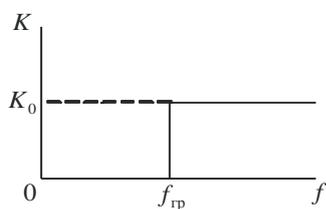


Рис. 4.2

Полосовой фильтр

Полосовой фильтр обеспечивает пропускание сигнала в узком диапазоне частот от $f_{\text{н}}$ до $f_{\text{в}}$ в пределах центральной частоты f_0 . Идеальная АЧХ фильтра представлена на рис. 4.3. Полоса подавления ПФ простирается на $f_{\text{в}} < f < f_{\text{н}}$. Полоса пропускания $2\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$. Очевидно, что такую АЧХ можно получить, если соединить последовательно два фильтра: ФВЧ с частотой среза $f_{\text{ср}} = f_{\text{н}}$ и ФНЧ с частотой среза $f_{\text{ср}} = f_{\text{в}}$. Центральную частоту f_0 находят как среднее геометрическое $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$, т.е. $f_0 = \sqrt{f_{\text{н}} f_{\text{в}}}$.

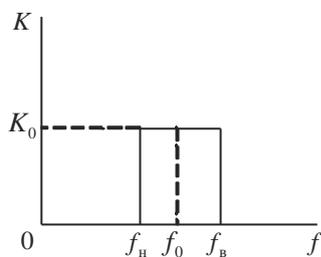


Рис. 4.3

Продемонстрируем разницу на примерах.

Пример 1. Дан полосовой фильтр с $f_{\text{н}} = 600$ Гц, $f_{\text{в}} = 1,2$ кГц.

Найдем f_0 :

$$f_0 = \sqrt{600 \cdot 1200} = 848,5 \text{ Гц} - \text{точное значение.}$$

$f_0 = \frac{600 + 1200}{2} = 900$ Гц – отличается от вычисленной ранее примерно на 6 %.

Если полоса пропускания фильтра и f_0 известны, то по уровню 3 дБ можно найти граничные частоты:

$$f_{\text{н}} = \frac{2\Delta f + \sqrt{(2\Delta f)^2 + 4f_0^2}}{2};$$

$$f_{\text{в}} = f_{\text{н}} + 2\Delta f.$$

Пример 2. Дан полосовой фильтр с полосой пропускания $2\Delta f = 200$ Гц и $f_0 = 1,2$ кГц. Найдем $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$:

$$f_{\text{н}} = -\frac{200 + \sqrt{(200)^2 + 4(1200)^2}}{2} = 1104 \text{ Гц};$$

$$f_{\text{в}} = 1104 + 200 = 1304 \text{ Гц.}$$

Полоса пропускания фильтра и его центральная частота связаны между собой через добротность (или фактор качества) Q так, что:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f} \text{ или } Q = \frac{f_0}{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{f_{\text{н}} f_{\text{в}}}}{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}}.$$

Величина $1/Q$ называется относительной шириной полосы, которую чаще выражают в процентах от центральной частоты f_0 . В примере 2 $Q = 1200/200 = 6$, относительная ширина полосы $1/Q = 1/6 = 0,167$ – это означает, что полоса пропускания данного фильтра (200 Гц) составляет 16,7 % от центральной частоты $f_0 = 1,2$ кГц. Реальная АЧХ ПФ отличается от представленной на рис. 4.3. На рис. 4.4 показана типичная АЧХ реального ПФ. Полоса пропускания определяется граничными частотами $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$, значения которых соответствуют уменьшению K в $\sqrt{2}$ раз (или на 3 дБ).

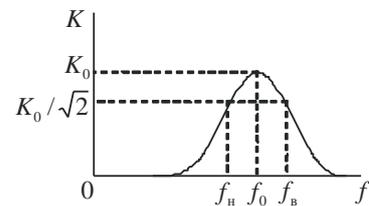


Рис. 4.4

Для определения коэффициента передачи фильтра на любой частоте f можно использовать выражение

$$K_{\text{дБ}}(f) = K_{0 \text{ дБ}} - 10 \lg \left\{ 1 + Q^2 \left[\frac{\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - 1}{\frac{f}{f_0}} \right]^2 \right\}.$$

Учитывая, что АЧХ симметрична относительно f_0 , очевидно, что значение K будет одинаковым как для отношения f/f_0 , так и f_0/f .

Пример 3. Для ПФ с $Q = 7$, $K_{0 \text{ дБ}} = 0$ дБ, $f_0 = 700$ Гц определим $K_{\text{дБ}}(f = 900 \text{ Гц})$:

$$f / f_0 = 900 / 700 = 1,286;$$

$$K_{\text{дБ}}(f) = 0 - 10 \lg \left\{ 1 + 7^2 \left[\frac{(1,286)^2 - 1}{1,286} \right]^2 \right\} = -11,4 \text{ дБ}.$$

Аналогичное значение $K_{\text{дБ}}$ будем иметь на $f = 700 / 1,286 = 544$ Гц.

Режекторный фильтр

АЧХ РФ представлена на рис. 4.5. Такую АЧХ можно получить с помощью параллельного соединения ФНЧ и ФВЧ и сумматора (рис. 4.6). Очевидно, что РФ является противоположным полосовому фильтру, так как он хорошо пропускает сигнал с $f_{\text{в}} < f < f_{\text{н}}$ (имеет две полосы пропускания) и подавляет сигнал с f от $f_{\text{н}}$ до $f_{\text{в}}$ (одна полоса подавления). Поэтому этот фильтр еще называется заградительным, так как не пропускает сигнал с частотой в пределах частоты f_0 (от $f_{\text{н}}$ до $f_{\text{в}}$). В аудиоусилителях такой частотой является частота 60 Гц (помеха, которую надо подавить). Очевидно, что реальная АЧХ РФ будет отличаться от идеальной (рис. 4.7). Частота f_0 называется частотой впадины, или режекции, а значение $K(f = f_0)$ – глубиной впадины. Для расчета значения $K_{\text{дБ}}$ на любой частоте можно использовать выражение

$$K_{\text{дБ}} = K_{0 \text{ дБ}} + 20 \lg \left\{ \frac{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \right]^2 + \left(\frac{f}{Qf_0}\right)^2} \right\}.$$

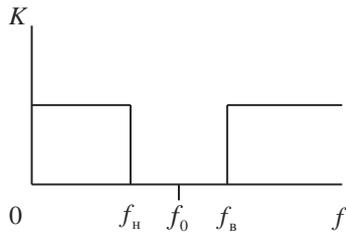


Рис. 4.5

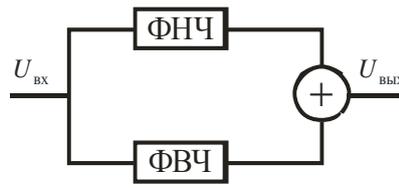


Рис. 4.6

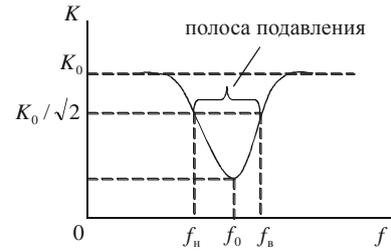


Рис. 4.7

4.3. АЧХ и избирательность фильтра

Селективность (избирательность) характеризует способность фильтра пропускать требуемые сигналы (помехи) и зависит от нескольких факторов. АЧХ фильтров, рассмотренных ранее, являются идеализированными. В реальных условиях эти характеристики аппроксимируются различными полиномами (функциями), определяющими название фильтра. Среди них – четыре основных (базовых): Баттерворта, Чебышева, Бесселя и эллиптический (первые два используются чаще остальных).

Фильтры Баттерворта (ФБ)

Особенность фильтра – максимально плоская АЧХ и достаточно хороший спад.

Пример АЧХ фильтров Баттерворта НЧ и ВЧ приведен на рис. 4.8.

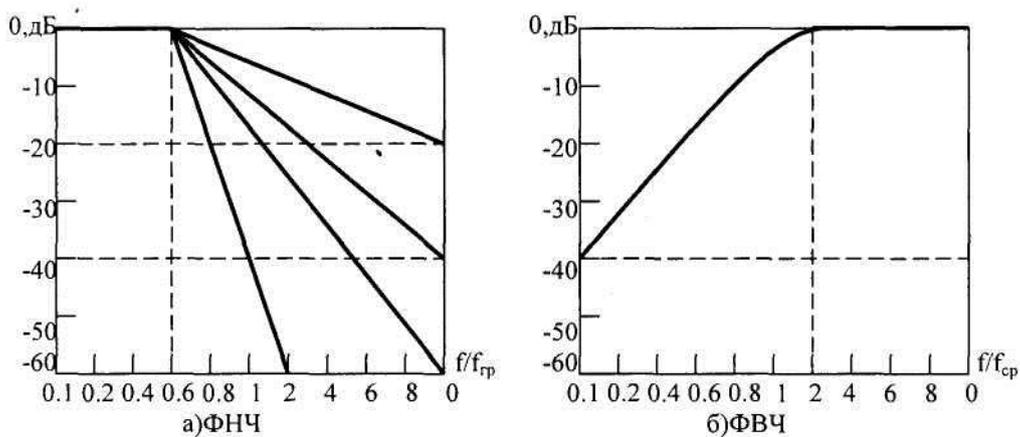


Рис. 4.8

По оси X используется логарифмический масштаб, тогда АЧХ за пределами полосы пропускания для обоих фильтров будет линейной

функцией частоты. Границу между полосой пропускания и полосой подавления определяет частота среза (граничная) $f_{гр} = f_{ср}$. В полосе подавления с ростом частоты коэффициент передачи фильтра НЧ падает, а ФВЧ – растет. Принято оценивать качество фильтра (ослабление нежелательных сигналов) количеством децибел на октаву или на декаду (определяется по оси y и x соответственно): $\Delta K / \Delta f$. Спад АЧХ фильтра зависит от его порядка и вида аппроксимации АЧХ.

Для фильтра Баттерворта НЧ

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{ср}}\right)^{2n}}}$$

или

$$K_{дБ} = K_{0 дБ} - 10 \lg \left[1 + \left(\frac{f}{f_{ср}}\right)^{2n} \right],$$

где K_0 – коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания; $f_{ср}$ – частота среза фильтра; n – порядок фильтра.

Порядок фильтра определяет ослабление в полосе подавления. Чем выше порядок, тем выше избирательность фильтра. Очевидно, что спад АЧХ также зависит от порядка фильтра. Для фильтра Баттерворта НЧ и ВЧ спад АЧХ равен $\pm 6n$ дБ/окт или $20n$ дБ/дек. Следовательно, если $n=1$ (фильтр первого порядка), то спад АЧХ – ± 6 дБ/окт или 20 дБ/дек, для фильтра второго порядка ($n=2$) – ± 12 дБ/окт или 40 дБ/дек и т.д. Идеальный фильтр НЧ имеет вертикальный спад АЧХ, что может обеспечить фильтр, порядок которого $n = \infty$. На рис. 4.8, а показано изменение АЧХ в зависимости от n .

Частота среза определяется по уровню 3 дБ (уменьшение K в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K_0). Очевидно, что фильтр высокого порядка имеет АЧХ с более крутым спадом, но с ростом n увеличивается сложность фильтра, стоимость, требования к элементам, сложность настройки и т.п.

Пример. Дан фильтр Баттерворта третьего порядка ($n=3$), $K_0=1$. Определим необходимую частоту среза фильтра, если входной

сигнал с $f = 1800$ Гц и амплитудой 1,5 В должен быть ослаблен до уровня 0,32 В.

Решение.

На $f = 1800$ Гц фильтр должен иметь коэффициент передачи $K = 0,32/1,5 = 0,213$.

Следовательно,

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1800}{f_{\text{ср}}}\right)^6}} = 0,213 \text{ — или — } 22,041 = 1 + \left(\frac{1800}{f_{\text{ср}}}\right)^6.$$

Проведя необходимые преобразования, в том числе возведение в квадрат и логарифмирование левой и правой частей, получим $f_{\text{ср}} = 1081$ Гц.

АЧХ фильтра Баттерворта ВЧ определяется как

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{\text{ср}}}{f}\right)^{2n}}} \quad \text{или} \quad K_{\text{дБ}} = K_{0\text{дБ}} - 10 \lg \left[1 + \left(\frac{f_{\text{ср}}}{f}\right)^{2n} \right].$$

Фильтры Чебышева

Фильтр Чебышева (ФЧ) имеет волнистую АЧХ в полосе пропускания, но более резкий спад по сравнению с фильтром Баттерворта.

На рис. 4.9 приведены АЧХ ФНЧ (рис. 4.9, а) и ФВЧ (рис. 4.9, б).

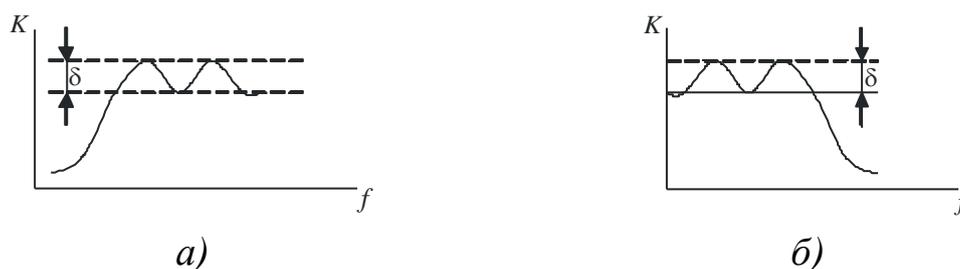


Рис. 4.9

АЧХ ФНЧ описывается как

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (EC_n)^2}} \quad \text{или} \quad K_{\text{дБ}} = K_{0\text{дБ}} - 10 \lg [1 + (EC_n)^2],$$

где E — константа, характеризующая волнистость АЧХ, причем $E = \sqrt{10^{0,1\delta} - 1}$, где δ — размах колебаний значения коэффициента передачи фильтра в полосе пропускания, обычно в децибелах; C_n — ко-

эффицент полинома Чебышева n -го порядка ($C_{n+1} = 2\alpha C_n - C_{n-1}$, где $\alpha_{ФВЧ} = f_{ср} / f$, $\alpha_{ФНЧ} = f / f_{ср}$).

По количеству пиков и впадин на АЧХ можно судить о порядке фильтра (рис. 4.10). На рис. 4.10, а $n = 3$, на рис. 4.10, б $n = 4$.

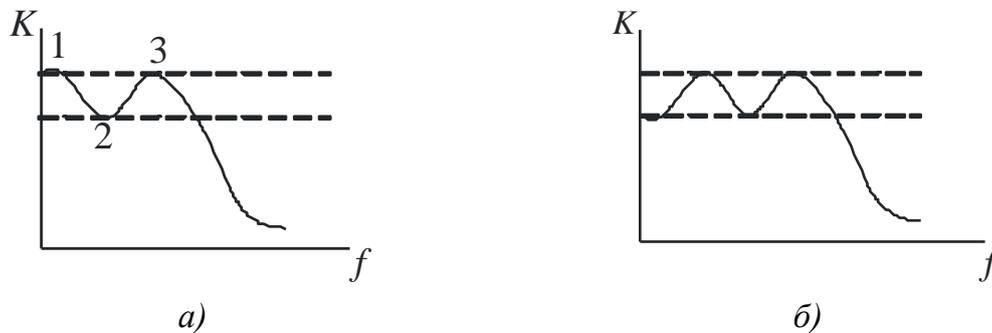


Рис. 4.10

Известно, что если $f / f_{ср}$ в полосе подавления велико, то можно использовать упрощенное выражение для АЧХ:

$$K_{дБ} \approx -20 \lg E - 20n \lg \frac{f}{f_{ср}} - 6(n-1).$$

Пример. Дан фильтр Чебышева 4-го порядка, размах колебаний АЧХ $\delta = 1,0$ дБ и $f_{ср} = 500$ Гц. Надо определить K на $f = 1,5$ кГц.

Решение.

$$E = \sqrt{10^{0,11 \text{ дБ}} - 1} = 0,509,$$

$$K_{дБ} = -20 \lg 0,509 - 20 \cdot 4 \lg \left(\frac{1500}{500} \right) - 6(4-1) = -50 \text{ дБ}.$$

Для определения порядка фильтра можно использовать следующую формулу:

$$n = \frac{\cos n^{-1} \left[(10^{0,1\delta} - 1) / (10^{0,1K} - 1) \right]^{0,5}}{\cos n^{-1} (f / f_{ср})},$$

где δ и K измеряются в децибелах, причем K – значение АЧХ фильтра на частоте входного сигнала.

Если сравнивать фильтры Чебышева и Баттерворта одинакового порядка – с той же $f_{ср}$ при одной и той же f , то увидим, что ослабление ФЧ больше, чем ФБ. Спад АЧХ ФЧ определяется также: $\Delta K / \Delta f = 6n$ дБ/окт или $20n$ дБ/дек. Отметим, что ФЧ низких порядков дает примерно то же ослабление, что и ФБ.

Эллиптический фильтр (фильтр Якобиана)

Название «эллиптический» связано с тем, что используется отношение двух полиномов, называемых эллиптическими функциями Якобиана. Главное достоинство такого фильтра – более резкий спад АЧХ по сравнению с ФЧ и ФБ. Однако в полосе подавления появляется «выброс» K (рис. 4.11).

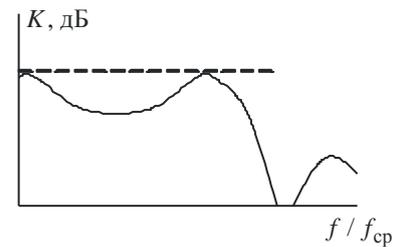


Рис. 4.11

Фильтр Бесселя

Имеет наилучшую фазо-частотную характеристику (ФЧХ), поэтому используется в тех случаях, когда требуется линейная ФЧХ и не предъявляется жестких требований к АЧХ.

4.4. Схемы активных фильтров

Для реализации активных фильтров с разными АЧХ на практике чаще всего используются схемы на основе ОУ. К ним относятся схемы:

- а) Саллена – Кея (Sallen – Key) – ФНЧ, ФВЧ;
- б) с многопетлевой ОС – ФНЧ, ФВЧ, ПФ;
- в) с двойным Т-образным мостом – ПФ и РФ;
- г) каскадный фильтр.

Они являются фильтрами 2-го порядка и используются как самостоятельно, так и как блоки для реализации фильтров более высоких порядков.

Схема Саллена – Кея

Схема Саллена – Кея (эквивалентна источнику напряжения, управляемому напряжением) приведена на рис. 4.12, а. Комбинируя элементы R и C в качестве Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 , получаем разные схемы фильтров.

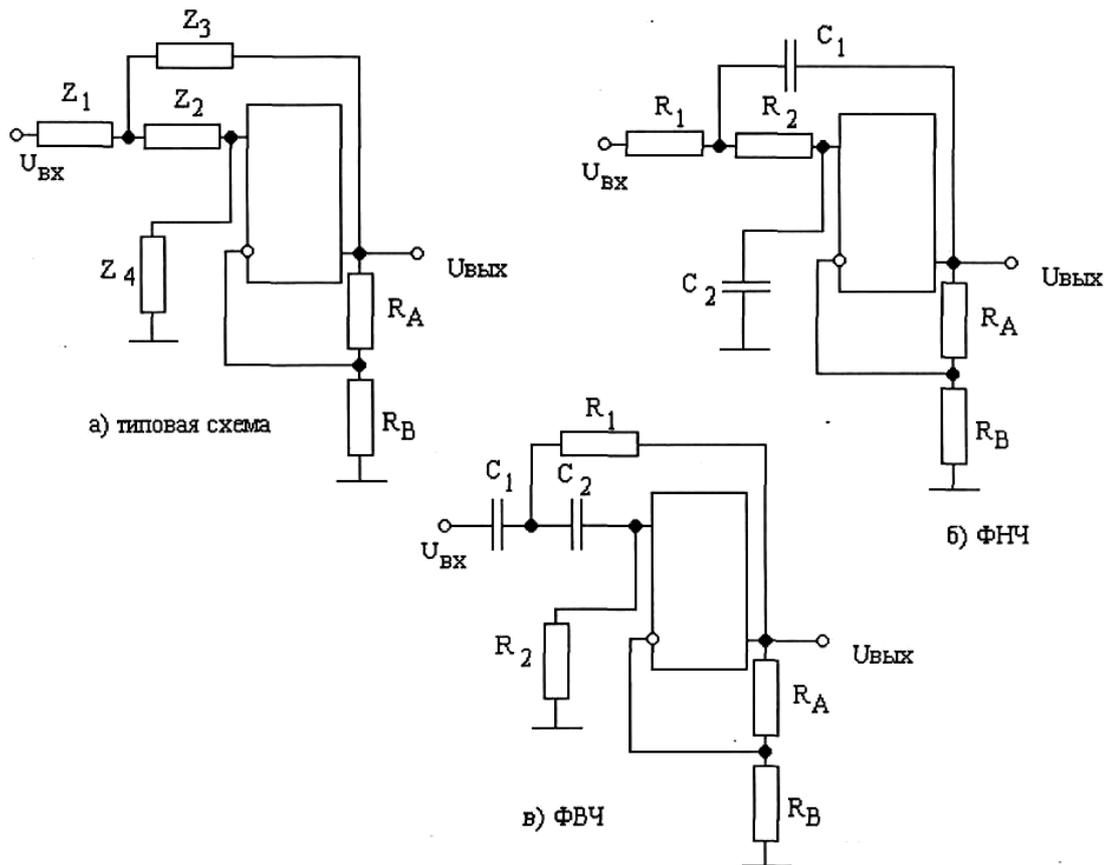


Рис. 4.12

Так, на рис. 4.12, б приведена конкретная схема ФНЧ, а на рис. 4.12, в – схема ФВЧ.

Для обоих фильтров

$$f_{\text{ср}} = 1/2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}.$$

При $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$ получаем фильтр, который называется фильтром с равными компонентами (рис. 4.13). В этом случае

$$f_{\text{ср}} = 1/2\pi \cdot R_1C_1.$$

Величина C_1 – выбирается, а R_1 – рассчитывается исходя из заданной $f_{\text{ср}}$. Резисторы R_A , R_B , определяющие коэффициент передачи (усиления) фильтра, выбирают в зависимости от того, какой фильтр реализуется: Чебышева, Баттерворта или Бесселя. Обычно они определяются из отношения R_B/R_A с учетом желаемой величины частоты среза. Для фильтров 2-го порядка эти решения приведены в таблице.

Тип фильтра	R_B / R_A	Частота среза как функция $f_{\text{ср зад}}$		
		ФНЧ	ФВЧ	ПФ
Бесселя	0,268	$1,274 f_{\text{ср зад}}$	$0,785 f_{\text{ср зад}}$	1,27
Баттерворта	0,586	$1,000 f_{\text{ср зад}}$	$1,00 f_{\text{ср зад}}$	1,59
Чебышева ($n=2$)	0,955	$0,863 f_{\text{ср зад}}$	$1,152 f_{\text{ср зад}}$	1,96
Чебышева ($n=3$)	1,105	$0,852 f_{\text{ср зад}}$	$1,174 f_{\text{ср зад}}$	2,11
Чебышева ($n=4$)	1,233	$0,841 f_{\text{ср зад}}$	$1,189 f_{\text{ср зад}}$	2,23

Фильтры более высоких порядков строятся путем каскадного соединения фильтров 1-го и 2-го порядков. Базовая схема фильтра 1-го порядка приведена на рис. 4.14. В зависимости от Z_1 и Z_2 он может быть ФНЧ или ФВЧ. Так, если $Z_1 = R$; $Z_2 = 1/j\omega C$, получаем ФНЧ; если $Z_1 = 1/j\omega C$, $Z_2 = R$ – получаем ФВЧ. Но в обоих случаях это схема повторителя напряжения, $K_0 = 1$; спад АЧХ – 6 дБ/окт или 20 дБ/дек, а $f_{\text{ср}} = 1/2\pi RC$. Фильтр третьего порядка можно получить путем каскадного соединения фильтров 1-го и 2-го порядков. Для фильтра 4-го порядка достаточно взять два звена 2-го порядка, фильтр 5-го порядка реализуется путем каскадного соединения одного звена 1-го порядка и двух звеньев 2-го порядка и т.д. Причем требуемая частота среза для каждого каскада (звена) определяется в зависимости от заданной $f_{\text{ср}}$ для фильтра в целом. В таблице приведены необходимые значения R_B / R_A и $f_{\text{ср}}$ звеньев для фильтров 3 – 6-го порядков.

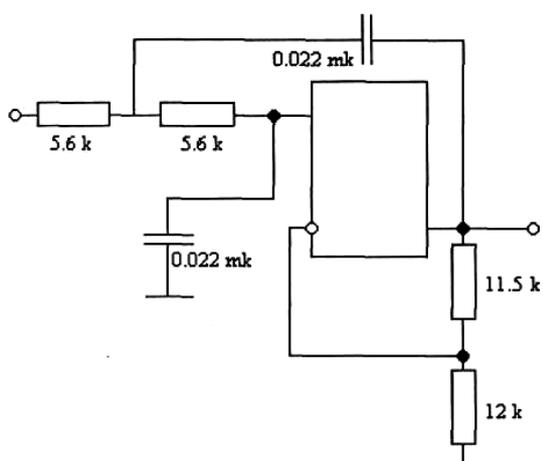


Рис. 4.13

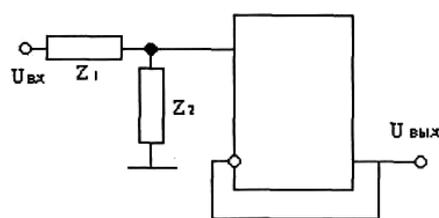


Рис. 4.14

Отметим некоторые важные для проектирования фильтров моменты (см. таблицу):

а) значение требуемой частоты среза ФВЧ получается как величина, обратная приведенной в таблице;

б) 1-й каскад фильтров нечетных порядков всегда является звеном 1-го порядка;

в) в звене 1-го порядка не существует резисторов R_A , R_B , так как ОУ включен как повторитель напряжения;

г) для фильтра Баттерворта f_{cp} всех каскадов берется идентичной и равной заданной f_{cp} для всего фильтра.

Изложенное проиллюстрируем примерами.

Пример 1. Необходимо спроектировать фильтр 3-го порядка НЧ с $f_{cp\text{зад}} = 847$ Гц, используя звено Чебышева 2-го порядка.

Решение: Из таблицы для звена 1-го порядка

$$f_{cp} = 0,452 \cdot 847 = 382,8 \text{ Гц.}$$

Полагая $C_1 = 0,033$ мкФ, находим $R_1 = 1/2\pi \cdot 382,8 \cdot 0,033 \cdot 10^{-6} = 12,6$ кОм (берем стандартную величину 12 кОм). Для звена 2-го порядка $f_{cp} = 0,911 \cdot 847 = 771,6$ Гц

Полагая $C_1 = 0,1$ мкФ, находим $R_1 = 1/2\pi \cdot 771,6 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 2,06$ кОм (берем 2 кОм).

Если $R_A = 10$ кОм, то $R_B = 1,504 R_A$ кОм (берем 15 кОм).

Полная схема приведена на рис. 4.15.

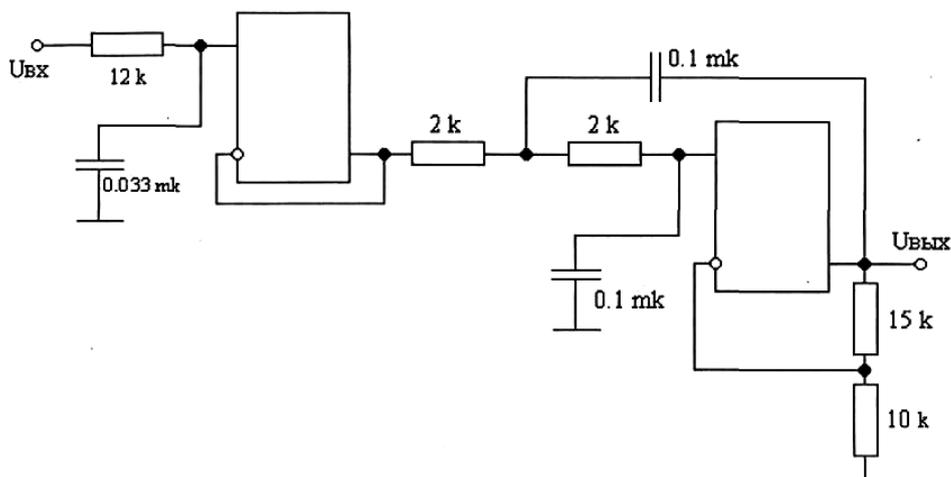


Рис. 4.15

Пример 2. Требуется спроектировать фильтр Баттерворта 4-го порядка НЧ с $f_{cp} = 1200$ Гц.

Решение. Для звеньев 2-го порядка частота среза берется равной заданной, т.е. 1200 Гц. Полагая $C_1 = 0,1$ мкФ для обоих звеньев, находим $R_1 = 1/2\pi \cdot 1200 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 13,3$ кОм (берем 13 кОм). Для 1-го звена $R_B/R_A = 0,152 \cdot 10 = 1,52$. Пусть $R_A = 10$ кОм, тогда $R_B = 0,152 \cdot 10 = 1,52$ кОм (берем 1,5 кОм). Для 2-го звена $R_B/R_A = 1,235$. Пусть $R_A = 12$ кОм, тогда $R_B = 1,235 \cdot 12 = 14,8$ кОм (берем 15 кОм). Полная схема фильтра приведена на рис. 4.16.

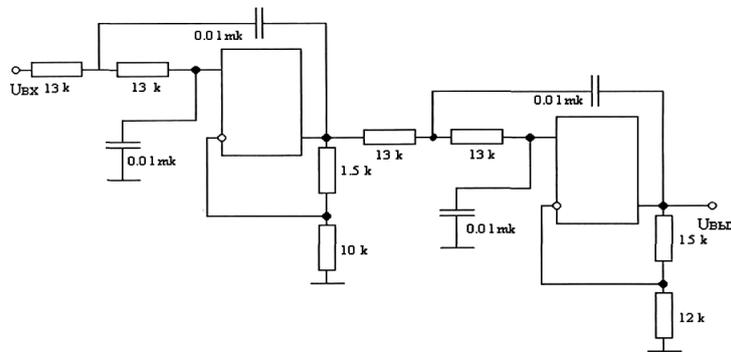


Рис. 4.16

Пример 3. Требуется спроектировать фильтр Чебышева 5-го порядка ВЧ с $f_{cp} = 350$ Гц.

Решение. Из таблицы для звена 1-го порядка $f_{cp1} = (1/0,280) \times 350 = 1250$ Гц. Полагая $C_1 = 0,01$ мкФ, найдем $R_1 = 1/2\pi \cdot 1250 \times 0,01 \cdot 10^{-6} = 12,7$ кОм (берем 13 кОм). Для звена 2-го порядка $f_{cp2} = (1/0,714) \cdot 350 = 490,2$ Гц. Полагая $C_1 = 0,033$ мкФ, найдем $R_1 = 1/2\pi \cdot 490 \cdot 0,033 \cdot 10^{-6} = 9,84$ кОм (берем 10 кОм). Если взять $R_A = 2,4$ кОм, получаем $R_B = 1,285 \cdot 2,4 = 3,08$ кОм (берем 3 кОм). Для последнего (3-го) звена $f_{cp3} = (1/0,94) \cdot 350 = 364,2$ Гц. Полагая $C_1 = 0,022$ мкФ, найдем $R_1 = 1/2\pi \cdot 364,2 \cdot 0,022 \cdot 10^{-6} = 19,9$ кОм (берем 20 кОм). Если взять $R_A = 1,2$ кОм, то $R_B = 1,820 \cdot 1,2 = 2,18$ кОм (берем 2,2 кОм). Полная схема фильтра приведена на рис. 4.17.

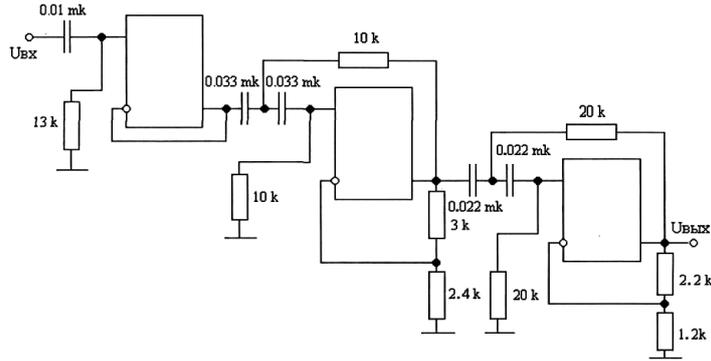


Рис. 4.17

Универсальный фильтр с многопетлевой ОС

Универсальный фильтр с многопетлевой ОС наряду с рассмотренной выше находит также широкое применение (см. рис. 4.17), но

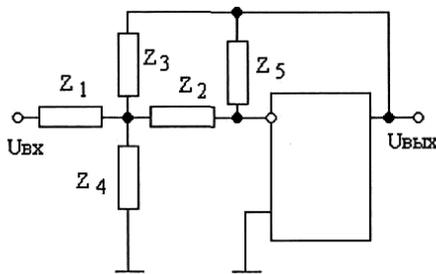


Рис. 4.18

отличается тем, что здесь используется две петли обратной связи и ОУ выполнен по инвертирующей схеме (рис. 4.18).

В зависимости от Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 схема может выполнять функции ФНЧ ($Z_1 = R_1; Z_2 = R_2; Z_3 = R_3; Z_4 = 1/j\omega C_1; Z_5 = 1/j\omega C_2$), ФВЧ ($Z_1 = 1/j\omega C_1;$

$Z_2 = 1/j\omega C_2; Z_3 = 1/j\omega C_3; Z_4 = R_1; Z_5 = R_2$), ПФ ($Z_1 = R_1, Z_2 = 1/j\omega C_1; Z_3 = 1/j\omega C_2; Z_4 = R_2; Z_5 = R_3$).

Частота среза

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{Z_2 Z_3 Z_4 Z_5}}.$$

Главная проблема – расчет параметров элементов схемы, которые должны обеспечивать АЧХ фильтра. Поэтому чаще всего эта схема используется для реализации ПФ с добротностью $Q \cong 15$. При этом оба конденсатора берутся одинаковыми, т.е. $Z_2 = Z_3$.

Центральная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}}.$$

Задав f_0, Q, C и K_0 , находим номиналы резисторов: $R_1 = Q/2\pi f_0 C K_0, R_2 = Q/2\pi f_0 C \cdot (2Q^2 - K_0); R_3 = Q/\pi f_0 C$.

При этом необходимо обеспечить $Q > \sqrt{\frac{K_0}{2}}$.

Коэффициент передачи фильтра на центральной частоте $K_0 = R_3 / 2R_1$.

Пример. Определите номиналы элементов схемы полосового фильтра с многопетлевой ОС, имеющего $f_0 = 750$ Гц, $Q = 4,2$, $K_0 = 1,32$.

Решение. Проверим выполнение условия:

$$Q > \sqrt{\frac{K_0}{2}} = 0,81 < 4,2 \text{ — верно.}$$

Возьмем конденсатор емкостью $0,01$ мкФ. Тогда $R_1 = 4,2 / 2\pi \cdot (750 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot 1,32) = 67,6$ кОм. Используем ближайший стандарт $R_1 = 68$ кОм.

$R_2 = 4,2 / 2\pi \cdot 750 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 4,2^2 - 1,32) = 2,6$ кОм. Принимаем $R_2 = 2,7$ кОм (стандарт).

$R_3 = 2 \cdot 67,6 \cdot 10^3 \cdot 1,32 = 178$ кОм. Принимаем $R_3 = 180$ кОм (стандарт).

В результате имеем схему ПФ, представленную на рис. 4.19.

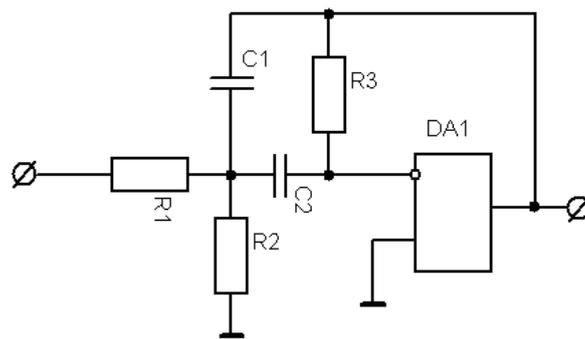


Рис. 4.19

Режекторный фильтр можно построить на основе полосового, если к его выходу присоединить двухвходовый сумматор, на второй вход которого поступает сигнал со входа полосового фильтра (рис. 4.20).

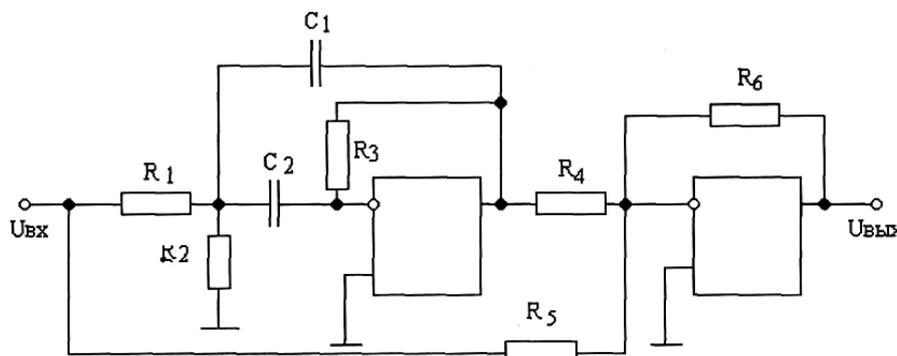


Рис. 4.20

На входе ПФ имеем сигнал, повернутый по фазе относительно входного на 180° . Сложение в суммирующем усилителе с исходным сигналом обеспечивает на выходе напряжение, в идеале равное 0. На практике, для того чтобы на f_0 $U_{\text{ВЫХ}} = 0$, необходимо выполнить условие

$$R_5 = R_6;$$

$$R_5 / R_4 = R_3 / 2R_1.$$

Учитывая, что $R_3 / 2R_1 = K_0$ – коэффициент передачи ПФ на центральной частоте, очевидно, что общий коэффициент передачи режекторного фильтра равен 1.

Двойной T-образный фильтр

Используется достаточно широко на практике для реализации как ПФ (рис. 4.21, а), так и РФ (рис. 4.21, б).

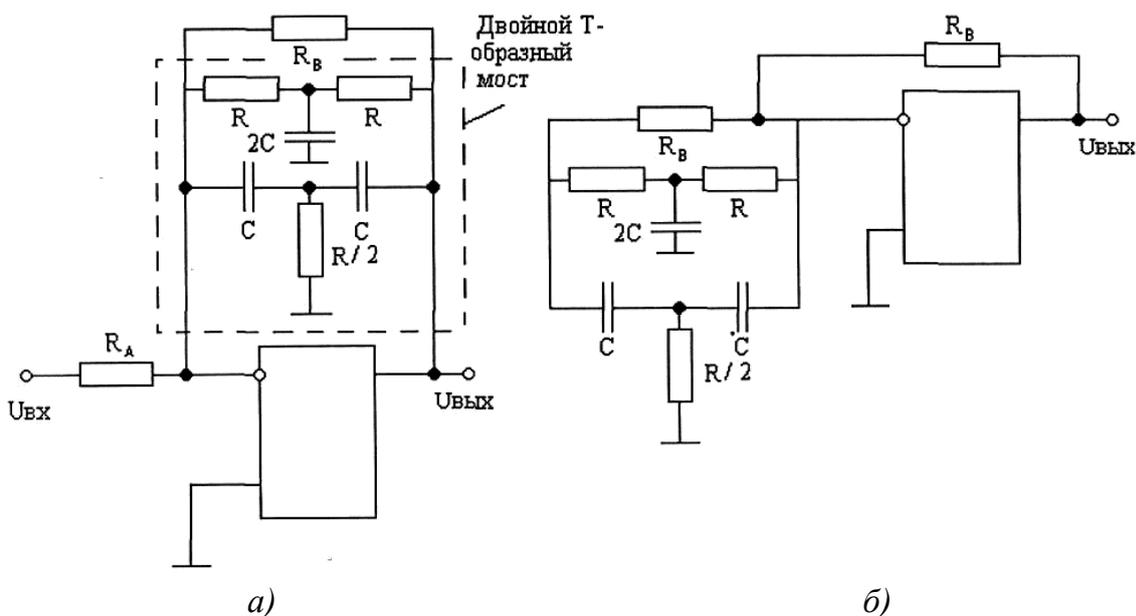


Рис. 4.21

Центральная частота $f_0 = 2\pi \cdot RC$. Коэффициент передачи ПФ на f_0 : $-K_0 = -R_B / R_A$, а для РФ $K_0 = 0$. На остальных частях у ПФ $K \rightarrow 0$, а у РФ $K \rightarrow R_B / R_A$.

Каскадный фильтр

Формируется путем каскадного соединения звеньев на ОУ, в результате имеет несколько выходов, каждый из которых является выходом либо ФНЧ, ФВЧ, либо ПФ. Поэтому такой фильтр называется

универсальным. Наиболее часто он строится на основе дифференциального усилителя (A_1) и двух интегрирующих звеньев A_2 и A_3 (рис. 4.22). Причем имеем с выхода 1 – ФВЧ, с выхода 2 – ПФ, с выхода 3 – ФНЧ. При этом ФВЧ и ФНЧ – фильтры 2-го порядка.

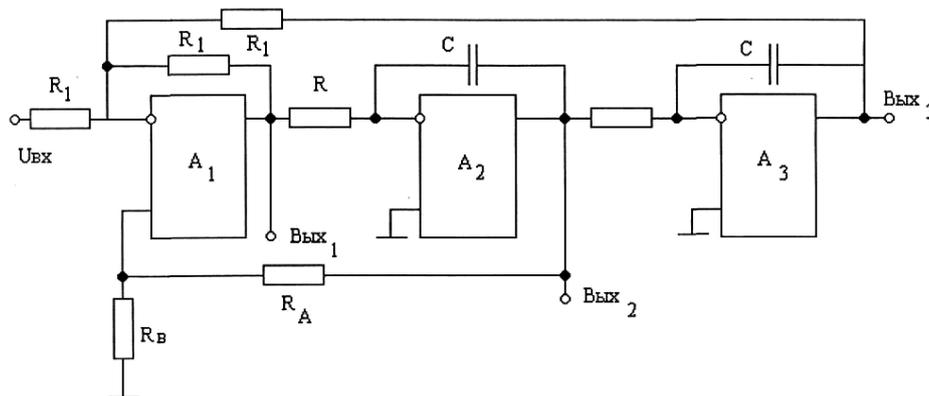


Рис. 4.22

Для каскадного фильтра частота среза и центральная частота одинаковы и равны $f_{cp} = f_0 = 1/2\pi \cdot RC$. Добротность фильтра определяется резисторами R_A и R_B так, что $R_A = (3Q - 1)R_B$, $R_1 = 10$ кОм. В таком фильтре Q может достигать нескольких сотен. Для ФНЧ и ФВЧ $K_0 = 1$. Для ПФ $K_0 = 0$.

Недостаток схемы: невозможность обеспечения одновременно для всех фильтров оптимальных характеристик. Например, для ФНЧ и ФВЧ Баттерворта $Q = 0,707$. Следовательно, при проектировании фильтра либо обеспечивается АЧХ ФНЧ / ФНЧ Баттерворта (но тогда $Q = 0,707$), либо АЧХ ПФ с высокой Q .

Пример. Определите номиналы элементов фильтра (см. рис. 4.22), если $f_0 = 600$ Гц, $Q = 50$.

Решение. Найдем площадь усиления как $f_0 \cdot K_0$. Учитывая, что для ПФ $K_0 = Q$, получим $50 \cdot 600 = 30$ кГц. Необходимо выбрать ОУ с $f_{гр} \gg 30$ кГц. Например, ОУ типа 741. Полагая $C = 0,022$ мкФ, из формулы для $f_{cp} = f_0 = 1/2\pi \cdot RC$, найдем $R = 1/2\pi \cdot 0,022 \cdot 10^{-6} \cdot 600 = 12,1$ кОм (стандарт 12 кОм). Находим $R_A = (3 \cdot 50 - 1)R_B = 149R_B$. Пусть $R_B = 1$ кОм, тогда $R_A = 149$ кОм (стандарт 150 кОм).

Для построения режекторного фильтра достаточно к выводам 1 и 3 подключить двухвходовый сумматор, как показано на рис. 4.23. Обычно $R_1 = 10$ кОм.

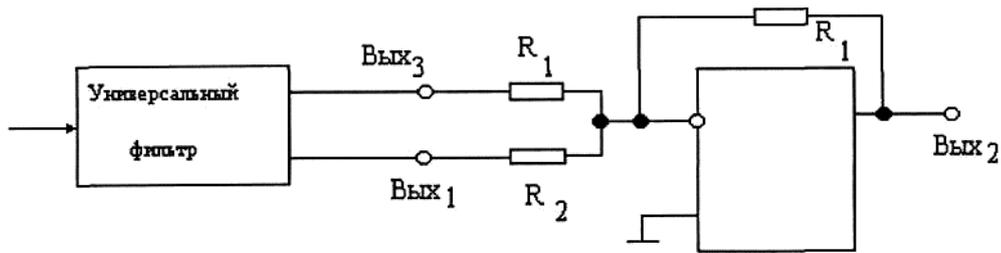


Рис. 4.23

Центральная частота f_0 и добротность Q те же, что у ПФ.

Краткие выводы

1. Рассмотрены активные фильтры с точки зрения их избирательности: ФНЧ, ФВЧ, ПФ, РФ.
2. Раскрыты способы аппроксимации (описания) АЧХ фильтров: Баттерворта, Чебышева, Бесселя и др. Проведено сравнение их с точки зрения приближения к идеальной АЧХ.
3. Даны практические схемы фильтров: Саллена – Кея, универсальная с многопетлевой ОС, с двойным Т-образным мостом, универсальный каскадный фильтр.

Вопросы для самоконтроля

1. Что такое фильтр?
2. Что такое активный и пассивный фильтры? В чем их разница?
3. Перечислите четыре базовых варианта фильтра и нарисуйте их АЧХ.
4. Для каждого из четырех базовых фильтров определите частоту среза, полосу пропускания.
5. Как связаны между собой f_0 и полоса пропускания полосового фильтра?
6. Поясните, как можно сформировать АЧХ ПФ, используя ФНЧ и ФВЧ?
7. Что означает октава декада?
8. Назовите четыре основных варианта аппроксимируемых АЧХ фильтра.
9. Какой способ обеспечивает максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания?
10. Поясните, как строятся фильтры более высоких порядков?
11. Сравните фильтр Чебышева с фильтром Баттерворта.
12. Назовите основные характеристики фильтра Бесселя, эллиптического фильтра.

13. Сравните эллиптический фильтр с фильтрами Баттерворта и Чебышева.

14. Сравните фильтр Бесселя с другими фильтрами.

15. Нарисуйте схему Саллена – Кея. Укажите ее достоинства и недостатки.

16. Нарисуйте схему фильтра с многопетлевой ОС. Назовите ее достоинства и недостатки.

17. Нарисуйте схему фильтра с двойным Т-образным мостом, назовите основные характеристики.

18. Подумайте, как строится каскадный универсальный фильтр?

Упражнения

1. ФВЧ Баттерворта 4-го порядка имеет $K_0 = 5$ дБ, $f_{cp} = 1570$ Гц.

Определите:

а) K на $f = 623$ Гц;

б) выходное напряжение, если $U_{вх} = 4,6$ В.

2. ФВЧ Баттерворта имеет $K_0 = 1$ и $f_{cp} = 942$ Гц. Определите порядок фильтра, если необходимо иметь на $f = 2000$ Гц K на 35 дБ меньше, чем K_0 .

3. Определите f_{cp} ФНЧ Баттерворта 2-го порядка, если необходимо иметь $K_0 = 5$ дБ. Известно, что на $f = 1500$ Гц $K = -18,5$ дБ.

4. Дан фильтр ВЧ Баттерворта 5-го порядка с $K_0 = 8$ дБ, $f_{cp} = 1,2$ Гц.

Определите частоту входного сигнала, для которой $K = -62$ дБ.

5. Дан ФНЧ Чебышева 3-го порядка, имеющий размах колебаний коэффициента передачи в полосе пропускания $\delta = 2$ дБ и $f_{cp} = 650$ Гц. Определите K на $f = 1345$ Гц.

6. Повторить упражнение 5, если $\delta = 0,5$ дБ.

7. Дан ПФ с $f_{нгр} = 647$ Гц и $f_{вгр} = 832$ Гц. Определите:

а) f_0 ;

б) полосу пропускания;

в) добротность Q . $R_1 = 1/2\pi \cdot 1250$.

8. ПФ имеет $f_0 = 2,6$ кГц и $Q = 8,3$. Определите частоты, на которых K отличается от K_0 на 3 дБ.

9. ПФ имеет $K_0 = 3$ дБ. Определите K :

а) на частоте 1,8 кГц;

б) $f = 4$ кГц.

10. Дан ПФ с $Q=10$, $K_0=0$ дБ, $f_0=1100$ Гц. Определите K на $f=800$ Гц. На какой другой частоте ПФ будет иметь такой же коэффициент передачи?

11. Определите f_0 и Q ПФ, если $f_{нгр}=1762$ Гц.

12. Определите частоты:

а) на 3 декады выше 400 Гц;

б) на 2 декады ниже 3,5 кГц;

в) на 4 октавы выше 831 Гц;

д) на 3 октавы ниже 2,3 кГц.

13. Определите $f_{ср}$ ФНЧ 2го порядка по схеме Саллена – Кея, если $R_1=R_2=18$ кОм; $C_1=C_2=0,022$ мкФ.

14. Определите требуемую величину $R_1=R_2$ для ФВЧ 2-го порядка Саллена – Кея, если $f_{ср}=554$ Гц, $C_1=C_2=0,77$ мкФ.

15. Для схемы ФНЧ Саллена – Кея ($n=2$) определите номиналы элементов для фильтра Баттерворта с $f_{ср}=1200$ Гц, $C=0,01$ мкФ.

16. Определите схему и номиналы элементов ФВЧ Баттерворта ($n=4$) с $f_{ср}=650$ Гц, $C=0,01$ мкФ.

17. Определите схему и номиналы элементов для ФНЧ Баттерворта ($n=5$) с $f_{ср}=650$ Гц, $C=0,01$ мкФ.

18. Определите схему и номиналы элементов однодецибельного фильтра ВЧ Чебышева ($n=4$), если $f_{ср}=700$ Гц, $C=0,01$ мкФ.

19. Для схемы ПФ с многопетлевой ОС имеем $R_1=47$ кОм, $R_2=150$ кОм, $C=0,015$ мкФ. Определите:

а) f_0 ;

б) K_0 в децибелах;

в) полосу пропускания;

г) коэффициент передачи на $f=850$ Гц.

20. Определите номиналы элементов для ПФ по схеме с многопетлевой ОС, если $f_0=1100$ Гц, $Q=5$, $K_0=2$, $C=0,01$ мкФ.

21. Дан режекторный фильтр по схеме двойного Т-образного моста. Определите f_0 и K_0 , если $R=5,6$ кОм, $R_A=100$ кОм, $R_B=220$ кОм, $C=0,47$ мкФ.

22. Определите номиналы элементов каскадного фильтра (см. рис. 4.22), если известно, что ПФ имеет $f_0=950$ Гц, $Q=40$, $C=0,01$ мкФ.

23. Определите номиналы элементов каскадного фильтра (см. рис. 4.22), если ФНЧ имеет $f_{ср}=700$ Гц, $C=0,01$ мкФ.

Глава 5. УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ НА ОУ

После изучения главы студенты должны:

- 1) иметь представление о базовых конфигурациях звуковых усилителей на основе ОУ, а также интегральных усилителей мощности;
- 2) выработать умение сравнивать инвертирующий и неинвертирующий усилители переменного тока по свойствам, параметрам, характеристикам.

5.1. Усилитель низкой частоты

Как известно, звуковые усилители работают в диапазоне частот от 20 до 20 кГц. В то же время ОУ – это усилитель постоянного тока (УПТ) с бесконечно широкой полосой пропускания. Следовательно, для применения ОУ в диапазоне НЧ необходимо использовать цепи коррекции и компенсации. Очевидно, что это должны быть такие цепи, которые не вносят существенных искажений или шума в исходный сигнал. Среди параметров и характеристик ОУ для УНЧ наиболее важными являются: максимальная скорость нарастания выходного сигнала; коэффициент усиления K_0 и $K = K_0 / F$, где F – глубина ООС; площадь усиления и уровень шума. Некоторые из них влияют на другие параметры. Например, K и K_0 влияют на $R_{вх}$ и $R_{вых}$.

На входе ОУ, используемого в качестве УНЧ, включается конденсатор для разрядки предыдущего и последующего каскадов по постоянному току. С точки зрения схемотехники УНЧ на ОУ строятся на основе все тех же каскадов: инвертирующего, неинвертирующего, буферного или дифференциального усилителей.

Использование ОУ в диапазоне НЧ возможно при реализации:

- а) усилителей с низким коэффициентом усиления, таких как инверторы, буферы, повторители, дифференциальные и суммирующие каскады;
- б) усилителей с большим коэффициентом усиления, таких как предварительные усилители и усилители мощности.

5.2. УНЧ на основе инвертирующего усилителя

Схема УНЧ на основе инвертирующего усилителя приведена на рис. 5.1.

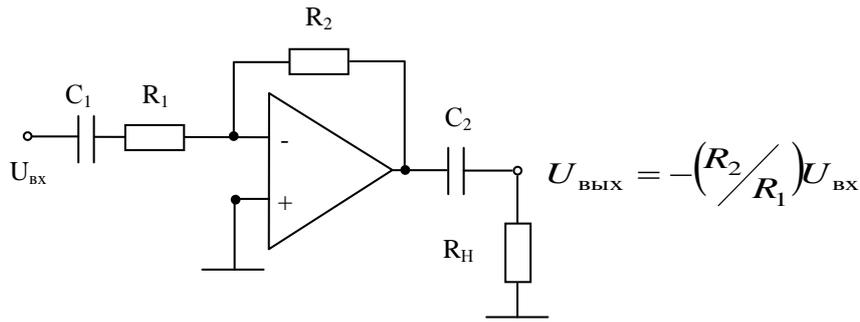


Рис. 5.1

Эта схема отличается от ранее рассмотренной тем, что в ней есть разделительные конденсаторы C_1 и C_2 , используемые для развязки каскадов по постоянному току. Однако, включение C_1 приводит к тому, что схема работает на частотах выше частоты среза усилителя $f_1 = 1/2\pi R_1 C_1$ и имеет коэффициент усиления $K = R_2/R_1$. Благодаря C_1 усилитель не пропускает постоянное напряжение и низкочастотный шум. Конденсатор C_2 вместе с R_H определяет частоту среза $f_2 = 1/2\pi R_H C_2$. Обычно элементы выбирают так, чтобы $f_1 = f_2$.

5.3. УНЧ на основе неинвертирующего усилителя

Схема УНЧ на основе неинвертирующего усилителя показана на рис. 5.2. Коэффициент усиления этого УНЧ – $K = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$.

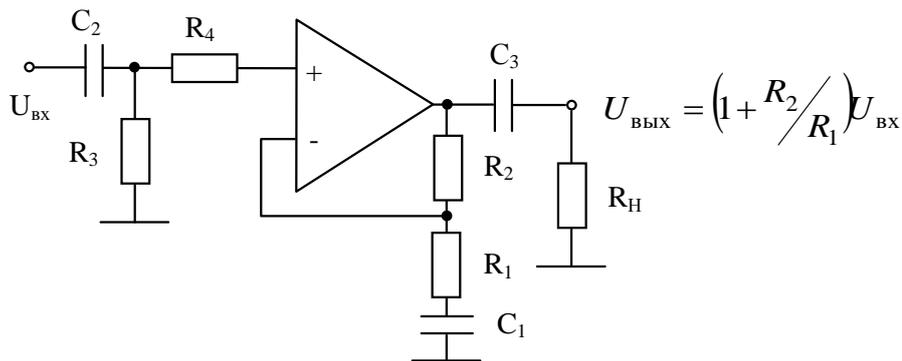


Рис. 5.2

Включение трех конденсаторов означает наличие трех частот среза: $f_1 = f(C_1) = 1/2\pi R_1 C_1$; $f_2 = f(C_2) = 1/2\pi R_3 C_2$; $f_3 = f(C_3) = 1/2\pi R_H C_3$.

Для уменьшения уровня низкочастотного шума частота f_1 должна быть наибольшей из всех. Обычно $f_2 = f_3$, причем $f_1 \approx (5-10)f_2$. Входное сопротивление схемы $R_{вх} \approx R_3$, а $R_4 \approx 100R_3$.

Пример. Необходимо определить номиналы элементов схемы неинвертирующего усилителя (см. рис. 5.1) так, чтобы коэффициент усиления $K = 10$ в диапазоне частот от 80 Гц, $R_{н} = 1,5$ кОм, $R_{вх} = 10$ кОм.

Решение.

1. Пусть $R_1 = 1$ кОм, тогда $R_2 = (K - 1)R_1 = (10 - 1) \cdot 1 = 9$ кОм. Используем резистор 9,1 кОм из стандартного ряда.

2. $R_3 = R_{вх} = 10$ кОм.

3. $R_4 \approx 100R_3 = 100 \cdot 10$ кОм = 10^6 Ом = 1 МОм.

4. $C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_1}$, где $f_1 = 80$ Гц. Тогда $C_1 \approx \frac{0,16}{10^3 \cdot 80} = 2$ мкФ.

Из стандартного ряда выбираем $C_1 = 2,2$ мкФ.

5. $C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_2}$, где $f_2 = \frac{f_1}{10} = 8$ Гц. Тогда $C_2 \approx \frac{0,16}{10^4 \cdot 8} \approx 2$ мкФ (стандарт – 2,2 мкФ).

6. $C_3 = \frac{1}{2\pi R_3 f_3}$, где $f_3 = f_2$. Тогда $C_3 \approx \frac{0,16}{1500 \cdot 8} = 13,3$ мкФ.

Из стандартного ряда выбираем $C_3 = 15$ мкФ.

5.4. Дифференциальный усилитель низкой частоты

Схема дифференциального УНЧ приведена на рис. 5.3. Отличие от обычной схемы – наличие конденсаторов на обоих входах. Для большего ослабления синфазных сигналов частота среза, определяемая входными RC-цепями, должна быть одинаковой, так что

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2}.$$

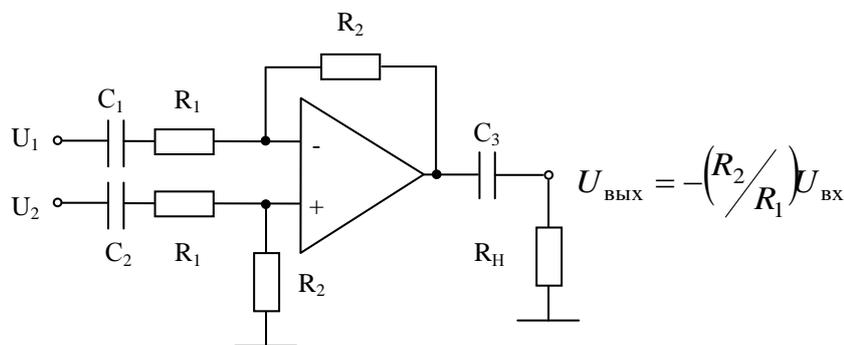


Рис. 5.3

Выходная RC -цепь определяет частоту $f_3 = 1/2\pi R_H C_3$, которая обычно берется равной f_1 . На частотах выше частоты среза $K = R_2/R_1$.

5.5. Сравнение инвертирующего и неинвертирующего усилителей

Схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителей широко используются для реализации УНЧ. Обе схемы имеют цепь ООС (с выхода на вход), но в одной схеме сигнал на выходе отличается по фазе на 180° , а в другой нет. Однако для уха человека это не имеет значения. Оба сигнала звучат одинаково. В табл. 5.1 приведены основные параметры обеих схем и влияние глубины ОС $F = K_0/K$ на них, позволяющие определить предпочтение одной схемы другой в том или ином случае.

Таблица 5.1

№ п/п	Параметр	Неинвертирующий усилитель	Инвертирующий усилитель
1	Входное сопротивление	$(1 + K_0)R_{вх}$	R_{oc}/K_0
2	Выходное сопротивление	$R_0/(1 + K_0)$	$R_0/(1 + K_0)$
3	Коэффициент нелинейных искажений	$K_r/(1 + K_0)$	$K_r/(1 + K_0)$
4	Коэффициент усиления шума	K	$1 + K$
5	Частота единичного усиления	f_1/K	$f_1/(1 + K)$

5.6. Предусилители. Выравнивание АЧХ

Предусилители предназначены для усиления слабых сигналов, обычно менее чем 10 мВ. Низкий уровень сигнала приводит к тому, что предусилитель имеет свои проблемы (специфику). Так как он является, как правило, первым каскадом усилительной системы, его характеристики существенно влияют на характеристики системы в целом.

Одна из первых проблем – уровень собственных шумов (Джонсона, дробовой, тепловой и др.). Если уровень внутренних шумов предусилителя 5 мкВ, а входной сигнал – 1 мВ, то отношение сигнал/шум будет $\frac{1 \text{ мВ}}{5 \text{ мкВ}} = 200$ (46 дБ).

Усилители для записи и воспроизведения звука отличаются от микрофонных усилителей тем, что их частотная характеристика должна быть скомпенсирована или выровнена с учетом характеристик процесса звукозаписи или воспроизведения.

Популярные типы звукоснимателей – магнитный, кристаллический, керамический – существенно различаются. Магнитный имеет на выходе низкий уровень сигнала и постоянную частотную характеристику в диапазоне +6 дБ/окт.

Керамический звукосниматель обеспечивает на выходе высокий уровень сигнала (от 100 мВ до 2 В), неизменный по уровню при изменении частоты, и не требует выравнивания (регулировки АЧХ).

Для гарантии качества ГОСТом установлена стандартная АЧХ для звукоснимателей (рис. 5.4): ниже 50 Гц – максимум коэффициента передачи сигнала, в диапазоне от 50 до 500 Гц – спад АЧХ от –6 дБ/окт (до –20 дБ/дек). Следующая частотная точка – 2,1 кГц, выше которой опять наблюдается спад АЧХ –6 дБ/окт. В табл. 5.2 приведено соответствие частот и коэффициента усиления.

На рис. 5.5 стандартная кривая, пересчитанная на 1 кГц, сопоставлена с АЧХ ОУ без ОС, имеющего частоту единичного усиления $f_1 = 1$ и 10 МГц. Анализ графиков показывает, что предусилитель на основе ОУ с $f_1 = 1$ МГц должен иметь на $f > 2,1$ кГц глубину ООС менее, чем 20 дБ ($K = \frac{K_0}{F}$ или в децибелах $K_{\text{дБ}} = K_{0\text{дБ}} - F_{\text{дБ}}$). Если же предусилитель использует ОУ с $f_1 = 10$ МГц, то глубина ООС должна быть минимум 34 дБ. Если добавить в схему RC-цепь с частотой среза выше 21 кГц, то стандартная кривая будет соответствовать примерно 20 дБ.

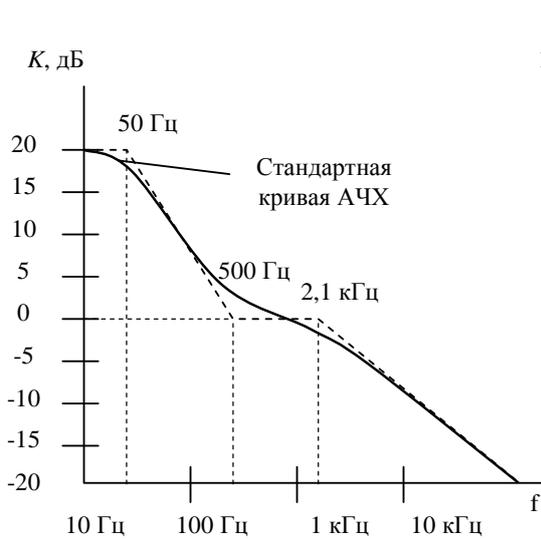


Рис. 5.4

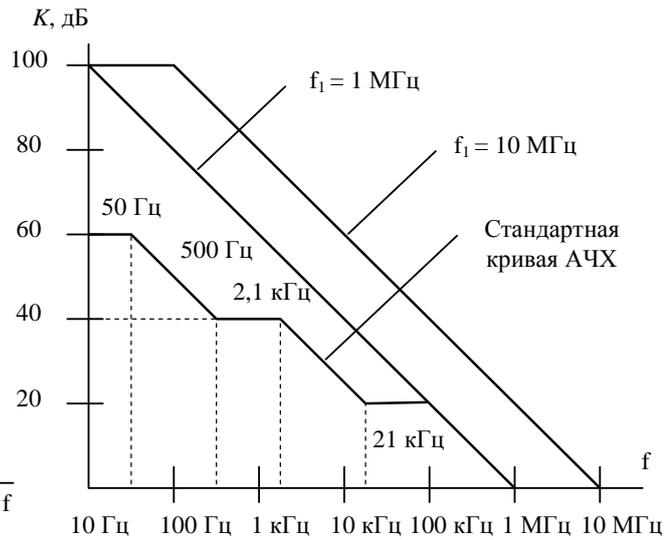


Рис. 5.5

Таблица 5.2

f , Гц	20	30	40	50	60	80	100	150	200	400	500	800	10^3	$1,5 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	$6 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$	$15 \cdot 10^3$
K , дБ	+19,3	+18,6	+17,8	+17,0	+16,1	+14,5	+13,1	+10,3	+8,2	+3,8	+2,6	+0,7	0*	1,4	2,6	4,8	6,6	8,2	9,6	11,9	13,7	17,2

В целом может быть использован любой ОУ, имеющий внешние цепи компенсации. В качестве примера на рис. 5.6 приведена схема предусилителя, использующего ОУ 725 с $K=100$ (40 дБ) на частоте 1 кГц. Внешние элементы компенсации R_7, R_8, C_4, C_5 обеспечивают компенсацию (уменьшение) K до уровня 20 дБ, что позволяет использовать ОУ с $f_1=10$ МГц. На низких частотах $K=1000$ (60 дБ), так как $K_v = R_2/R_1$.

Нижняя граничная частота $f_{нгр} = 1/(2\pi R_2 C_2) \approx 50$ Гц. Выше частоты 50 Гц наблюдается спад АЧХ со скоростью -6 дБ/окт до частоты 500 Гц, определяемой R_3 и C_2 . В диапазоне от 500 Гц до 2,1 кГц (определяется элементами R_3 и C_3) $K=100$ (40 дБ), так как $K = R_3/R_1$. На частотах выше 2,1 кГц K опять падает со скоростью -6 дБ/окт. Это продолжается до $f_1=21$ кГц, определяемой R_4 и C_3 , где $K=10$ (20 дБ), так как $K = R_4/R_1$.

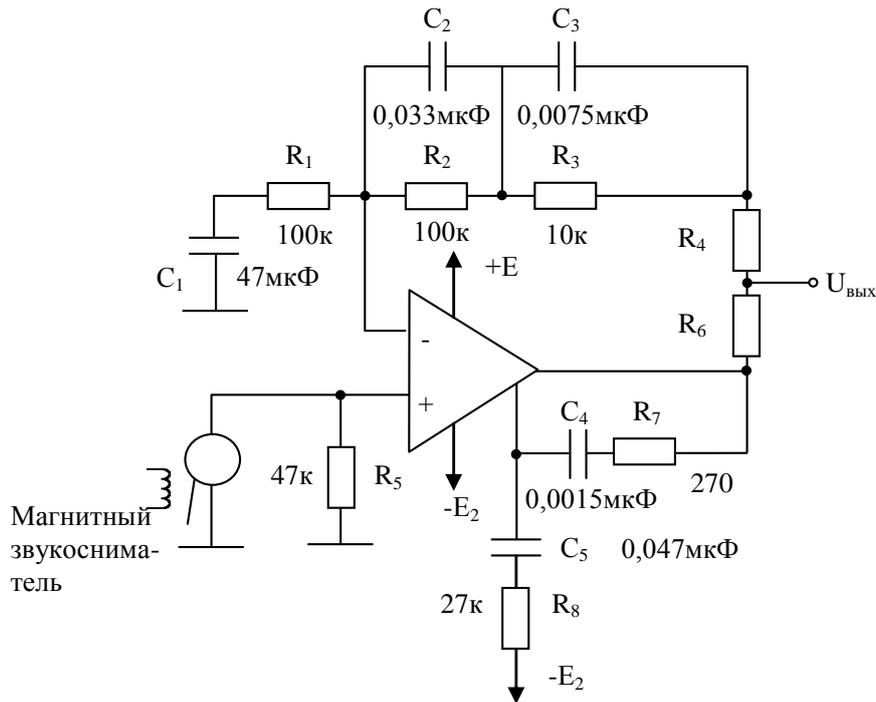


Рис. 5.6

Краткие выводы

В этой главе рассмотрены базовые конфигурации схем УНЧ на основе ОУ, их специфика и свойства.

1. Для применения ОУ в диапазоне НЧ необходимо использовать цепи коррекции и компенсации, которые не должны вносить существенных искажений в исходный сигнал.

2. Среди параметров и характеристик ОУ для усилителей низкой частоты наиболее важными являются: максимальная скорость нарастания выходного сигнала; коэффициент усиления K_0 и $K = K_0/F$, где F – глубина ООС; площадь усиления и уровень шума. Некоторые из них влияют на другие параметры: например, K и K_0 влияют на $R_{вх}$ и $R_{вых}$.

3. На входе ОУ, используемого в качестве УНЧ, включается конденсатор для развязки предыдущего и последующего каскадов по постоянному току.

4. С точки зрения схемотехники УНЧ на ОУ строятся на основе все тех же каскадов: инвертирующего, неинвертирующего, буферного или дифференциального усилителей.

5. Приведенные в табл. 5.1 основные параметры инвертирующего и неинвертирующего усилителей (с учетом влияния глубины ОС $F = K_0/K$ на них) позволяют определить предпочтение одной схемы другой в том или ином случае.

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните особенности применения ОУ для УНЧ.
2. Имеет ли значение для усилителей звуковой частоты инвертирование или неинвертирование сигнала?
3. Нарисуйте схему неинвертирующего УНЧ и запишите выражение для его коэффициента усиления.
4. Нарисуйте схему инвертирующего УНЧ и запишите выражение для его коэффициента усиления.
5. Чем отличается предусилитель от всех других усилителей?
6. Что такое стандартная кривая (АЧХ) для предусилителей звукозаписи?
7. Чем различаются симметричный и несимметричный низкоомный микрофоны?

Упражнения

1. Дана схема неинвертирующего усилителя (рис. 5.7).

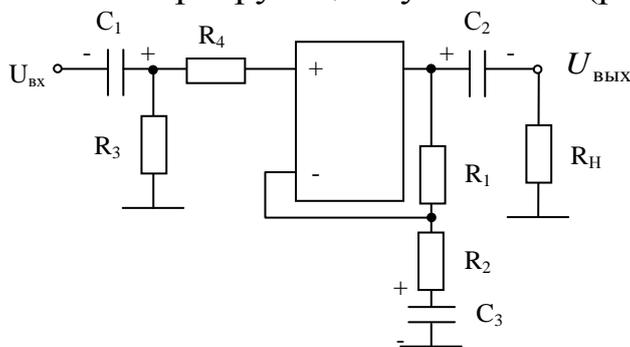


Рис. 5.7

$C_1 = 6,8$ мкФ; $C_2 = 10$ мкФ; $C_3 = 4,7$ мкФ; $R_H = 2,5$ кОм;
 $R_1 = 15$ кОм; $R_2 = 680$ Ом; $R_3 = 4,7$ кОм; $R_4 = 470$ кОм.

Необходимо определить: $R_{ВХ}$; K ; $f_{нгр}$.

2. Определите номиналы элементов схемы (см. рис. 5.7), если $K = 19$ в диапазоне более 50 Гц: $R_H = 1$ кОм; $R_{ВХ} = 10$ кОм.

ОТВЕТЫ К УПРАЖНЕНИЯМ

Глава 1

1. $F = K_0 / K = 3000$.

2. $K = K_0 / F = 25$.

3. $K = \frac{K_0}{1 + K_0\beta} = 39,99$.

4. $K \approx \frac{1}{\beta} = 40$.

5. $K \approx \frac{1}{\beta} = 10$.

6. $U_0 = UK = 5,99$ В; $U_{\text{д}} = U - U_{\text{oc}}$,

$$U_{\text{oc}} = \beta U_0 = 0,025 \cdot 6 = 0,14997,$$

$$U_{\text{д}} = 0,15 - 0,14997 = 0,00003 = 0,03 \text{ мВ.}$$

7. а) 6,6; б) 58,4; в) 2; г) 1,33.

9. а) 32,4 Ом; б) 1,44 МОм; в) 45,9 кОм; г) 99 кОм.

13. а) 49,5 кОм; б) 2,7 МОм; в) 84 кОм; г) 150 кОм.

17. $U_0 = -\frac{R_{\text{oc}}}{R}(U_1 + U_2 + U_3 + U_4)$.

Для того чтобы U_0 было равно среднему значению суммы входных напряжений, т.е. $U_0 = \frac{U_1 + U_2 + U_3 + U_4}{N}$, где $N = 4$, зная, что $-\frac{R_{\text{oc}}}{R} = 1/N$, получим $R_{\text{oc}} = R/N = 30$ кОм.

18. $\frac{1}{N} = 1 + \frac{R_{\text{oc}}}{R}$; $\frac{R_{\text{oc}}}{R} = 1 - \frac{1}{N}$; $R_{\text{oc}} = R(1 - \frac{1}{N}) = 90$ кОм.

21. $U_1 = +3,5(-\frac{5,6}{3,3}) \approx -5,94$ В; $U_2 = 15 \cdot \frac{10}{4,7 + 10} = 10,2$ В;

$$U_0 = -U_1(-\frac{33}{18}) + U_2(-\frac{33}{27}) \approx -1,6 \text{ В}; U_{\text{вых}} = -1,58 \text{ В.}$$

Глава 2

1. 1000.

3. 100 кГц.

5. 0,175 мкс.

7. 12,93 В/мкс.

- 9. 796 кГц.
- 11. 0,0001125.
- 13. 10,9 мВ.
- 15. $R_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^{11} \text{ Ом}; R_{\text{вых}} = 0,0003 \text{ Ом}.$
- 17. 1,21 мВ.
- 19. 14,99 кОм (стандарт: 15 кОм).
- 21. 92,04 дБ.
- 23. 15 мкВ.

Глава 4

- 1. а) -26,6 дБ.
б) 215 мВ.
- 3. 384 Гц.
- 5. 11,7 дБ.
- 7. а) 734 Гц.
б) 185 Гц.
в) 3,97.
- 9. а) -13,02 дБ.
б) -14,43 дБ.
- 11. $f_0 = 1457 \text{ Гц}; Q = 2,62.$
- 13. 402 Гц.
- 15. $R = 13/27 \text{ кОм}.$
- 17. Все частотно-задающие резисторы для всех каскадов – 12,25 кОм.
Второй каскад: $R_B = 0,382 R_A.$
Третий каскад: $R_B = 1,382 R_A.$
- 19. а) 454 Гц.
б) 1,6.
в) 3,49.
г) 142 Гц.
- 21. $R_1 = 36,190 \text{ Ом}; R_2 = 1580 \text{ Ом}; R_3 = 144,76 \text{ Ом}.$

Глава 5

- 1. $R_{\text{вх}} = 4,7 \text{ кОм}; K = 23,1; f_1 = 5 \text{ Гц}; f_2 = 6,4 \text{ Гц}; f_3 = 49,8 \text{ Гц}.$

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ*

Основной

1. *Попечителев, Е. П.* Приборы и технические средства функциональной диагностики. Теория и проектирование. В 2 ч. / Е. П. Попечителев, Н. А. Кореневский, С. А. Филист. – Курск, 2004.
2. *Попечителев, Е. П.* Электрофизиологическая и фотометрическая медицинская техника : учебник / Е. П. Попечителев, Н. А. Кореневский. – М. : Высш. шк., 2002.
3. *Хоровиц, П.* Искусство схемотехники : пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. – Изд. 6-е. – М. : Мир, 2001. – 704 с.
4. *Гусев, В. Г.* Методы и технические средства для медикобиологических исследований : учеб. пособие. Ч. 1 / В. Г. Гусев. – Уфим. гос. авиац. техн. ун-т.
5. *Павлов, В. Н.* Схемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия-Телеком, 2001. – 320 с.
6. *Камышко, И. В.* Медицинские приборы. Разработка и применение / И. В. Камышко. – М. : СТОРМОВЪ-Медицина, 2004. – 720 с.
7. *Попечителев, Е. П.* Биотехнические системы в медицине и биологии. – СПб. : Политехника, 2002.
8. *Кореневский, Н. А.* Проектирование электронной медицинской аппаратуры для диагностики и лечебных воздействий / Н. А. Кореневский, Е. П. Попечителев, С. А. Филист. – Курск. – СПб., 1999.
9. *Калакутский, Л. И.* Аппаратура и методы клинического мониторинга : учеб. пособие для вузов / Л. И. Калакутский, Э. С. Манелис. – М. : Высш. шк., 2004. – 156 с.

Дополнительный

1. *Prutchi, D.* Design and – Development of Medical Electronic Instrumentation / D. Prutchi, M.Norris, Published butohn . Wiley & Sons, Inc., 2005. – 462 p.
2. *Howard M. Berlin.* Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits / Howard M. Berlin, Frank C. Getz Jr. Published by Merrill Publishing Company, Columbus, Ohio 43216. – 1990. – 422 p.

* Приводится в авторской редакции

Учебное издание

СУШКОВА Людмила Тихоновна

УЗЛЫ И ЭЛЕМЕНТЫ МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКИ:
УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Учебное пособие

Подписано в печать 20.12.13.

Формат 60x84/16. Усл. печ. л. 6,51. Тираж 80 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.