

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Кумертауский филиал
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования
«Оренбургский государственный университет»

С.В. Федоров, А.В. Бондарев

АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Учебное пособие

Рекомендовано ученым советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Оренбургский государственный университет» для обучающихся по образовательной программе высшего образования по направлению подготовки 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника

Оренбург
2020

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.85я73
Ф 33

Рецензент – доцент, кандидат технических наук А.В. Богданов

Федоров, С.В.

Ф 33 Аналоговые интегральные микросхемы: учебное пособие /
С.В. Федоров, А.В. Бондарев; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург:
ОГУ, 2020. – 98 с.
ISBN

В учебном пособии приводятся определения основных понятий, рассмотрены интегральные схемы операционного усилителя, приведены частотные и динамические свойства операционного усилителя, его основные параметры и характеристики. Подробно рассмотрены основные схемы включения операционных усилителей.

Учебное пособие предназначено для обучающихся по направлению подготовки 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника.

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.85я73

ISBN

© Федоров С.В., Бондарев А.В. 2020
© ОГУ, 2020

Содержание

Введение	4
1 Операционные усилители.....	16
1.1 Основные понятия и определения.....	16
1.2 Интегральная схема операционного усилителя.....	20
1.3 Схема замещения операционного усилителя	23
1.4 Частотные свойства операционного усилителя	25
1.5 Динамические свойства операционных усилителей	28
1.6 Основные параметры и характеристики.....	30
1.7 Классификация операционных усилителей	32
1.8 Основные схемы включения операционных усилителей	33
1.8.1 Неинвертирующий усилитель	33
1.8.2 Инвертирующий усилитель	35
1.8.3 Повторитель напряжения	38
1.8.4 Устройства суммирования и вычитания.....	38
1.8.5 Вычитающий усилитель	44
1.8.6 Интегрирующий усилитель.....	49
1.8.7 Дифференцирующий усилитель.....	51
1.8.8 Нелинейные преобразователи.....	52
1.8.9 Активные фильтры на операционных усилителях	59
1.8.10 Аналоговые компараторы напряжений	69
1.8.11 Генераторы электрических сигналов на операционных усилителях.....	79
1.8.12 Улучшение параметров мультивибратора.....	87
Заключение.....	88
Список использованных источников	91
Приложение	93

Введение

Электроника является универсальным и эффективным средством для решения самых различных проблем в области сбора и обработки информации, автоматического управления и преобразования энергии. Знания в области электроники становятся необходимыми все более широкому кругу специалистов.

Сфера применения электроники постоянно расширяется. Практически каждая достаточно сложная техническая система оснащается электронными устройствами. Трудно назвать технологический процесс, управление которого осуществлялось бы без использования электроники. Функции устройств электроники становятся все более разнообразными.

Обратимся к идеализированной системе управления некоторым объектом (рисунок 1).

Электрические сигналы, содержащие информацию о контролируемых величинах, вырабатываются соответствующими датчиками. Эти сигналы фильтруются, усиливаются и преобразуются в цифровую форму с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Затем они обрабатываются микропроцессором, который может взаимодействовать с ЭВМ. Формируемые микропроцессором сигналы управления преобразуются в аналоговую форму с помощью цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), усиливаются и подаются на силовые электронные устройства, управляющие исполнительными устройствами, непосредственно воздействующими на объект.

Рассмотренная система содержит электронные устройства, работающие с аналоговыми сигналами (фильтры, усилители, силовые электронные устройства), цифровыми сигналами (микропроцессор, ЭВМ), а также устройства, осуществляющие преобразование сигналов из аналоговой формы в цифровую и обратно. Характеристики электронных устройств определяются, прежде всего, характеристиками составляющих их элементов.

Роль электроники в настоящее время существенно возрастает в связи с применением микропроцессорной техники для обработки информационных сигналов и силовых полупроводниковых приборов для преобразования электрической энергии.



Рисунок 1 - Структура системы управления объектом

В сороковых годах XX века масса электронного оборудования тяжелых самолетов приближалась к 1000 кг (без учета энергетического оборудования, необходимого для электропитания аппаратуры). Так, например, электронная аппаратура одной только системы вооружения на самолетах американской фирмы «Боинг» за десятилетие с 1949 по 1959 г. усложнилась в 50 раз. На самолетах выпуска 1959 года электронная схема этой системы содержала уже 100 000 элементов.

Основным показателем совершенства электронной аппаратуры является плотность упаковки, т. е. количество элементов схемы в 1 см^3 действующего устройства. Если, например, основным элементом электронного устройства являются лампы, то можно достигнуть плотности $0,3 \frac{\text{эл}}{\text{см}^3}$. С учетом этого для размещения современной ЭВМ потребуется объем в несколько тысяч кубических метров. Кроме того, нужна мощная энергетическая установка для питания такой машины.

Создание в конце 40-х годов XX века полупроводниковых элементов (диодов и транзисторов) привело к появлению нового принципа конструирования электронной аппаратуры – модульного. Основой при этом является элементарная ячейка-модуль, стандартная по размерам, способу сборки и монтажу. При этом плотность упаковки возросла до $2,5 \frac{\text{эл}}{\text{см}^3}$.

Дальнейшее совершенствование полупроводниковых приборов, резисторов, конденсаторов и других элементов, уменьшение их размеров привели к созданию микромодулей. Плотность упаковки при этом превышала $10 \frac{\text{эл}}{\text{см}^3}$. Микромодули завершили десятилетнюю эпоху транзисторной электроники и привели к возникновению интегральной электроники или микроэлектроники.

В схемотехническом отношении интегральная электроника часто не отличается от транзисторной, так как в интегральной схеме можно выделить все элементы принципиальной схемы устройства, но размеры этих элементов очень

малы (примерно 0,5–1 мкм). Технология изготовления интегральных схем позволила резко повысить плотность упаковки, доведя ее до тысяч элементов в 1 см³.

С практической точки зрения электроника занимается созданием электронных приборов и устройств, в которых взаимодействие электронов с электромагнитными полями используется для передачи, обработки и хранения информации. Наиболее характерные виды таких преобразований – генерирование, усиление, передача и прием электромагнитных колебаний с частотой до 10^{12} Гц, а также инфракрасного, видимого, ультрафиолетового и рентгеновского излучений (10^{12} – 10^{20} Гц). Преобразование до столь высоких частот возможно благодаря исключительно малой инерционности электрона – наименьшей из ныне известных заряженных частиц.

В электронике исследуются взаимодействия электронов как с макрополями в рабочем пространстве электронного прибора, так и с микрополями внутри атома, молекулы или кристаллической решетки.

Электроника опирается на многие разделы физики – электродинамику, классическую и квантовую механику, физику твердого тела, оптику, термодинамику, а также на химию, металлургию, кристаллографию и другие науки. Используя результаты этих и ряда других областей знаний, электроника, с одной стороны, ставит перед другими науками новые задачи, чем стимулирует их дальнейшее развитие, с другой – создает новые электронные приборы и устройства и тем самым вооружает науки качественно новыми средствами и методами исследования.

Практические задачи электроники:

- разработка электронных приборов и устройств, выполняющих различные функции в системах преобразования и передачи информации в системах управления, в вычислительной технике, а также в энергетических устройствах;
- разработка научных основ технологии производства электронных приборов и технологии, использующей электронные и ионные процессы и приборы для различных областей науки и техники.

Электроника играет ведущую роль в научно-технической революции. Внедрение электронных приборов в различные сферы человеческой деятельности в

значительной мере (зачастую решающей) способствует успешной разработке сложнейших научно-технических проблем, повышению производительности физического и умственного труда, улучшению экономических и экологических показателей производства. На основе достижений электроники развивается промышленность, выпускающая электронную аппаратуру для различных видов связи, автоматики, телевидения, радиолокации, вычислительной техники, систем управления технологическими процессами, приборостроения, а также аппаратуру светотехники, инфракрасной техники, рентгенотехники и др.

Историческая справка

Электроника зародилась в начале XX века после создания основ электродинамики (1856-73 г.г.), исследования свойств термоэлектронной эмиссии (1882-1901 г.г.), фотоэлектронной эмиссии (1887-1905 г.г.), рентгеновских лучей (1895-97 г.г.), открытия электрона (Дж. Дж. Томсон, 1897 г.), создания электронной теории (1892-1909 г.г.).

Развитие электроники началось с изобретения лампового диода (Дж. А. Флеминг, 1904 г.); трехэлектродной лампы – триода (Л. Де Форест, 1906 г.); использования триода для генерирования электрических колебаний (нем. инж. А. Мейснер, 1913 г.); разработки мощных генераторных ламп с водяным охлаждением (М.А. Бонч-Бруевич, 1919-25 г.г.) для радиопередатчиков, используемых в системах дальней радиосвязи и радиовещания.

В течение короткого времени были созданы основные электронные приборы. Вакуумные фотоэлементы (экспериментальный образец создал А.Г. Столетов, 1888 г., пром. образец – нем. ученые Ю. Эльстер и Г. Хейтель, 1910 г.), фотоэлектронные умножители – однокаскадные (П.В. Тимофеев, 1928 г.) и многокаскадные (Л.А. Кубецкий, 1930 г.) – позволили создать звуковое кино, послужили основой для разработки передающих телевизионных трубок – видикона (идея предложена в 1925 г. А.А. Чернышевым), иконоскопа (С.И. Катаев, независимо от него В.К. Зворыкин, 1931-32 г.), супериконоскопа (П.В. Тимофеев, П.В. Шмаков, 1933 г.), суперортика

(двухсторонняя мишень для такой трубки была предложена сов. ученым Г.В. Брауде в 1939 г., впервые суперортикон описан амер. учеными А. Розе, П. Веймером и Х. Лоу в 1946 г.) и др.

Создание многорезонаторного магнетрона (Н.Ф. Алексеев и Д.Е. Маляров под рук. М.А. Бонч-Бруевича, 1936-37 г.г.), отражательного клистрона (Н.Д. Девятков и др. и независимо от них В.Ф. Коваленко, 1940 г.) послужило основой для развития радиолокации в сантиметровом диапазоне волн. Пролетные клистроны (идея предложена в 1932 г. Д.А. Рожанским, развита в 1935 г. А.Н. Арсеньевой и нем. физиком О. Хайлем, реализована в 1938 г. амер. физиками Р. и З. Варианами и др.) и лампы бегущей волны (амер. ученый Р. Компфнер, 1943 г.) обеспечили дальнейшее развитие систем радиорелейной связи, ускорителей элементарных частиц и способствовали созданию систем космической связи.

Одновременно с разработкой вакуумных электронных приборов создавались и совершенствовались газоразрядные приборы (ионные приборы), например, ртутные вентили, используемые главным образом для преобразования переменного тока в постоянный в мощных промышленных установках, тиратроны для формирования мощных импульсов электрического тока в устройствах импульсной техники, газоразрядные источники света.

Использование кристаллических полупроводников в качестве детекторов для радиоприемных устройств (1900-1905 г.г.), создание купроксных и селеновых выпрямителей тока и фотоэлементов (1920-1926 г.г.), изобретение кристадина (О.В. Лосев, 1922 г.), изобретение транзистора (У. Шокли, У. Браттейн, Дж. Бардин, 1948 г.) определили становление и развитие полупроводниковой электротехники.

Разработка планарной технологии полупроводниковых структур (конец 50-х, начало 60-х г.г.) и методов интеграции многих элементарных приборов (транзисторов, диодов, конденсаторов, резисторов) на одной монокристаллической полупроводниковой пластине привело к созданию нового направления – микроэлектроники. Основные разработки в области интегральной электроники направлены на создание интегральных схем – микроминиатюрных электронных устройств (усилителей, преобразователей, процессоров ЭВМ, электронных

запоминающих устройств и т. п.), состоящих из сотен и тысяч электронных элементов, размещаемых на одном полупроводниковом кристалле площадью в несколько мм².

Микроэлектроника открыла новые возможности для решения таких проблем, как автоматизация управления технологическими процессами, переработка информации, совершенствование вычислительной техники и других, выдвигаемых развитием современного производства.

Создание квантовых генераторов (Н.Г. Басов, А.М. Прохоров и независимо от них Ч. Таунс, 1955 г.) – приборов квантовой электроники – определило качественно новые возможности электроники, связанные с использованием источников мощного когерентного излучения оптического диапазона (лазеров) и построением сверхточных квантовых стандартов частоты.

Фундаментальные исследования в области физики и технологии электронных приборов выполнили М.А. Бонч-Бруевич, Л.И. Мандельштамм, Н.Д. Папалекси, С.А. Векшинский, А.А. Чернышев, М.М. Богословский и многие другие.

По проблемам возбуждения и преобразования электрических колебаний, излучения, распространения и приема радиоволн, их взаимодействия с носителями тока в вакууме, газах и твердых телах работали Б.А. Введенский, В.Д. Калмыков, А.Л. Минц, А.А. Расплетин, М.В. Шулейкин и др.

В области физики полупроводников – А.Ф.Иоффе, люминесценции и по др. разделам физической оптики – С.И. Вавилов, квантовой теории рассеяния света излучения, фотоэффекта в металлах – И.Е. Тамм и многие другие.

Области, основные разделы и направления электроники

Электроника включает в себя три области исследований:

1. вакуумную электронику;
2. твердотельную электронику;
3. квантовую электронику.

Каждая область подразделяется на ряд разделов и ряд направлений.

Раздел объединяет комплексы однородных физико-химических явлений и процессов, которые имеют фундаментальное значение для разработки многих классов электронных приборов данной области.

Направление охватывает методы конструирования и расчетов электронных приборов, родственных по принципам действия или по выполняемым ими функциям, а также способы изготовления этих приборов.

Вакуумная электроника содержит следующие разделы:

1. эмиссионная электроника, охватывающая вопросы термоэмиссии, вторичной электронной эмиссии, туннельной эмиссии, исследование катодов и антиэмиссионных покрытий;

2. формирование потоков электронов и потоков ионов, управление этими потоками;

3. формирование электромагнитных полей с помощью резонаторов, систем резонаторов, замедляющих систем, устройств ввода и вывода энергии;

4. электронная люминесценция (катодолюминесценция);

5. физика и техника высокого вакуума (его получение, сохранение и контроль);

6. теплофизические процессы (испарение в вакууме, формоизменение деталей при циклическом нагреве, разрушение поверхности металлов при импульсном нагреве, отвод тепла от элементов приборов);

7. поверхностные явления (образование пленок на электродах и изоляторах, неоднородностей на поверхностях электрода);

8. технология обработки поверхностей, в т. ч. Электронная, ионная и лазерная обработка;

9. газовые среды – раздел, включающий вопросы получения и поддержания оптимального состава и давления газа в газоразрядных приборах.

Основные направления вакуумной электроники охватывают вопросы создания электровакуумных приборов (ЭВП) следующих видов:

- электронных ламп (диодов, триодов, тетродов, пентодов и т. д.);
- ЭВП СВЧ (магнетронов, клистронов и т. п.);
- фотоэлектронных приборов (фотоэлементов, фотоэлектронных умножителей), рентгеновских трубок;
- газоразрядных приборов (мощных преобразователей тока, источников света, индикаторов).

Твердотельная электроника содержит следующие разделы, связанные в основном с полупроводниковой электроникой:

1. изучение свойств полупроводниковых материалов, влияние примесей на эти свойства;

2. создание в кристалле областей с различной проводимостью методами эпитаксиального выращивания, диффузии, ионного внедрения (имплантации), воздействием радиации на полупроводниковые структуры;

3. нанесение диэлектрических и металлических пленок на полупроводниковые материалы, разработка технологии создания пленок с необходимыми свойствами и конфигурацией;

4. исследование физических и химических процессов на поверхности полупроводников;

5. разработка способов и средств получения и измерения элементов приборов микронных и субмикронных размеров (нанотехнология).

Основные направления полупроводниковой электроники связаны с разработкой и изготовлением различных видов полупроводниковых приборов:

- полупроводниковых диодов (выпрямительных, смесительных, параметрических, стабилитронов); усилительных и генераторных диодов (туннельных, лавинно-пролетных, диодов Ганна); транзисторов (биполярных и униполярных), тиристоров, оптоэлектронных приборов (светоизлучающих диодов, фотодиодов, фототранзисторов, оптронов, светодиодных и фотодиодных матриц), интегральных схем;

- диэлектрическая электроника, изучающая электронные процессы в диэлектриках (в частности, в тонких диэлектрических пленках) и их использование, например, для создания диэлектрических диодов, конденсаторов;

- магнитоэлектроника, использующая магнитные свойства вещества для управления потоками электромагнитной энергии с помощью ферритовых вентилях, циркуляторов, фазовращателей и т. д., и для создания запоминающих устройств, в т. ч. на магнитных доменах;

- акустоэлектроника и пьезоэлектроника, рассматривающие вопросы распространения поверхностных и объемных акустических волн и создаваемых ими переменных электрических полей в кристаллических материалах и взаимодействия этих полей с электронами в приборах с полупроводниково-пьезоэлектрической структурой (кварцевых стабилизаторах частоты, пьезоэлектрических фильтрах, ультразвуковых линиях задержки, акустических усилителях и т. д.);

- криоэлектроника, исследующая изменения свойств твердого тела при глубоком охлаждении для построения маломощных усилителей и генераторов СВЧ, сверхбыстродействующих вычислительных и запоминающих устройств;

- разработка и изготовление резисторов.

Наиболее важные направления квантовой электроники – создание лазеров и мазеров.

На основе приборов квантовой электроники строятся устройства для точного измерения расстояний (дальномеры), квантовые стандарты частоты, квантовые гироскопы, системы оптической многоканальной связи, дальней космической связи, радиоастрономии.

Энергетическое воздействие лазерного концентрированного излучения на вещество используется в промышленной технологии. Лазеры находят различное применение в биологии и медицине.

Перспективы развития электроники

Одна из основных проблем, стоящих перед электроникой, связана с требованием увеличения количества обрабатываемой информации вычислительными и управляющими электронными системами с одновременным уменьшением их габаритов и потребляемой энергии.

Эта проблема решается путем:

- создания полупроводниковых интегральных схем, обеспечивающих время переключения до 10-11 сек;
- увеличения степени интеграции на одном кристалле до миллиона и более транзисторов размером менее 1-2 мкм на основе использования нанотехнологий и в перспективе – молекулярной электроники;
- использования в интегральных схемах устройств оптической связи и оптоэлектронных преобразователей, сверхпроводников;
- разработки запоминающих устройств емкостью несколько гигабайт на одном кристалле;
- применения лазерной и электронно-лучевой коммутации;
- расширения функциональных возможностей интегральных схем (например, переход от микропроцессора к мини-ЭВМ на одном кристалле);
- перехода от двумерной (планарной) технологии интегральных схем к трехмерной (объемной) и использования сочетания различных свойств твердого тела в одном устройстве;
- разработки и реализации принципов и средств стереоскопического телевидения, обладающего большей информативностью по сравнению с обычным;
- создания электронных приборов, работающих в диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых волн, для широкополосных (более эффективных) систем передачи информации, а также приборов для линий оптической связи;

- разработки мощных, с высоким к.п.д., приборов СВЧ и лазеров для энергетического воздействия на вещество и направленной передачи энергии (например, из космоса).

Одна из тенденций развития электроники – проникновение ее методов и средств в биологию (для изучения клеток и структуры живого организма и воздействия на него) и медицину (для диагностики, терапии, хирургии).

1 Операционные усилители

1.1 Основные понятия и определения

Современный этап развития электроники характеризуется тем, что при проектировании электронных средств различного назначения используют не дискретные элементы (транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и т.д.), а законченные функциональные узлы, выполненные в виде интегральных схем. Такой подход позволяет значительно повысить статические, динамические, эксплуатационные и надежность показатели аппаратуры, существенно удешевить и сократить сроки ее проектирования, которое фактически сводится к разработке структуры, удовлетворяющей поставленным требованиям, выбору необходимых интегральных схем и согласованию их входных и выходных характеристик. Наиболее распространенной аналоговой интегральной схемой является операционный усилитель.

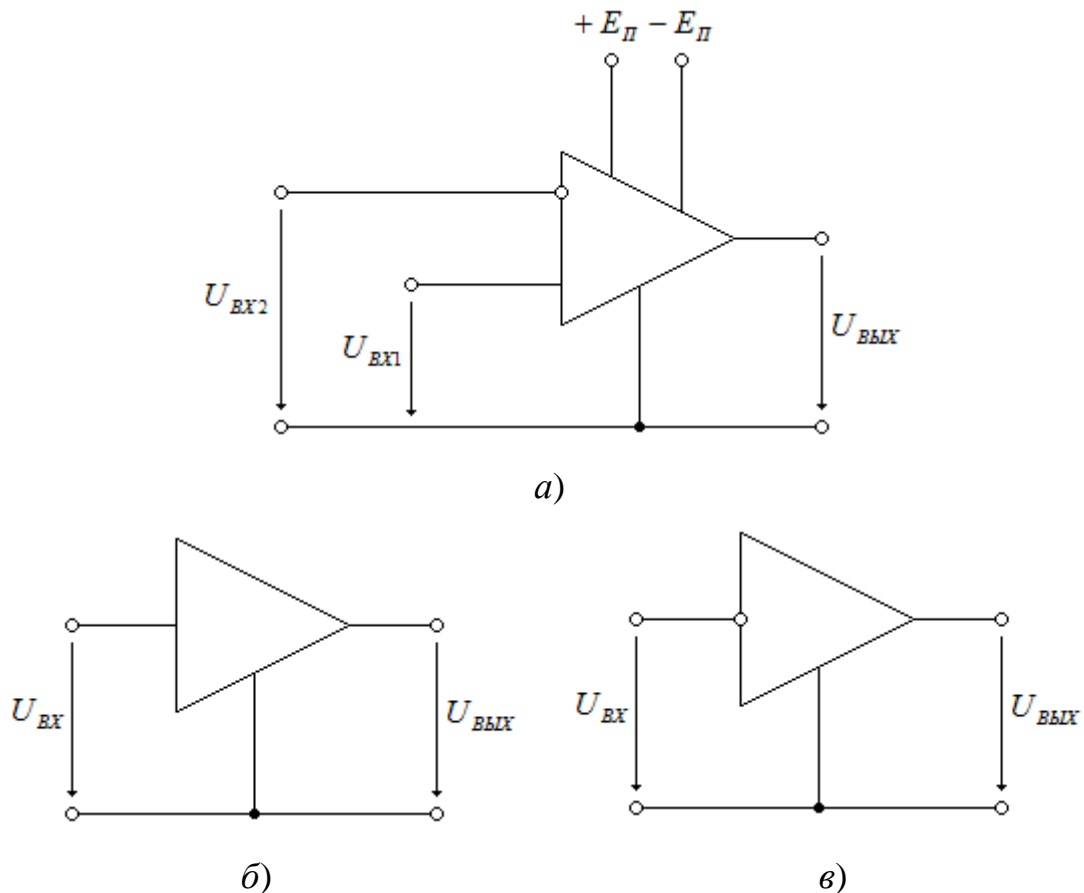
Операционный усилитель (ОУ) – унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, удовлетворяющий следующим требованиям к электрическим параметрам [1]:

- 1) коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности ($K_U \rightarrow \infty$);
- 2) входное сопротивление стремится к бесконечности ($R_{BX} \rightarrow \infty$);
- 3) выходное сопротивление стремится к нулю ($R_{ВЫХ} \rightarrow 0$);
- 4) если входное напряжение равно нулю, то выходное напряжение также равно нулю ($U_{BX} = 0 \Rightarrow U_{ВЫХ} = 0$);
- 5) бесконечная полоса усиливаемых частот.

Название операционный усилитель связано с первоначальным их применением главным образом для выполнения различных операций над аналоговыми величинами (сложение, вычитание, интегрирование и т.д.). Однако благодаря достижениям в области микроэлектроники и широкому выпуску операционных усилителей в интегральном исполнении открылись их более широкие

схемотехнические возможности. В настоящее время операционные усилители играют роль многоцелевых элементов при построении аппаратуры самого различного назначения. Они применяются в усилительной технике, устройствах генерации сигналов синусоидальной и импульсной форм, в стабилизаторах напряжения, активных фильтрах и т.д.

Входная цепь операционного усилителя выполняется по дифференциальной схеме, а это значит, что входные сигналы можно подавать на любой из входов, один из которых изменяет полярность выходного напряжения и поэтому называется *инвертирующим*, а другой не изменяет полярности выходного напряжения и называется – *неинвертирующим*. Условное схематическое обозначение дифференциального операционного усилителя приведено на рисунке 1.1, а.



а - дифференциального усилителя;

б - неинвертирующего усилителя;

в - инвертирующего усилителя.

Рисунок 1.1 - Схематическое изображение операционного усилителя

Инвертирующий вход можно отмечать кружочком или писать около него знак минус (-). Неинвертирующий вход или совсем не отмечается, или около него пишется знак плюс (+). Два вывода операционного усилителя используются для подачи на него напряжения питания $+E_{II}$ и $-E_{II}$. Положительное и отрицательное напряжение питания обычно имеют одно и то же значение, а их общий вывод одновременно является общим выводом для входных и выходных сигналов (в дальнейшем выводы питания изображаться не будут).

Если один из двух входов операционного усилителя соединить с общим выводом, то можно получить два операционных усилителя с одним входом, один из которых будет неинвертирующим (рисунок 1.1, б), а другой – инвертирующим (рисунок 1.1, в).

Выходное напряжение для дифференциального усилителя определяется по формуле

$$U_{ВЫХ} = (U_{ВХ1} - U_{ВХ2})K_U. \quad (1.1)$$

Для инвертирующего операционного усилителя выходное напряжение равно $U_{ВЫХ} = -U_{ВХ2}K_U$, а для неинвертирующего $U_{ВЫХ} = U_{ВХ1}K_U$. Разность напряжений $U_{ДИФ} = U_{ВХ1} - U_{ВХ2}$ называют *дифференциальным* входным сигналом.

Если оба входа операционного усилителя соединить вместе, то получившаяся схема будет иметь только один вход, а приложенный к нему сигнал называют *синфазным* $U_{СФ} = U_{ВХ1} = U_{ВХ2}$. Для синфазного сигнала в соответствии с формулой (1.1) выходное напряжение должно быть равно нулю, однако в реальных усилителях это не происходит и выходной сигнал присутствует, хотя и имеет малое значение. Схемы подачи на входы операционного усилителя дифференциального и синфазного сигналов приведены на рисунке 1.2.

Все операции операционный усилитель выполняет с помощью цепей положительной и отрицательной обратной связи, в состав которых могут входить сопротивления, емкости и индуктивности, диоды, стабилитроны, транзисторы и

некоторые другие электронные элементы. Операционные усилители обладают колоссальным коэффициентом усиления по напряжению и никогда (за редким исключением) не используются без обратной связи. Можно сказать, что операционные усилители созданы для работы с обратной связью. Коэффициент усиления схемы без обратной связи так велик, что при наличии замкнутой петли обратной связи характеристики усилителя зависят только от схемы обратной связи.

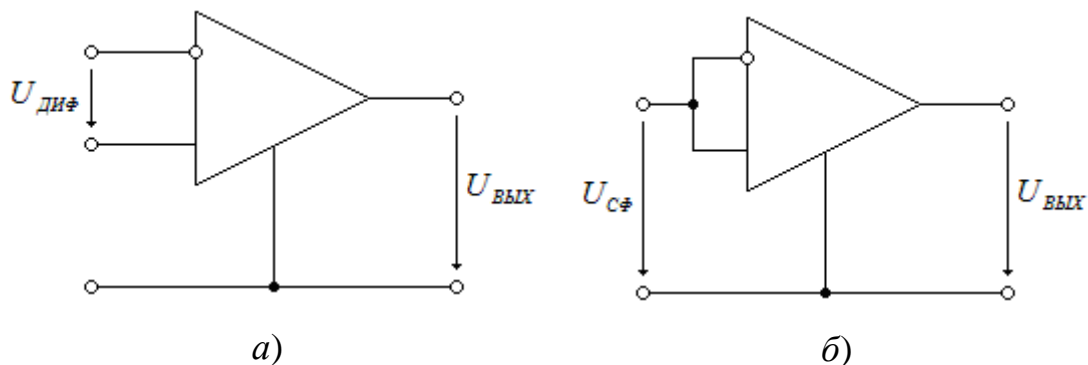


Рисунок 1.2 - Подача на вход дифференциального (а) и синфазного сигналов (б)

Обратной связью называется эффект подачи части выходного напряжения усилителя на его вход, где оно алгебраически (с учетом знака) суммируется с входным напряжением. В зависимости от того, на какой вход операционного усилителя, инвертирующий или неинвертирующий, подается сигнал обратной связи, различают отрицательную обратную связь (ООС), когда часть выходного сигнала подается на инвертирующий вход (рисунок 1.3, а) или положительную обратную связь (ПОС), когда часть выходного сигнала подается, соответственно, на неинвертирующий вход (рисунок 1.3, б).

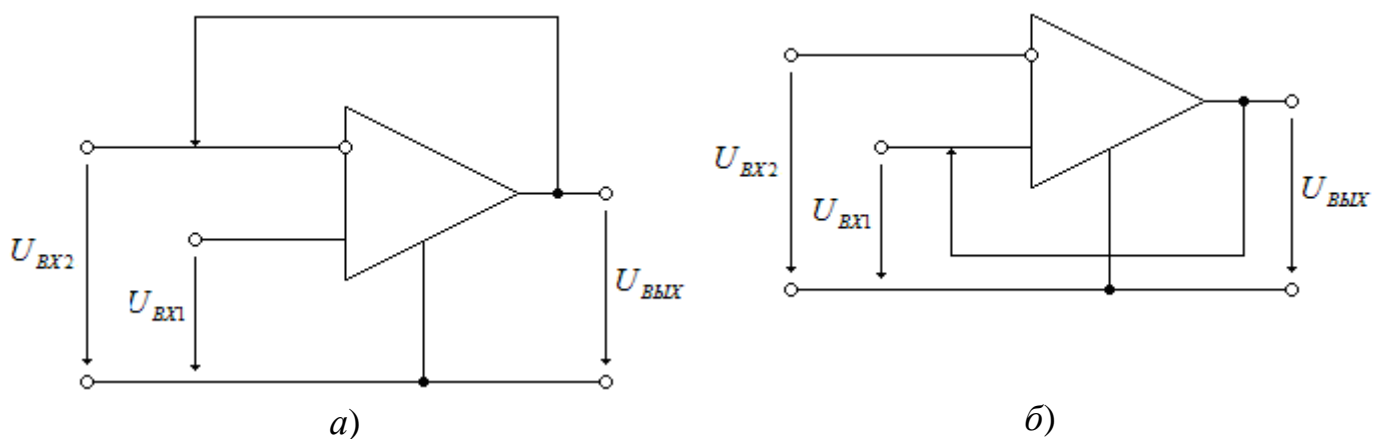


Рисунок 1.3 - Обратные связи в операционных усилителях

1.2 Интегральная схема операционного усилителя

Промышленность выпускает буквально сотни типов операционных усилителей, которые обладают различными преимуществами друг перед другом. Одним из вариантов является схема типа LF411, представленная на рынок фирмой National Semiconductor. Как и все операционные усилители, она представляет собой крошечный элемент, размещенный в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов (рисунок 1.4, а, б). [14]

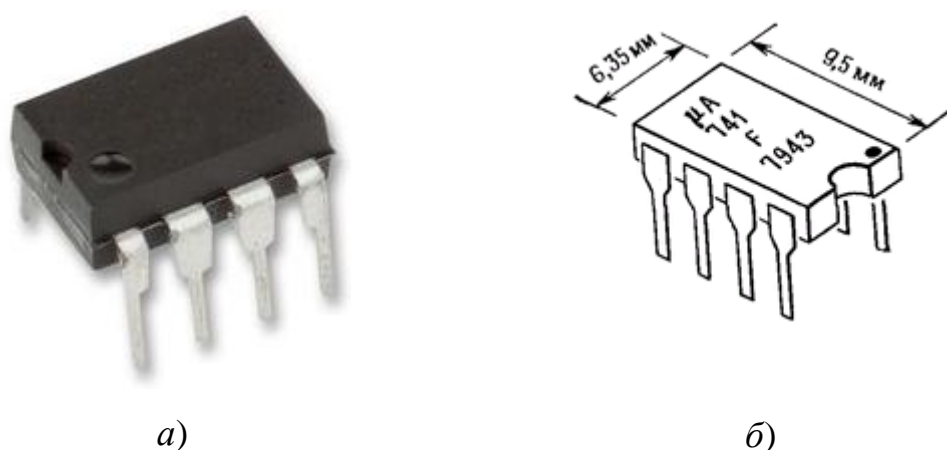


Рисунок 1.4 - Интегральная схема операционного усилителя

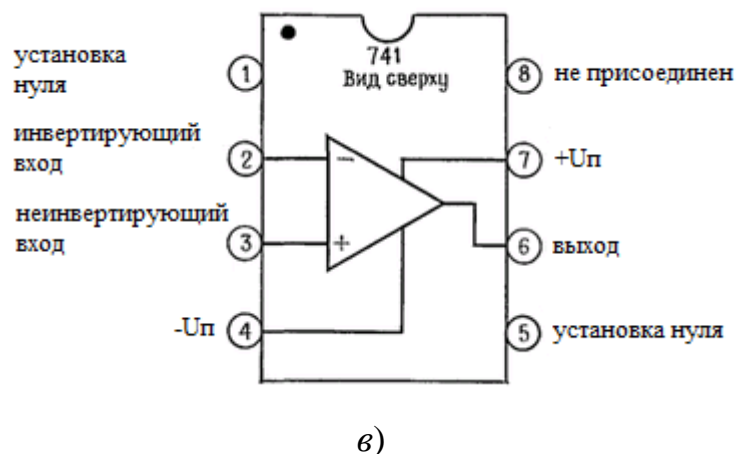


Рисунок 1.4 - Интегральная схема операционного усилителя (вид сверху)

На рисунке 1.4, в показано соединение с выводами корпуса. Точка на крышке корпуса и выемка на его торце служат для обозначения точки отсчета при нумерации выводов. В большинстве корпусов электронных схем нумерация выводов осуществляется в направлении против часовой стрелки со стороны крышки корпуса. Выводы «установка нуля» (или «баланс», «регулировка») служат для устранения небольшой асимметрии, возможной в операционном усилителе.

Схема типа LF411 – это кристалл кремния, содержащий 24 транзистора (21 биполярный транзистор, 3 полевых транзистора, 11 резисторов и 1 конденсатор) принципиальная схема, которой изображена на рисунке 1.5.

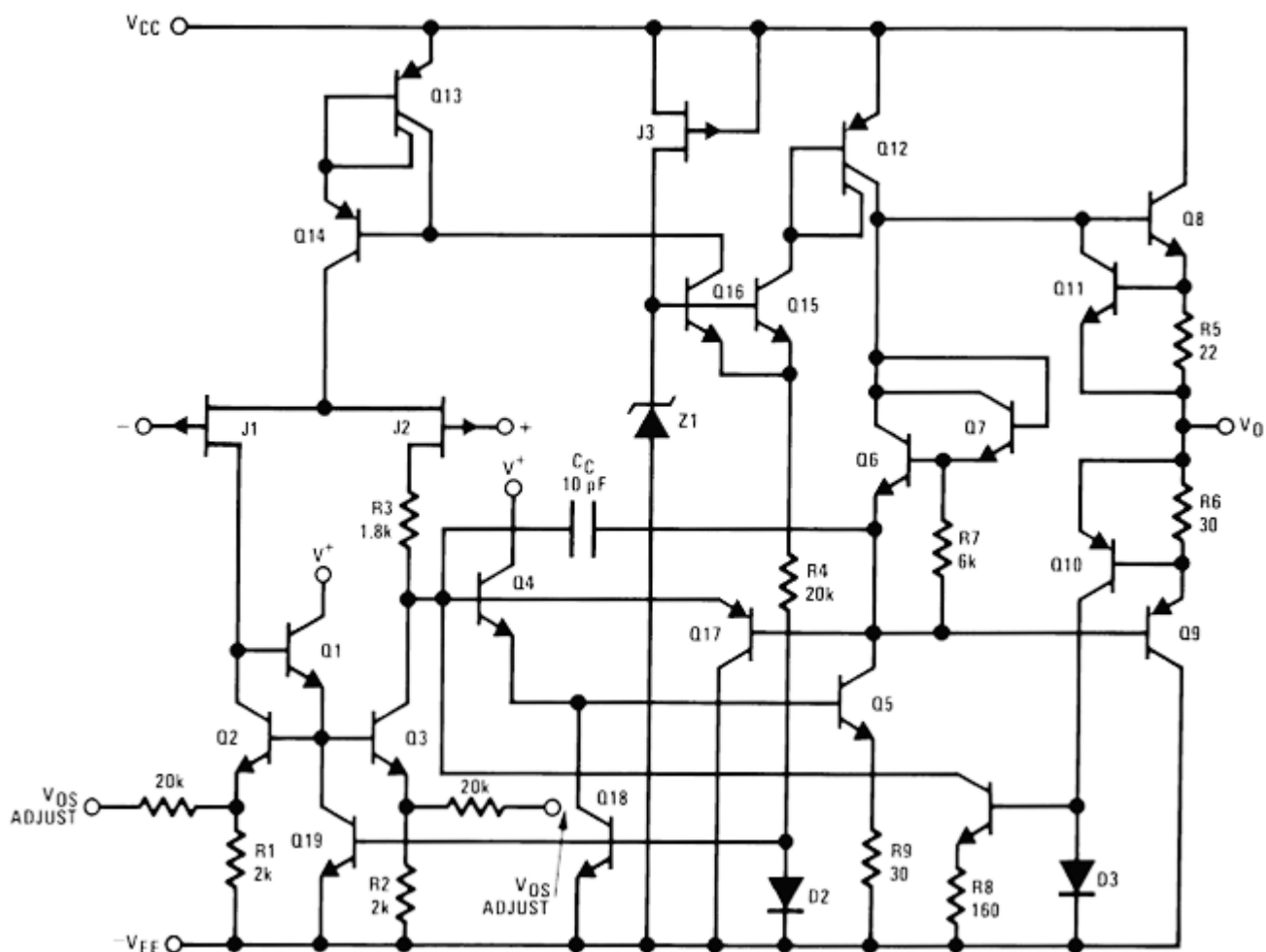


Рисунок 1.5 - Схема операционного усилителя типа LF411

Отечественных микросхем операционных усилителей имеет буквенно-цифровую маркировку

$$\frac{\text{К Р 153 УД 2 А}}{1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6}$$

Обозначения:

1. Буква (буквы) – К (коммерческая или общего применения) означает микросхему.

2. Вторая буква означает тип корпуса:

М – металлокерамический

Н – миниатюрный металлокерамический

Р – пластмассовый

А, Ф – миниатюрный пластмассовый

Б – бескорпусная схема

Е – металлополимерный

3. Число, обозначающее номер серии

4. Две буквы, обозначающие функциональное назначение микросхемы данной серии:

УД – операционные усилители

5. Цифра, обозначающая номер разработки

6. Буква, обозначающая классификационный признак параметров

1.3 Схема замещения операционного усилителя

Дифференциальный операционный усилитель можно заменить его схемой замещения. Для идеального операционного усилителя можно воспользоваться схемой замещения, приведенной на рисунке 1.6, а.[1]

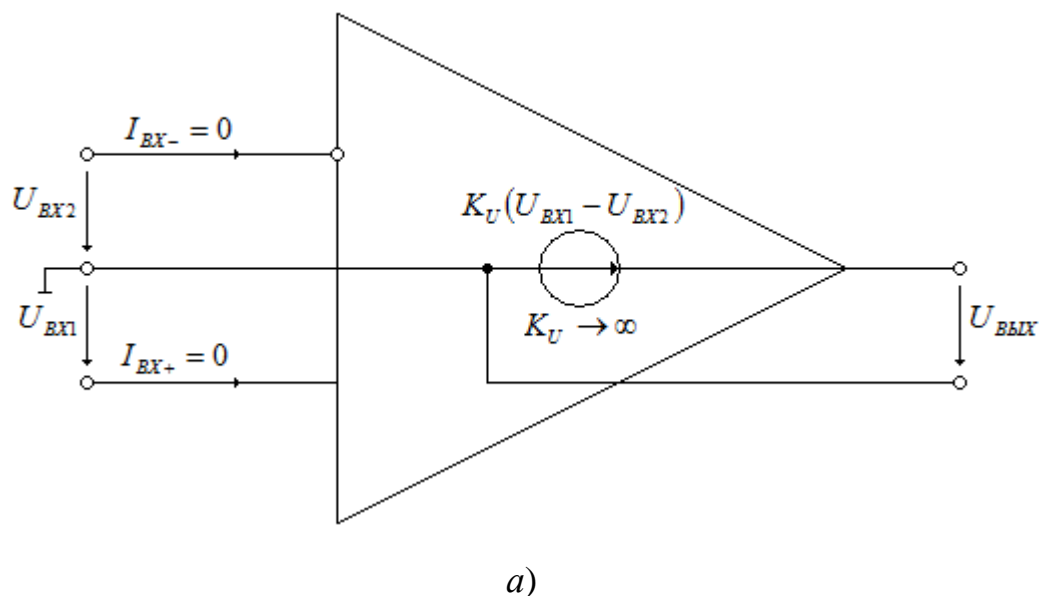
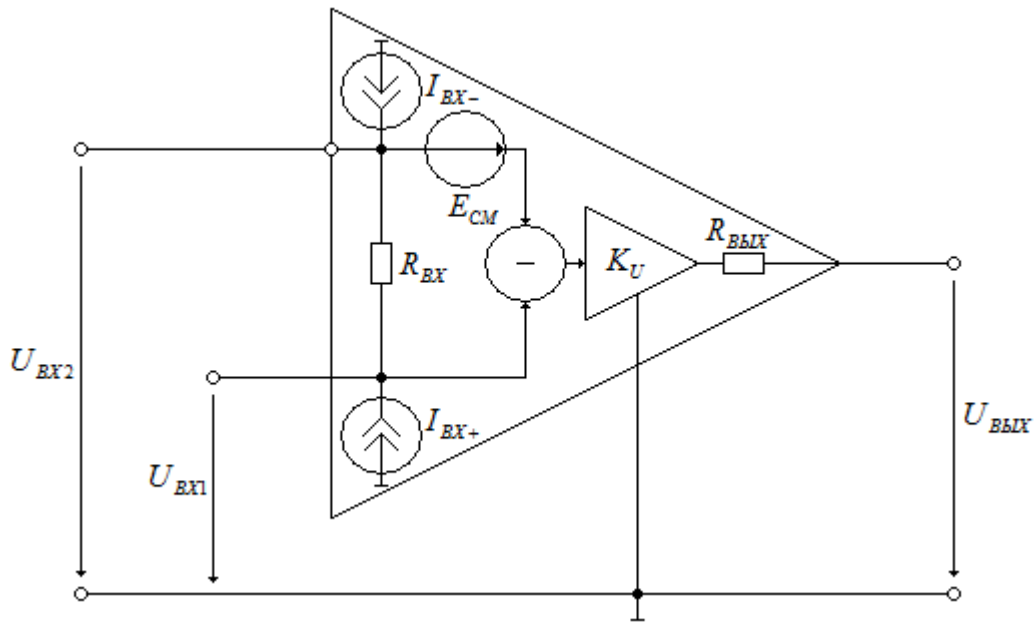


Рисунок 1.6 - Схема замещения дифференциального идеального операционного усилителя (a)



б)

Рисунок 1.6 - Схема замещения реального дифференциального операционного усилителя (б)

В этой схеме замещения на выходе включен источник напряжения $U_{ВЫХ}$, управляемый дифференциальным входным напряжением $U_{ДИФ} = U_{BX1} - U_{BX2}$, в соответствии с уравнением

$$U_{ВЫХ} = K_U U_{ДИФ}.$$

Входные токи в этой схеме отсутствуют, так как входное сопротивление считается равным бесконечности. Если учесть свойства реального усилителя, то схема замещения дифференциального операционного усилителя, приведенная на рисунке 1.6, б), будет содержать источники входных токов I_{BX+} и I_{BX-} , входное сопротивление R_{BX} , источник напряжения смещения нулевого уровня E_{CM} и выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$. Использование этой схемы замещения позволяет учесть влияние на выходной сигнал внутренних сопротивлений источников сигнала и сопротивления нагрузки, а также смещение нулевого уровня, обусловленное наличием источников входных токов I_{BX+} и I_{BX-} и напряжения E_{CM} .

Схемы замещения операционных усилителей, приведенные на рисунке 1.6,

можно использовать для расчета схем с операционными усилителями в статическом режиме, однако для анализа динамических свойств они не пригодны.

1.4 Частотные свойства операционного усилителя

В интегральных операционных усилителях для обеспечения устойчивости в широкой полосе частот используется частотная коррекция усиления, которая обеспечивает снижение усиления с ростом частоты. Обычно эта частотная коррекция представляет собой интегрирующее звено, у которого коэффициент усиления обратно пропорционален частоте. Схема замещения операционного усилителя с учетом частотной коррекции приведена на рисунке 1.7, а. Она содержит входной дифференциальный каскад с коэффициентом передачи K_1 , который преобразует входной дифференциальный сигнал в выходной ток, поступающий на интегрирующее звено с коэффициентом передачи K_2 . Выходной каскад с коэффициентом K_3 является усилителем мощности и обычно представляет собой повторитель напряжения. Упрощенная принципиальная схема такого операционного усилителя приведена на рисунке 1.7, б [1].

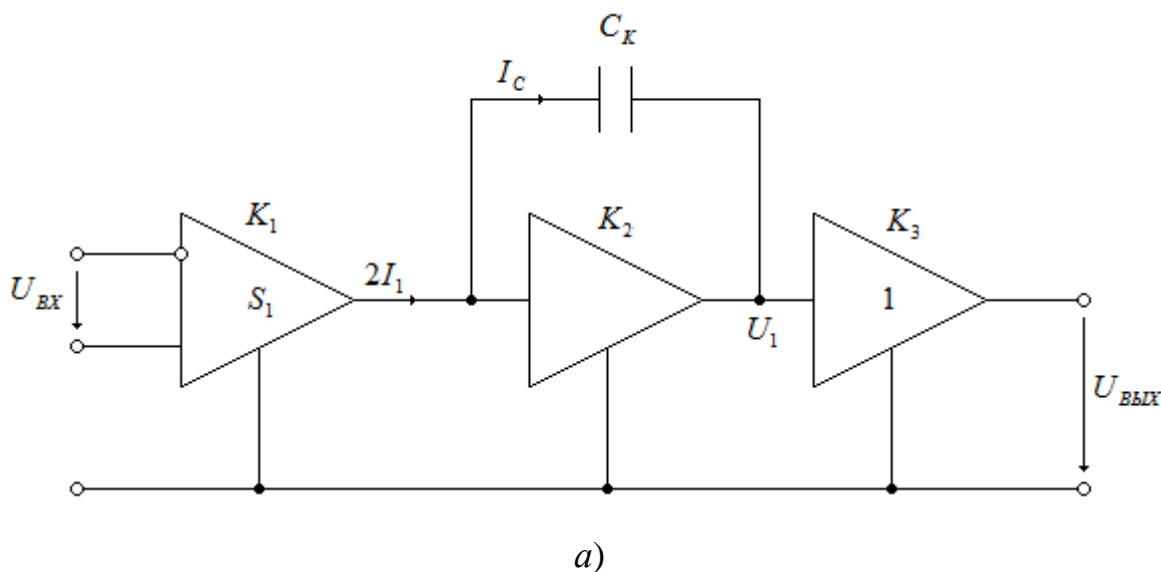


Рисунок 1.7 - Упрощенная структурная схема (а) дифференциального операционного усилителя

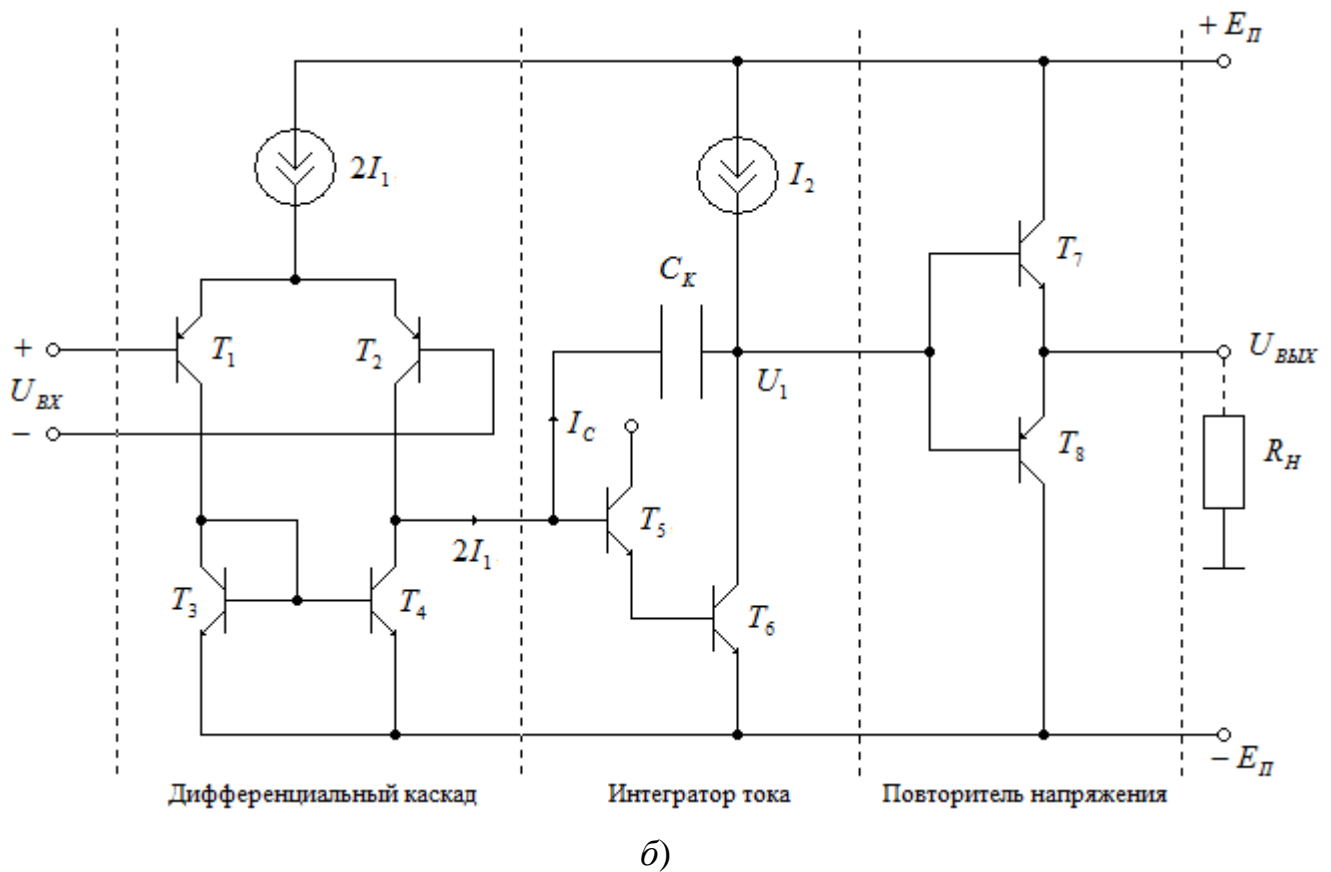


Рисунок 1.71 - Принципиальная схема (б) дифференциального операционного усилителя

Дифференциальный каскад выполнен на транзисторах T_1 и T_4 . Транзисторы T_1 , T_2 образуют дифференциальный усилитель, а транзисторы T_3 , T_4 являются его динамической нагрузкой. Выходным сигналом дифференциального каскада является ток $2I_1$, который поступает в интегрирующее звено, выполненное на транзисторах T_5 , T_6 и корректирующей емкости C_k . Выходным сигналом интегратора тока является напряжение U_1 , равное напряжению на конденсаторе C_k . Повторитель напряжения выполнен на транзисторах T_7 , T_8 по схеме с эмиттерной нагрузкой. Анализ упрощенной схемы операционного усилителя, приведенной на рисунке 1.7, позволяет выявить взаимосвязь основных динамических характеристик.

Будем считать, что входной дифференциальный каскад характеризуется крутизной составляющих его транзисторов T_1 и T_2 , для которых ток коллектора и

напряжение на базе связаны выражением $I_1 = I_0 e^{\frac{U_{BX}}{\varphi_T}}$. В этом случае крутизна дифференциального каскада будет иметь значение:

$$K_1 = S_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_{BX}} = \frac{I_1}{\varphi_T}, \quad (1.2)$$

где I_1 - коллекторный ток транзисторов дифференциального каскада,
 φ_T - тепловой потенциал.

Для определения коэффициента передачи интегратора тока воспользуемся зависимостью напряжения и тока в емкости C_K

$$2I_1 = I_C = C_K \frac{dU_1}{dt}. \quad (1.2 a)$$

Для переменного гармонического сигнала с частотой ω эта зависимость может быть представлена в виде

$$2I_1 = \omega C_K U_1,$$

Откуда находим коэффициент передачи интегратора

$$K_2 = \frac{U_1}{I_C} = \frac{U_1}{2I_1} = \frac{1}{\omega C_K}.$$

Учитывая, что коэффициент передачи выходного повторителя напряжения $K_3 = 1$, найдем полный коэффициент передачи операционного усилителя

$$K = K_1 K_2 K_3 = \frac{S_1}{\omega C_K}. \quad (1.3)$$

Формула (1.3) показывает, что с ростом частоты ω коэффициент усиления операционного усилителя понижается. Крутизна S_1 дифференциального каскада и емкость коррекции C_K влияют на скорость снижения коэффициента усиления операционного усилителя.

В тоже время этой формулой нельзя пользоваться, если $\omega \rightarrow 0$, так как в этом случае $K \rightarrow \infty$. Иначе говоря, эта формула отражает на постоянном токе свойства идеального операционного усилителя. Поэтому в реальном усилителе рост коэффициента усиления будет продолжаться до тех пор, пока он не станет равным значению $K(0)$ на постоянном напряжении. График зависимости коэффициента

усиления операционного усилителя от частоты входного сигнала приведен на рисунке 1.8. Этот график построен в логарифмическом масштабе по формуле

$$K = 20 \lg \frac{S_1}{\omega C_K} \text{ [дБ]},$$

где K [дБ] – коэффициент усиления в децибелах.

Пользуясь частотной зависимостью коэффициента усиления (1.3), можно определить предельную частоту операционного усилителя, на которой коэффициент усиления становится равным единице (или $K(\omega_{np}) = 0$ дБ)

$$\omega_{np} = \frac{S_1}{C_K}. \quad (1.4)$$

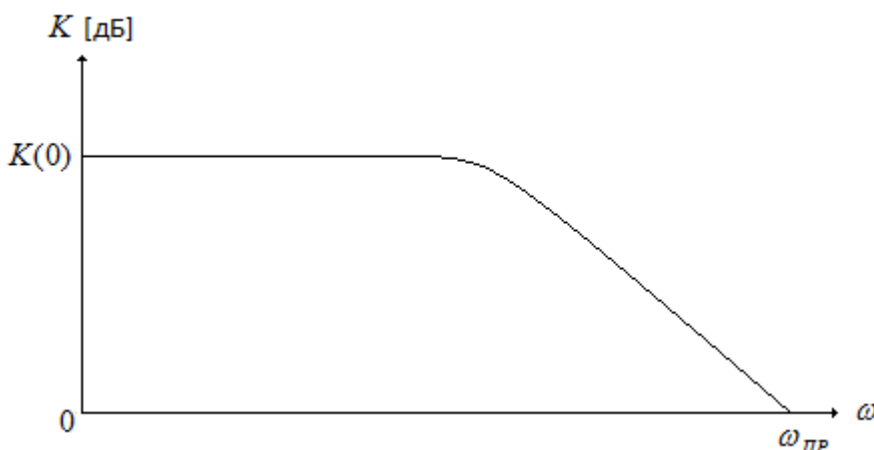


Рисунок 1.8 - График частотной зависимости коэффициента усиления операционного усилителя

1.5 Динамические свойства операционных усилителей

Динамические свойства операционных усилителей часто описывают при помощи скорости нарастания выходного напряжения $V_{ВЫХ}$. Учитывая, что $U_{ВЫХ} = U_1$ из формулы (1.2) и (1.2 а), найдем скорость нарастания $U_{ВЫХ}$

$$V_{ВЫХ} = \frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = \frac{2I_1}{C_K} = \frac{2\varphi_T S_1}{C_K}. \quad (1.5)$$

Из формулы (1.5) следует, что для увеличения скорости нарастания следует увеличивать крутизну S_1 дифференциального каскада и снижать емкость коррекции

C_K . Скорость нарастания связана с предельной частотой усиления операционного усилителя. Если в формуле (1.5) подставить значение емкости из (1.4), то получим эту зависимость

$$V_{ВЫХ} = \frac{2I_1 \omega_{ПР}}{S_1} = 2\varphi_T \omega_{ПР}, \quad (1.6)$$

откуда следует, что чем больше предельная частота (т.е. частота единичного усиления) тем выше скорость нарастания выходного напряжения.

Следует отметить, что для определения скорости нарастания на вход операционного усилителя необходимо подавать столь большое входное напряжение, чтобы дифференциальный каскад полностью переключался из одного состояния в другое. В этом случае весь ток $2I_1 = I_C$ проходит в интегратор, и поэтому скорость нарастания, определяемая по формуле (1.6) будет максимальной.

В данном рассмотрении принималось, что емкость C_K настолько велика, что усилитель имеет достаточный запас по устойчивости по фазе на частоте $\omega_{ПР}$. Это позволяет использовать операционный усилитель с замкнутой обратной связью без опасности его самовозбуждения. Уменьшение емкости C_K приводит к увеличению усиления и максимальной скорости нарастания, однако это можно сделать только в том случае, если коррекция выполняется с помощью внешних элементов. При внутренней коррекции емкость C_K является элементом интегральной микросхемы и уменьшить ее нельзя.

В справочных данных на операционные усилители иногда приводится значение максимальной частоты усиления большого сигнала. Смысл этого параметра состоит в том, что он позволяет установить максимальную частоту гармонического сигнала, при которой на выходе операционного усилителя можно получить без значительных искажений выходной сигнал синусоидальной формы с заданной амплитудой U_m . Очевидно, что этот параметр связан с максимальной скоростью нарастания гармонического сигнала на выходе операционного усилителя. Если принять, что $U_{ВЫХ} = U_m \sin(\omega t)$, то его скорость изменения будет равна

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = \omega U_m \cos(\omega t) \text{ и при } \cos(\omega t) = 1 \text{ она будет иметь максимальное значение}$$

$$\left(\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} \right)_{\text{МАКС}} = \omega_{\text{МАКС}} U_m \cdot \quad (1.7)$$

Из формулы (1.7) найдем максимальную частоту усиления большого сигнала

$$\omega_{\text{МАКС}} = \frac{1}{U_m} \left(\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} \right)_{\text{МАКС}} = \frac{1}{U_m} V_{\text{ВЫХ max}} \cdot \quad (1.8)$$

Выражение (1.8) показывает, что до частоты $\omega_{\text{МАКС}}$ на выходе операционного усилителя можно получить неискаженный сигнал с амплитудой U_m . С повышением частоты амплитуда неискаженного сигнала на выходе уменьшается по гиперболическому закону. График зависимости приведен на рисунке 1.9.

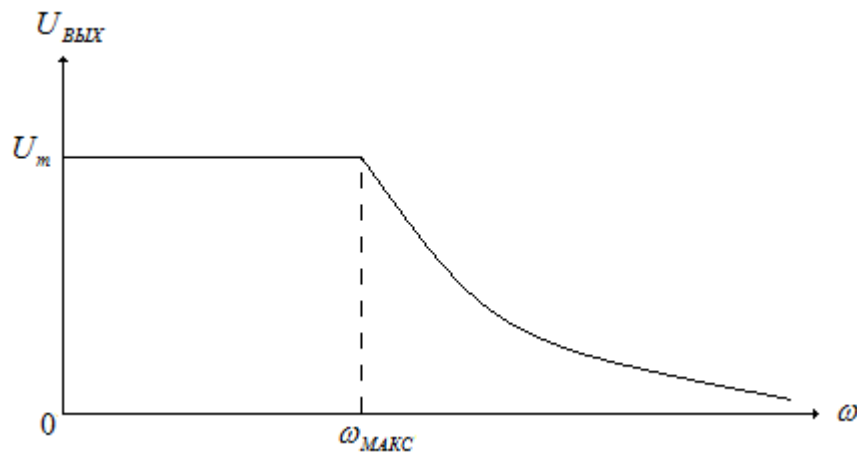


Рисунок 1.9 - График зависимости максимальной амплитуды выходного сигнала

1.6 Основные параметры и характеристики

Основные характеристики операционных усилителей можно разделить на две группы [12]:

- 1) статические;
- 2) динамические.

К статическим относятся характеристики, определяющие работу операционных усилителей в установившемся режиме:

1) коэффициент усиления при постоянном напряжении K_{U0} , характеризует способность операционного усилителя усиливать подаваемый на его входы дифференциальный сигнал

$$K_{U0} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}};$$

2) напряжение смещения нулевого уровня $E_{СМ}$ - это напряжение, которое обусловлено, в основном, не идентичностью напряжений эмиттерных переходов транзисторов входного дифференциального каскада операционного усилителя (рисунок 1.6, б). Наличие этого напряжения приводит к тому, что при нулевом входном напряжении $U_{ВХ} = 0$, напряжение на выходе операционного усилителя не равно нулю. Численно напряжение смещения нулевого уровня $E_{СМ}$ определяется как напряжение, которое необходимо приложить к входу усилителя для того, чтобы его выходное напряжение стало равным нулю;

3) входные токи $I_{ВХ+}$ и $I_{ВХ-}$ - это токи, протекающие через входные цепи операционного усилителя. Они обусловлены конечным значением входного сопротивления дифференциального каскада;

4) разность входных токов $\Delta I_{ВХ} = I_{ВХ+} - I_{ВХ-}$, обусловлена, в основном, неодинаковостью коэффициентов передачи тока транзисторов дифференциального каскада;

5) температурный коэффициент напряжения смещения нулевого уровня $\frac{\Delta E_{СМ}}{\Delta T}$;

6) температурный коэффициент разности входных токов $\frac{\Delta I_{ВХ}}{\Delta T}$;

7) коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ОСС}$ - это отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала

$$K_{ОСС} = \frac{K_{ДИФ}}{K_{СФ}};$$

8) максимальный выходной ток $I_{ВЫХ\max}$.

Динамические характеристики:

- 1) предельная частота (частота единичного усиления) $f_{ПР}$;
- 2) максимальная скорость нарастания выходного напряжения $V_{ВЫХ\max}$.

1.7 Классификация операционных усилителей

В соответствии с ГОСТ 4.465-86 все операционные усилители делятся на следующие группы по совокупности их параметров [2,3]:

- 1) универсальные или общего применения ($K_{U0}=10^3 \dots 10^5$, $f_{ПР}=1,0 \dots 10$ МГц, $E_{CM} > 0,5$ мВ);
- 2) прецизионные или инструментальные ($K_{U0} > 0,5 \cdot 10^6$, $E_{CM} < 0,5$ мВ);
- 3) быстродействующие ($V_{ВЫХ} > 20$ В/мкс, $f_{ПР} > 15$ МГц);
- 4) микромощные ($I_{ПОТР}$ - ток на собственное питание < 1 мА).

В таблице 1.1 представлены сравнительные характеристики операционных усилителей.

Таблица 1.1 - Сравнительные характеристики операционных усилителей

Тип ОУ	Группа	$K_{U0} \cdot 10^3$	E_{CM} , мкВ	$\frac{\Delta E_{CM}}{\Delta T}$, мкВ/К	$\Delta I_{ВХ}$, нА	$K_{ОСС}$, дБ	$f_{ПР}$, МГц	$V_{ВЫХ}$, В/мкс
К140УД7	Универсальные	50	4000	6	50	70	0,8	10
К140УД24	Прецизионные	1000	5	0,05	10^{-2}	120	2	2,5
154УД2	Быстродействующие	10	2000	10	10	100	>50	75
К1423УД1	Микромощные	10	5000	5	$5 \cdot 10^{-4}$	70	0,05...1,4	$1,6 \dots 10^{-2}$

1.8 Основные схемы включения операционных усилителей

При рассмотрении различных схем включения операционных усилителей необходимо привести важнейшие правила, которые определяют поведение операционного усилителя, охваченного петлей обратной связи. Они справедливы почти для всех случаев жизни.

Во-первых, операционный усилитель обладает таким большим коэффициентом усиления по напряжению, что изменение напряжения между входами на несколько долей милливольт вызывает изменение выходного напряжения в пределах его полного диапазона, поэтому не будем рассматривать это небольшое напряжение, а сформулируем правило 1: *выход операционного усилителя стремится к тому, чтобы разность напряжений между его входами была равна нулю.*[14]

Во-вторых, входное сопротивление операционного усилителя очень велико. Исходя из этого можно сформулировать правило 2: *входы операционного усилителя ток не потребляют.*[14]

1.8.1 Неинвертирующий усилитель

Рассмотрим схему неинвертирующего усилителя (рисунок 1.10), где имеет место последовательная отрицательная связь по напряжению [4,5,6].

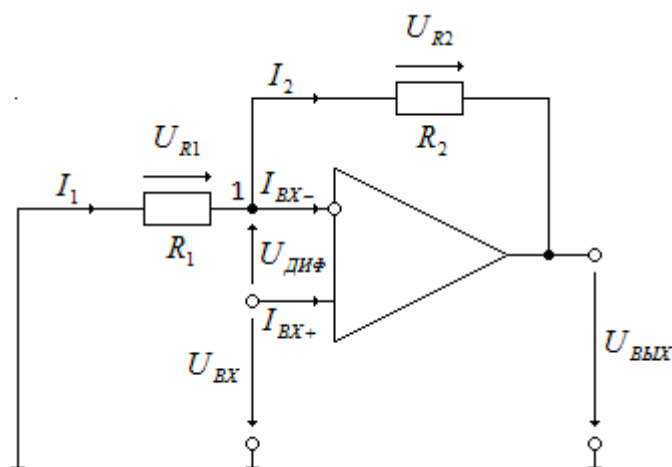


Рисунок 1.10 - Схема неинвертирующего усилителя

В соответствии с правилом 1 дифференциальное входное напряжение $U_{диф} = 0$, а, следовательно, потенциал в узле 1 (на инвертирующем входе операционного усилителя) равно входному напряжению U_{BX} . По правилу 2 входные токи операционного усилителя I_{BX+} и I_{BX-} равны нулю.

Тогда на основании первого закона Кирхгофа (алгебраическая сумма токов в каждом узле любой цепи равна нулю; при этом втекающий в узел ток считается положительным, а вытекающий — отрицательным) для узла 1 получаем

$$I_1 - I_2 = 0.$$

Ток I_1 равен падению напряжения на резисторе U_{R1} деленное на его сопротивление R_1

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1}.$$

В свою очередь U_{R1} равно разности потенциала заземления и потенциала узла 1. Потенциал заземления равен нулю, тогда как потенциала узла 1 равен U_{BX} (в соответствии с правилом 1), тогда

$$I_1 = -\frac{U_{BX}}{R_1}.$$

Ток I_2 равен падению напряжения на резисторе U_{R2} , деленное на его сопротивление R_2

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2}.$$

Падение напряжения U_{R2} равно разности потенциалов узла 1 и потенциала на выходе операционного усилителя $U_{ВЫХ}$, т.е.

$$U_{R2} = U_{BX} - U_{ВЫХ},$$

тогда

$$I_2 = \frac{U_{BX} - U_{ВЫХ}}{R_2}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$-\frac{U_{BX}}{R_1} - \frac{U_{BX} - U_{BЫX}}{R_2} = 0.$$

Выразим значение выходного напряжения $U_{BЫX}$ через входное U_{BX}

$$U_{BЫX} = U_{BX} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Таким образом, неинвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{BЫX}}{U_{BX}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Для неинвертирующего усилителя можно сделать следующие выводы [7]:

- 1) коэффициент передачи неинвертирующего усилителя обратно пропорционален коэффициенту передачи отрицательной обратной связи;
- 2) при любых сопротивлениях резисторов в цепи отрицательной обратной связи коэффициент передачи неинвертирующего усилителя не может быть меньше единицы.

1.8.2 Инвертирующий усилитель

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя (рисунок 1.11). В схеме неинвертирующего усилителя сигнал обратной связи и сигнал U_{BX} подавались на различные входы операционного усилителя. Для получения инвертирующего усилителя входной сигнал и сигнал обратной связи должны подаваться на один и тот же инвертирующий вход, т.е. цепь отрицательной обратной связи превращается из последовательной в параллельную по напряжению.

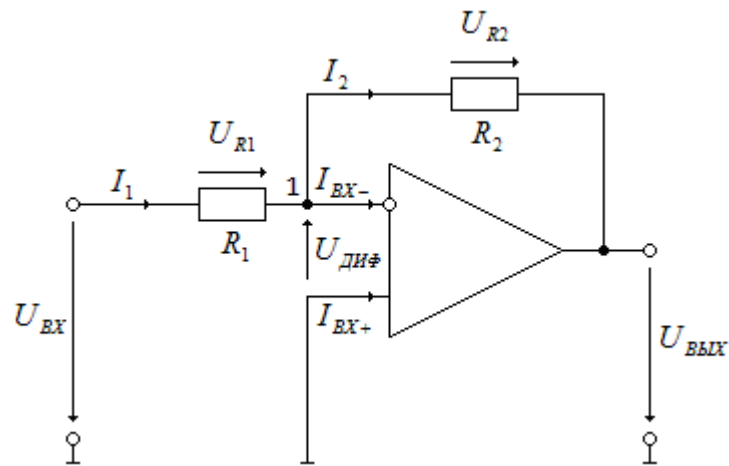


Рисунок 1.11 - Схема инвертирующего усилителя

В соответствии с правилом 1 дифференциальное входное напряжение $U_{ДНФ} = 0$, а, следовательно, потенциал в узле 1 (на инвертирующем входе операционного усилителя) равен напряжению заземления, т.е. равен нулю. По правилу 2 входные токи операционного усилителя I_{BX+} и I_{BX-} равны нулю.

Тогда на основании первого закона Кирхгофа для узла 1 получаем

$$I_1 - I_2 = 0.$$

Ток I_1 равен падению напряжения на резисторе U_{R1} деленное на его сопротивление R_1

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1}.$$

В свою очередь U_{R1} равно разности потенциала входного сигнала U_{BX} и потенциала узла 1. Получаем

$$I_1 = \frac{U_{BX}}{R_1}$$

Ток I_2 равен падению напряжения на резисторе U_{R2} деленное на его сопротивление R_2

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2}.$$

Падение напряжения U_{R2} равно разности потенциалов узла 1 и потенциала на выходе операционного усилителя $U_{BВIX}$, т.е.

$$U_{R2} = 0 - U_{ВЫХ} = -U_{ВЫХ} ,$$

тогда

$$I_2 = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_2} .$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$\frac{U_{ВХ}}{R_1} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_2} = 0 .$$

Выразим значение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ через входное $U_{ВХ}$

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} \frac{R_2}{R_1} .$$

Таким образом, инвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_2}{R_1} . \quad (1.9)$$

Из выражения (1.9) следует, что в отличие от неинвертирующего усилителя выбором резисторов цепи отрицательной обратной связи коэффициент передачи инвертирующего усилителя может быть уменьшен до сколь угодно малой величины. Сделанный вывод не означает, что собственно напряжение, присутствующее на входе операционного усилителя, передается на его выход с коэффициентом передачи, меньшим единицы. Это противоречило бы свойствам операционных усилителей. Изменение коэффициента передачи усилителя до величины, меньшей единицы, достигается за счет действия входного делителя.[8]

1.8.3 Повторитель напряжения

Схема повторителя напряжения (рисунок 1.12) легко может быть получена из схемы неинвертирующего усилителя (рисунок 1.10) при $R_1 \rightarrow \infty$ и $R_2 \rightarrow 0$.

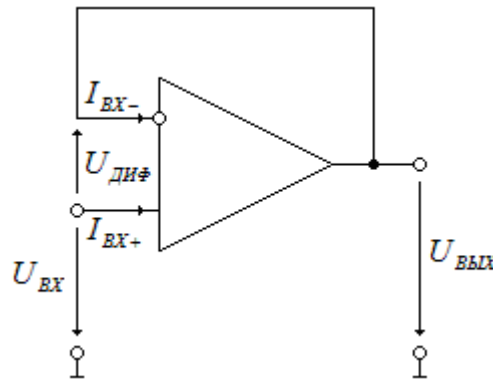


Рисунок 1.12 - Схема повторителя напряжения

Этот усилитель, охваченный цепью последовательной отрицательной обратной связи по выходному напряжению, с коэффициентом передачи равном единице

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = 1.$$

Учитывая, что собственное входное сопротивление операционного усилителя $R_{ВХ} \rightarrow \infty$, а выходное $R_{ВЫХ} \rightarrow 0$, можно сказать, что рассмотренная схема находит практическое применение в качестве буферных или согласующих элементов.

1.8.4 Устройства суммирования и вычитания

Инвертирующий сумматор. Данное электронное устройство предназначено для формирования напряжения, равного усиленной алгебраической сумме нескольких входных сигналов, т.е. выполняет математическую операцию суммирования нескольких сигналов. При этом выходной сигнал дополнительно

инвертируется, отсюда и название – инвертирующий сумматор [9]. Схема инвертирующего сумматора приведена на рисунке 1.13.

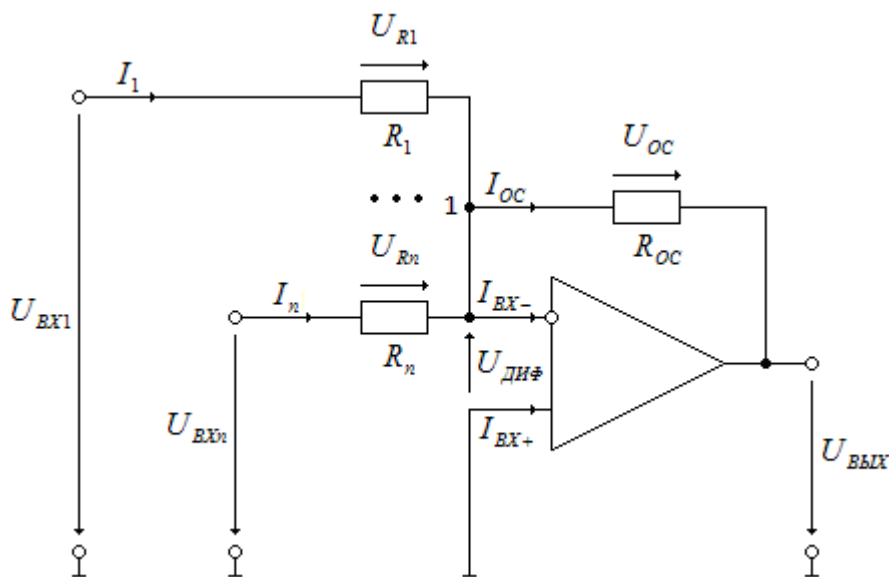


Рисунок 1.13 - Схема инвертирующего сумматора

Определим зависимость выходного напряжения от входного. В соответствии с правилом 1 дифференциальное входное напряжение $U_{ДИФ} = 0$, а, следовательно, потенциал в узле 1 (на инвертирующем входе операционного усилителя) равен напряжению заземления, т.е. равен нулю.

По правилу 2 входные токи операционного усилителя $I_{ВХ+}$ и $I_{ВХ-}$ равны нулю. Тогда на основании первого закона Кирхгофа для узла 1 получаем

$$I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n - I_{OC} = 0.$$

Токи $I_1, I_2, I_3 \dots I_n$ равны падениям напряжения на резисторах $U_{R1}, U_{R2}, U_{R3} \dots U_{Rn}$ деленные на их сопротивления $R_1, R_2, R_3 \dots R_n$

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{U_{R3}}{R_3},$$

$$\dots$$

$$I_n = \frac{U_{Rn}}{R_n}.$$

В свою очередь $U_{R1}, U_{R2}, U_{R3} \dots U_{Rn}$ равны разности потенциалов входных сигналов $U_{BX1}, U_{BX2}, U_{BX3} \dots U_{BXn}$ и потенциала узла 1 (т.е. нуля). Получаем

$$I_1 = \frac{U_{BX1}}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{BX2}}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{U_{BX3}}{R_3},$$

...

$$I_n = \frac{U_{BXn}}{R_n}.$$

Ток I_{OC} равен падению напряжения на резисторе U_{OC} деленное на его сопротивление R_{OC}

$$I_{OC} = \frac{U_{OC}}{R_{OC}}.$$

Падение напряжения U_{OC} равно разности потенциалов узла 1 и потенциала на выходе операционного усилителя $U_{ВЫХ}$, т.е.

$$U_{OC} = 0 - U_{ВЫХ} = -U_{ВЫХ},$$

тогда

$$I_{OC} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$\frac{U_{BX1}}{R_1} + \frac{U_{BX2}}{R_2} + \frac{U_{BX3}}{R_3} + \dots + \frac{U_{BXn}}{R_n} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}} = 0.$$

Выразим значение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ через входные U_{BX1}, \dots, U_{BXn}

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{R_{OC}}{R_1} U_{BX1} + \frac{R_{OC}}{R_2} U_{BX2} + \frac{R_{OC}}{R_3} U_{BX3} + \dots + \frac{R_{OC}}{R_n} U_{BXn} \right).$$

Т.е. сигнал на выходе равен инверсии от алгебраической суммы входных сигналов, взятых со своими масштабными коэффициентами.

Неинвертирующий сумматор. Схема неинвертирующего сумматора выполняется по типу неинвертирующего усилителя с числом параллельных ветвей на входе, равным количеству сигналов, предназначенных для сложения (рисунок 1.14).

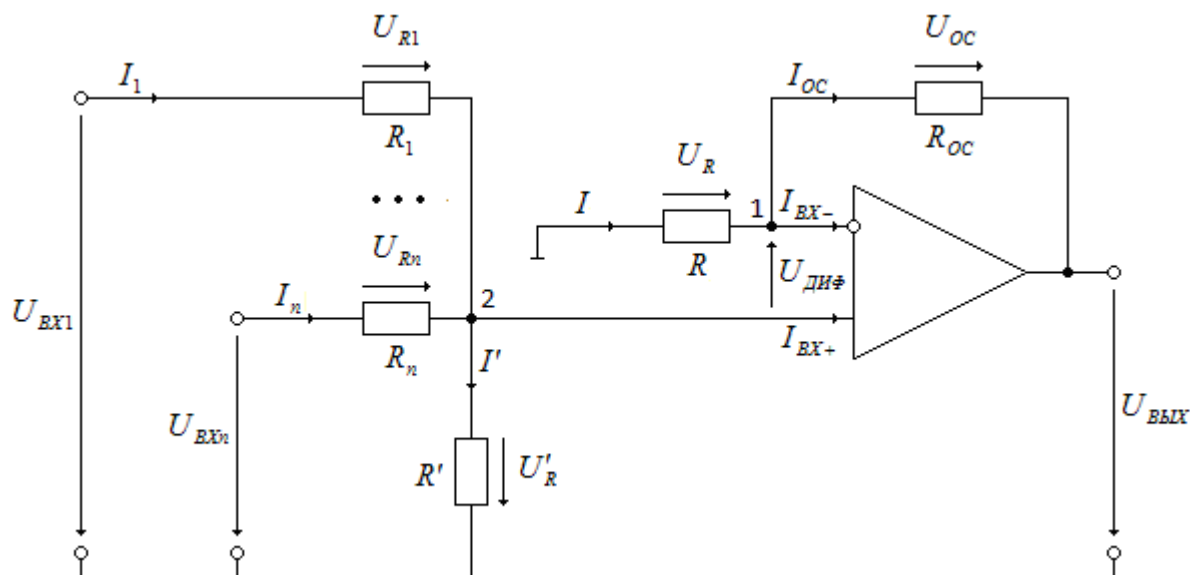


Рисунок 1.14 - Схема неинвертирующего сумматора

В соответствии с рассмотренными правилами:

- 1) $U_{\text{ДИФ}} = 0$,
- 2) $I_{\text{ВХ}+} = 0$, $I_{\text{ВХ}-} = 0$.

В отличие от предыдущих схем, где потенциал одного из входов операционного усилителя был задан (либо это был потенциал заземления, либо источника входного напряжения) в данной схеме он заранее неизвестен. Единственный вывод, который можно сделать сразу из условия 1 ($U_{\text{ДИФ}} = 0$), что потенциалы узлов 1 и 2 равны между собой. Обозначим данный потенциал U_H . Чтобы определить искомую зависимость выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ от входного $U_{\text{ВХ}}$ необходимо сначала найти этот потенциал.

Для этого запишем уравнение для токов на основании первого закона Кирхгофа для узла 1

$$I - I_{OC} = 0.$$

Ток I равен падению напряжения на резисторе U_R деленное на его сопротивление R

$$I = \frac{U_R}{R}.$$

В свою очередь U_R равно разности потенциала заземления и потенциала узла 1, который равен U_H . Получаем

$$I = \frac{0 - U_H}{R} = -\frac{U_H}{R}.$$

Ток I_{OC} равен падению напряжения на резисторе U_{OC} деленное на его сопротивление R_{OC}

$$I_{OC} = \frac{U_{OC}}{R_{OC}}.$$

Падение напряжения U_{OC} равно разности потенциалов узла 1 и потенциала на выходе операционного усилителя $U_{ВЫХ}$, т.е.

$$U_{OC} = U_H - U_{ВЫХ},$$

тогда

$$I_{OC} = \frac{U_H - U_{ВЫХ}}{R_{OC}}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$-\frac{U_H}{R} - \frac{U_H - U_{ВЫХ}}{R_{OC}} = 0.$$

Из полученного уравнения найдем неизвестный потенциал U_H

$$U_H = \frac{R}{R + R_{OC}} U_{ВЫХ}.$$

Далее запишем уравнения токов на основании первого закона Кирхгофа для узла 2

$$I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n - I' = 0.$$

Токи $I_1, I_2, I_3 \dots I_n$ равны падениям напряжения на резисторах $U_{R1}, U_{R2}, U_{R3} \dots U_{Rn}$ деленные на их сопротивления $R_1, R_2, R_3 \dots R_n$

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{U_{R3}}{R_3},$$

...

$$I_n = \frac{U_{Rn}}{R_n}.$$

В свою очередь $U_{R1}, U_{R2}, U_{R3} \dots U_{Rn}$ равны разности потенциалов входных сигналов $U_{BX1}, U_{BX2}, U_{BX3} \dots U_{BXn}$ и потенциала узла 2 (т.е. U_H). Получаем

$$I_1 = \frac{U_{BX1} - U_H}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{BX2} - U_H}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{U_{BX3} - U_H}{R_3},$$

...

$$I_n = \frac{U_{BXn} - U_H}{R_n}.$$

Ток I' равен падению напряжения на резисторе U'_R деленное на его сопротивление R' ($I' = \frac{U'_R}{R'}$).

Падение напряжения U'_R равно разности потенциалов узла 2 (U_H) и потенциала заземления (нуля), т.е.

$$U'_R = U_H - 0 = U_H,$$

тогда

$$I' = \frac{U_H}{R'}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 2, получим

$$\frac{U_{BX1} - U_H}{R_1} + \frac{U_{BX2} - U_H}{R_2} + \frac{U_{BX3} - U_H}{R_3} + \dots + \frac{U_{BXn} - U_H}{R_n} - \frac{U_H}{R'} = 0.$$

Выразим значение напряжения U_H через входные U_{BX1}, \dots, U_{BXn}

$$U_H = \frac{\frac{1}{R_1}U_{BX1} + \frac{1}{R_2}U_{BX2} + \frac{1}{R_3}U_{BX3} + \dots + \frac{1}{R_n}U_{BXn}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R'}}.$$

Подставив в место U_H выражение $U_H = \frac{R}{R + R_{OC}}U_{ВЫХ}$, получим

$$U_{ВЫХ} = \frac{R + R_{OC}}{R} \frac{\frac{1}{R_1}U_{BX1} + \frac{1}{R_2}U_{BX2} + \frac{1}{R_3}U_{BX3} + \dots + \frac{1}{R_n}U_{BXn}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R'}}.$$

Т.е. сигнал на выходе равен алгебраической сумме входных сигналов, взятых со своими масштабными коэффициентами. При равенстве сопротивлений

$$R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n = R' = R$$

получаем

$$U_{ВЫХ} = \frac{R + R_{OC}}{R(n+1)} (U_{BX1} + U_{BX2} + U_{BX3} + \dots + U_{BXn}).$$

1.8.5 Вычитающий усилитель

В том случае, когда требуется осуществить вычитание двух сигналов, применяют специальные вычитающие усилители, входные сигналы на которые подаются через инвертирующий и неинвертирующий входы.

Общая схема вычитающего усилителя приведена на рисунке 1.15.

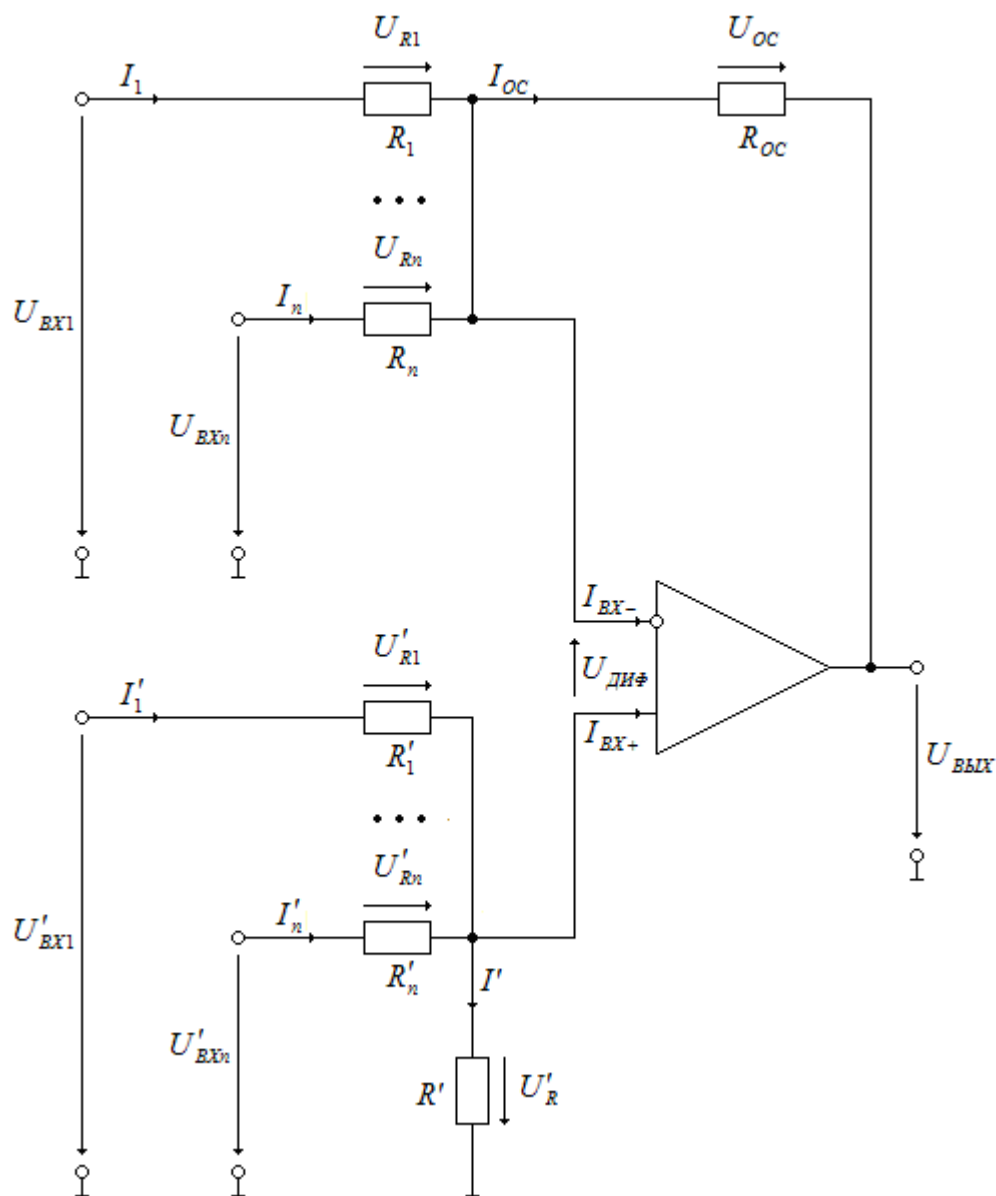


Рисунок 1.15 – Общая схема вычитающего усилителя

В данной схеме группа входных сигналов $U_{BX1}, U_{BX2}, U_{BX3} \dots U_{BXn}$ подается на инвертирующий вход усилителя, где они суммируются (по принципу инвертирующего сумматора). Вторая группа сигналов $U'_{BX1}, U'_{BX2}, U'_{BX3} \dots U'_{BXn}$ подается на неинвертирующий вход усилителя, где они также суммируются (по принципу неинвертирующего сумматора). Затем обе эти суммы вычитаются.

Рассмотрим более подробно вычитающий усилитель на упрощенной схеме, когда на его входы подается по одному сигналу (рисунок 1.16).

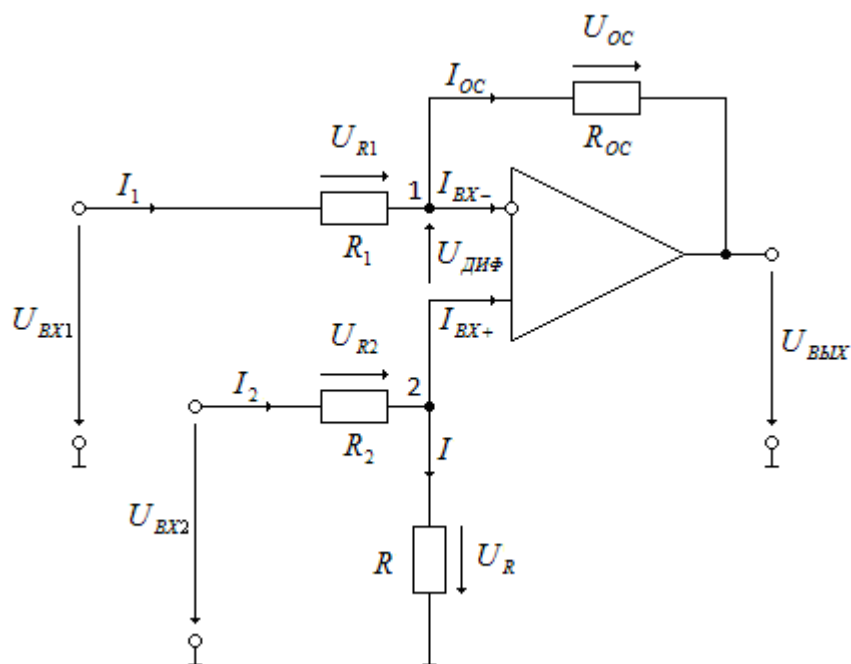


Рисунок 1.16 - Схема вычитающего усилителя для двух сигналов

Для идеального операционного усилителя:

- 1) $U_{ДИФ} = 0$,
- 2) $I_{ВХ+} = 0, I_{ВХ-} = 0$.

Также как и для неинвертирующего сумматора потенциалы входов операционного усилителя в данной схеме заранее неизвестны, но при этом они равны между собой. Обозначим потенциал узлов 1 и 2 - U_H . Чтобы определить искомую зависимость выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ от входных $U_{ВХ1}$ и $U_{ВХ2}$ необходимо сначала найти этот потенциал.

Для этого запишем уравнение для токов на основании первого закона Кирхгофа для узла 1

$$I_1 - I_{OC} = 0.$$

Ток I_1 равен падению напряжения на резисторе U_{R1} деленное на его сопротивление R_1

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1}.$$

В свою очередь U_{R1} равно разности потенциала входа U_{BX1} и потенциала узла 1, который равен U_H . Получаем

$$I_1 = \frac{U_{BX1} - U_H}{R_1}.$$

Ток I_{OC} равен падению напряжения на резисторе U_{OC} деленное на его сопротивление R_{OC}

$$I_{OC} = \frac{U_{OC}}{R_{OC}}.$$

Падение напряжения U_{OC} равно разности потенциалов узла 1 и потенциала на выходе операционного усилителя $U_{ВЫХ}$, т.е.

$$U_{OC} = U_H - U_{ВЫХ},$$

тогда

$$I_{OC} = \frac{U_H - U_{ВЫХ}}{R_{OC}}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$\frac{U_{BX1} - U_H}{R_1} - \frac{U_H - U_{ВЫХ}}{R_{OC}} = 0.$$

Из полученного уравнения найдем неизвестный потенциал U_H

$$U_H = \frac{R_{OC}}{R_1 + R_{OC}} U_{BX1} + \frac{R_1}{R_1 + R_{OC}} U_{ВЫХ}.$$

Далее запишем уравнения токов на основании первого закона Кирхгофа для узла 2

$$I_2 - I = 0.$$

Ток I_2 равен падению напряжения на резисторе U_{R2} деленное на его сопротивление R_2

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2}.$$

В свою очередь U_{R2} равно разности потенциала входа U_{BX2} и потенциала узла 2, который равен U_H . Получаем

$$I_2 = \frac{U_{BX2} - U_H}{R_2}.$$

Ток I равен падению напряжения на резисторе U_R деленное на его сопротивление R

$$I = \frac{U_R}{R}.$$

Падение напряжения U_R равно разности потенциалов узла 2 и потенциала заземления, т.е.

$$U_R = U_H - 0 = U_H,$$

тогда

$$I = \frac{U_H}{R}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 2, получим

$$\frac{U_{BX2} - U_H}{R_2} - \frac{U_H}{R} = 0.$$

Подставив в место U_H выражение $U_H = \frac{R_{OC}}{R_1 + R_{OC}} U_{BX1} + \frac{R_1}{R_1 + R_{OC}} U_{ВЫХ}$, получим

$$U_{ВЫХ} = \frac{R}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_{OC}}{R_2 + R} U_{BX2} - \frac{R_{OC}}{R_1} U_{BX1}.$$

При $R = R_1 = R_2 = R_{OC}$

$$U_{ВЫХ} = U_{BX2} - U_{BX1}.$$

1.8.6 Интегрирующий усилитель

Интегрирующим усилителем или интегратором называется электронное устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала. Простейшая схема интегратора, выполненная на операционном усилителе, приведена на рисунке 1.17.

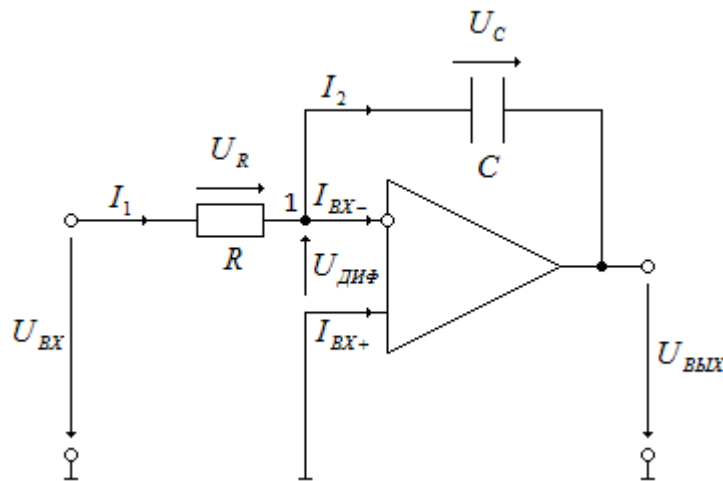


Рисунок 1.17 - Схема интегратора

Данная схема является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включен конденсатор C . Произведем расчет данного интегрирующего усилителя. Данный расчет будет аналогичен расчету инвертирующего операционного усилителя.

На основании первого закона Кирхгофа для узла 1 получаем

$$I_1 - I_2 = 0.$$

Ток I_1 равен падению напряжения на резисторе U_R деленное на его сопротивление R

$$I_1 = \frac{U_R}{R}.$$

В свою очередь U_R равно разности потенциала входного сигнала $U_{ВХ}$ и потенциала узла 1 (в нашем случае нуля). Получаем

$$I_1 = \frac{U_{BX}}{R}.$$

Ток I_2 равен току, протекающему через конденсатор C . Он определяется зависимостью

$$I_2 = C \frac{dU_C}{dt},$$

где U_C - падение напряжения на конденсаторе, C – емкость конденсатора.

Падение напряжения на конденсаторе равно разности потенциала узла 1 (т.е. нуля) и потенциала выхода (т.е. $U_{ВЫХ}$)

$$U_C = 0 - U_{ВЫХ} = -U_{ВЫХ}.$$

Таким образом

$$I_2 = -C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$\frac{U_{BX}}{R} + C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = 0.$$

Выразим значение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ через входное U_{BX}

$$U_{ВЫХ} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{BX} dt + U_{ВЫХ0},$$

где $U_{ВЫХ0}$ - выходное напряжение при $t=0$.

Временной масштаб интегрирования выбирают с учетом параметров входных сигналов, чтобы к концу проведения этой операции выходное напряжение усилителя не достигло предельного значения, равного положительному или отрицательному напряжению источника питания операционного усилителя.

Интегратор широко используют при построении аналоговых решающих и моделирующих устройств. На его основе выполняют генераторы линейно изменяющегося напряжения. [9,10]

1.8.7 Дифференцирующий усилитель

Дифференцирующим усилителем или дифференциатором называется устройство, выходной сигнал которого пропорционален производной от его входного сигнала [11]. Иными словами, выходной сигнал дифференциатора пропорционален скорости изменения его входного сигнала. Простейшая схема дифференциатора, выполненная на операционном усилителе, приведена на рисунке 1.18.

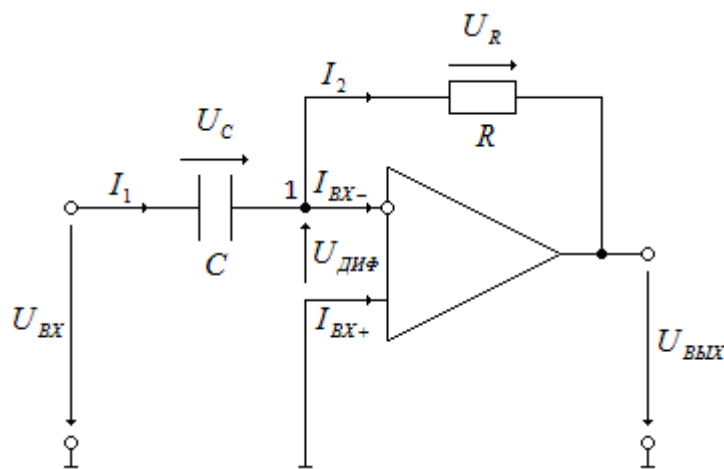


Рисунок 1.18 - Схема дифференцирующего усилителя

Произведем расчет данного интегрирующего усилителя. Данный расчет будет аналогичен расчету интегратора.

На основании первого закона Кирхгофа для узла 1 получаем

$$I_1 - I_2 = 0.$$

Ток I_1 равен току, протекающему через конденсатор C . Он определяется зависимостью

$$I_1 = C \frac{dU_C}{dt},$$

где U_C - падение напряжения на конденсаторе, C – емкость конденсатора.

Падение напряжения на конденсаторе равно разности потенциала входа $U_{ВХ}$ и узла 1 (т.е. нуля)

$$U_C = U_{BX} - 0 = U_{BX}.$$

Таким образом

$$I_1 = C \frac{dU_{BX}}{dt}.$$

Ток I_2 равен падению напряжения на резисторе U_R деленное на его сопротивление R

$$I_2 = \frac{U_R}{R}.$$

В свою очередь U_R равно разности потенциала узла 1 и выходного сигнала $U_{ВЫХ}$.

Получаем

$$I_1 = \frac{0 - U_{ВЫХ}}{R} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$C \frac{dU_{BX}}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}}{R} = 0.$$

Выразим значение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ через входное $U_{ВХ}$

$$U_{ВЫХ} = -RC \frac{dU_{ВХ}}{dt}.$$

1.8.8 Нелинейные преобразователи

В ряде случаев необходимо, чтобы зависимость входного и выходного напряжений операционного усилителя была нелинейной. При монотонных зависимостях решить эту проблему можно на основе метода кусочно-линейной аппроксимации. Суть метода заключается в том, что коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи операционного усилителя должен иметь несколько дискретных значений, каждое из которых соответствует определенному диапазону изменения входного сигнала.[11-13]

Для этого цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя выполняется в виде сложных делителей, содержащих комбинации линейных и

нелинейных элементов. Коэффициент передачи этих делителей аппроксимирует требуемую нелинейную зависимость, причем чем больше число дискретных значений может принимать коэффициент передачи отрицательной обратной связи операционного усилителя, тем ближе получаемая зависимость выходного напряжения от входного к заданной.

Рассмотрим в качестве примера усилители, в которых при изменении входного напряжения обеспечивается увеличение или уменьшение коэффициента усиления.

Усилители с возрастающим коэффициентом передачи. На рисунке 1.19 приведена схема инвертирующего усилителя, в котором вместо входного резистора использована нелинейная цепь, составленная из резисторов и стабилитронов.

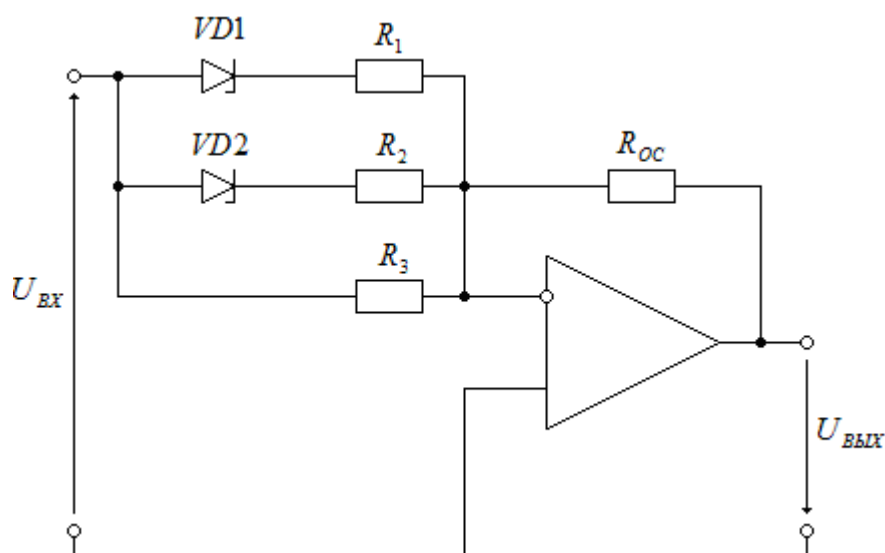


Рисунок 1.19 - Схема усилителя с возрастающим коэффициентом передачи

Для рассмотрения работы такого усилителя предположим, что $U_{VD1} > U_{VD2}$, т.е. обратное напряжение пробоя стабилитрона $VD1$ выше, чем обратное напряжение пробоя стабилитрона $VD2$ и стабилитроны идеальны (рисунок 1.20):

- 1) ток в не пробитом состоянии стабилитрона равен нулю;
- 2) дифференциальное сопротивление стабилитрона в рабочей области характеристики равно нулю (обратную ветвь вольт-амперной характеристики можно

аппроксимировать двумя отрезками прямых), т.е. если $I_{CT} > 0$ (при пробое стабилитрона), то падение напряжения на стабилитроне $U_{CT} = U_{CT0}$.

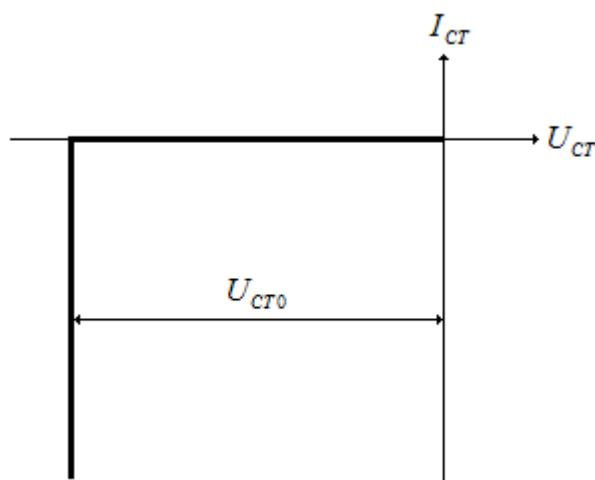


Рисунок 1.20 - Характеристика идеального стабилитрона

Пусть полярность входного напряжения отрицательна. Тогда, если входное напряжение усилителя лежит в диапазоне $U_{VD2} < U_{BX} < 0$, оба стабилитрона заперты. Цепь отрицательной обратной связи определяется только сопротивлением резистора R_3 . Коэффициент передачи равен

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC}}{R_3}.$$

Когда входное напряжение уменьшится до напряжения пробоя стабилитрона $VD2$, цепь отрицательной обратной связи будет состоять из двух параллельно соединенных резисторов R_2 и R_3 . При этом коэффициент передачи увеличится до величины

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC}}{R_2 \parallel R_3} = -R_{OC} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right).$$

Этот коэффициент усиления будет оставаться постоянным до тех пор пока входное напряжение лежит в диапазоне $U_{VD1} < U_{ВХ} < U_{VD2}$. При дальнейшем уменьшении входного напряжения наступит пробой стабилитрона $VD1$. В результате ток потечет через все три сопротивления R_1 , R_2 , R_3 . Т.е. цепь отрицательной

обратной связи будет состоять из трех параллельно соединенных резисторов R_1 , R_2 , R_3 . При этом коэффициент передачи еще увеличится до величины

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC}}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} = -R_{OC} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right).$$

График зависимости выходного напряжения не линейного усилителя с возрастающим коэффициентом усиления, показан на рисунке 1.21.

На рисунке 1.21 в качестве функции $F_{РЕАЛ}$ приведена нелинейная зависимости выходного напряжения от входного, которую нужно реализовать. Функция $F_{АП}$ это реальная функция получаемая путем аппроксимации идеальной функции $F_{РЕАЛ}$.

Если входное напряжение имеет положительную полярность, то, пренебрегая напряжениями на прямосмещенных стабилитронах, можно сказать, что коэффициент передачи устройства для всего диапазона изменения будет постоянен и равен максимально возможной величине (при прямом смещении идеальный стабилитрон работает как идеальный диод, т.е. через все три резистора будет течь ток).

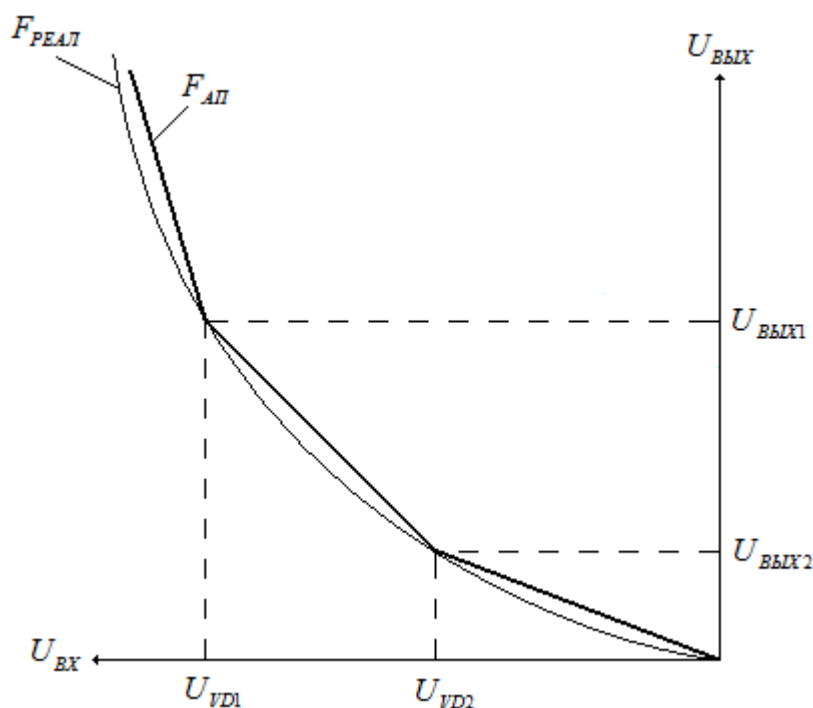


Рисунок 1.21 - Нелинейная зависимости выходного напряжения от входного

Таким образом, при отрицательных полярностях входного напряжения коэффициент передачи является функцией входного напряжения и при его уменьшении увеличивается. Следовательно, в усилителе реализована передаточная характеристика с возрастающим коэффициентом передачи. Число используемых при этом стабилитронов зависит от требуемой точности приближения к заданной функции.

Усилители с убывающим коэффициентом передачи. Усилитель с убывающим коэффициентом передачи можно получить, если в ранее рассмотренной схеме поменять местами входную нелинейную цепь, составленную из резисторов и стабилитронов и резистор обратной связи R_{OC} . Схема усилителя с убывающим коэффициентом передачи приведена на рисунке 1.22.

По аналогии примем, что $U_{VD1} > U_{VD2}$, т.е. обратное напряжение пробоя стабилитрона $VD1$ выше, чем обратное напряжение пробоя стабилитрона $VD2$ и стабилитроны также идеальны.

Предположим, что входное напряжение отрицательно $U_{BX} < 0$ при этом падение напряжения на стабилитронах U_{CT} не достигает значения пробоя стабилитронов $VD1$ и $VD2$. При этом коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи определяется только сопротивлением резисторов R_{OC3} и R . При этом схема будет представлять из себя простейший инвертирующий операционный усилитель с коэффициентом передачи

$$K_{U1} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC3}}{R}.$$

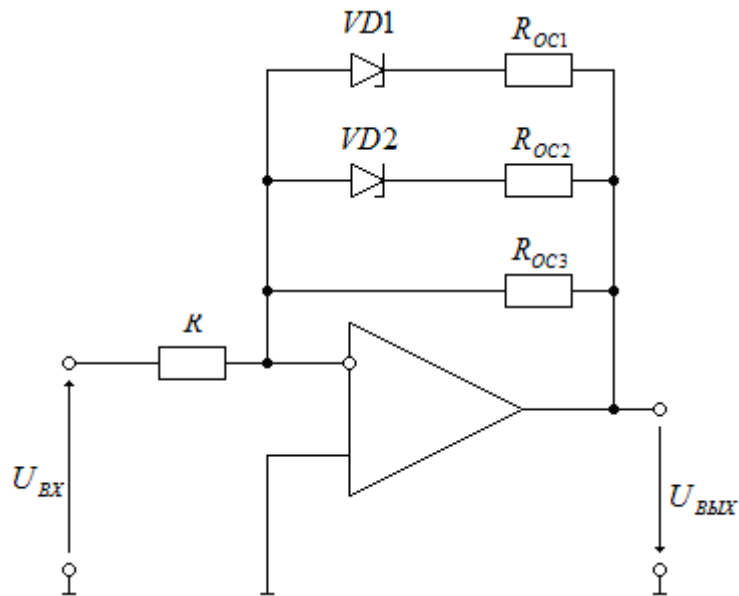


Рисунок 1.22 – Схема усилителя с убывающим коэффициентом передачи

Т.е. при уменьшении падения напряжения на стабилитронах до значения U_{VD2} возникнет пробой стабилитрона U_{VD2} и в диапазоне напряжения, приложенного к стабилитронам $U_{VD1} < U_{CT} < U_{VD2}$ будет открыт стабилитрон $VD2$. Таким образом, сопротивление R_{OC2} окажется включенным параллельно сопротивлению R_{OC3} и коэффициент передачи усилителя уменьшится до значения

$$K_{U2} = \frac{U_{БВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC2} \parallel R_{OC3}}{R} = -\frac{1}{R \left(\frac{1}{R_{OC2}} + \frac{1}{R_{OC3}} \right)}.$$

Это значение будет оставаться неизменным пока падение напряжения на стабилитронах не достигнет значения U_{VD1} . В этом возникнет пробой стабилитрона $VD1$ и все три сопротивления R_{OC1} , R_{OC2} , R_{OC3} окажутся включенными параллельно и коэффициент передачи усилителя снова уменьшится. При этом в диапазоне падения напряжения на стабилитронах $U_{CT} < U_{VD1}$ он будет равен

$$K_{U3} = \frac{U_{БВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC1} \parallel R_{OC2} \parallel R_{OC3}}{R} = -\frac{1}{R \left(\frac{1}{R_{OC1}} + \frac{1}{R_{OC2}} + \frac{1}{R_{OC3}} \right)}.$$

Далее необходимо определить при каких значениях входного напряжения U_{BX1} и U_{BX2} падение напряжения на стабилитронах достигает значений U_{VD2} и U_{VD1} соответственно.

Падение напряжения на стабилитронах равно разности потенциала выхода усилителя $U_{ВЫХ}$ и потенциала узла 1 (он равен нулю), т.е.

$$U_{CT} = U_{ВЫХ} - 0 = U_{ВЫХ}.$$

Отсюда следует, что пробой стабилитрона $VD2$ наступит при достижении выходного напряжения значения U_{VD2} , т.е.

$$U_{ВЫХ} = U_{VD2}.$$

Подставляя данное значение в выражение для K_{U1} , получаем

$$U_{BX1} = -\frac{R}{R_{OC3}} U_{ВЫХ} = -\frac{R}{R_{OC3}} U_{VD2}.$$

Аналогичным образом найдем значение U_{BX2} . Для этого в формулу для K_{U2} подставим значение $U_{ВЫХ} = U_{VD1}$

$$U_{BX2} = -\frac{R}{R_{OC2} \parallel R_{OC3}} U_{ВЫХ} = -\frac{R}{R_{OC2} \parallel R_{OC3}} U_{VD1}.$$

График зависимости выходного напряжения нелинейного усилителя с убывающим коэффициентом усиления, показан на рисунке 1.23.

Если входное напряжение имеет положительную полярность, то, пренебрегая напряжениями на прямосмещенных стабилитронах, можно сказать, что коэффициент передачи устройства для всего диапазона изменения будет постоянен и равен минимально возможной величине (при прямом смещении идеальный стабилитрон работает как идеальный диод, т.е. через все три резистора будет течь ток).

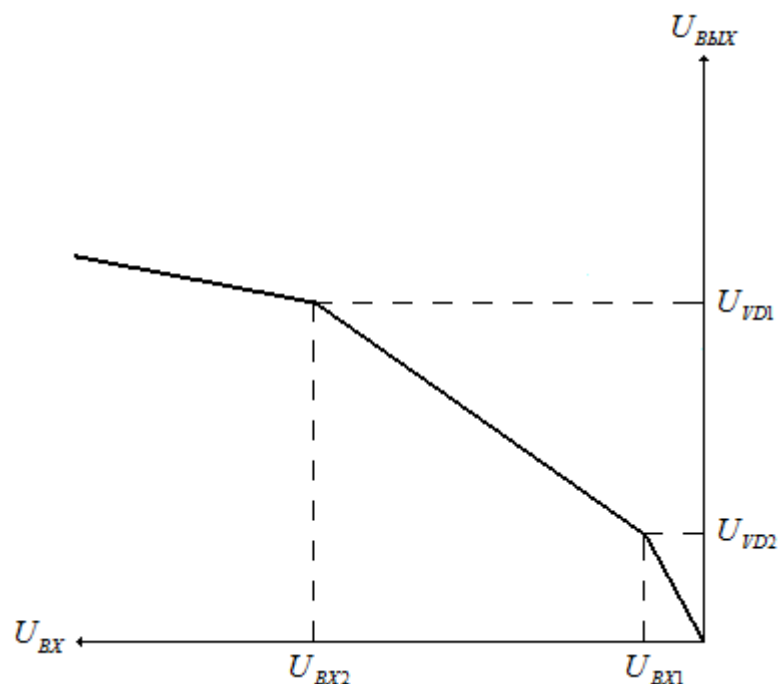


Рисунок 1.23 - Зависимость выходного напряжения нелинейного усилителя с убывающим коэффициентом усиления

Практическое использование схем нелинейных преобразователей, приведенных на рисунках 1.19, 1.22, ограничивается двумя причинами. Первая – дискретность ряда реально существующих стабилитронов. Вторая – связана с неидеальностью ВАХ стабилитрона.

1.8.9 Активные фильтры на операционных усилителях

Активными называются фильтры, использующие для формирования частотной характеристики заданного вида как пассивные (в основном резисторы и конденсаторы), так и активные (усилительные) элементы. Применение усилительных элементов выгодно отличает активные фильтры от фильтров на пассивных элементах. К преимуществам активных фильтров в первую очередь следует отнести [15-18]:

- 1) способность усиливать сигнал, лежащий в полосе их пропускания;

2) возможность отказаться от применения таких нетехнологичных элементов, как индуктивности, использование которых несовместимо с методами интегральной технологии;

3) легкость настройки;

4) малые масса и объем, которые зависят от полосы пропускания, что особенно важно при разработке устройств, работающих в низкочастотной области;

5) простота каскадного включения при построении фильтров высоких порядков.

Вместе с тем данному классу устройств свойственны следующие недостатки, которые ограничивают их область применения:

1) невозможность использования в силовых цепях, например в качестве фильтров выпрямителей;

2) необходимость источника, предназначенного для питания усилителя;

3) ограниченный частотный диапазон, определяемый собственными частотными свойствами используемых усилителей.

Классификация активных фильтров:

1) фильтры нижних частот, пропускающие сигналы с частотой от $\omega=0$ до некоторого ω_{cp} ;

2) фильтры верхних частот, пропускающие сигналы с частотой от $\omega=\omega_{cp}$ до $\omega \rightarrow \infty$;

3) полосовые фильтры, пропускающие сигналы в диапазоне частот от ω_1 до ω_2 ;

4) режекторные (заградительные) фильтры, не пропускающие сигналы в узком диапазоне частот от ω_1 до ω_2 .

Типовые ЛАЧХ фильтров приведены на рисунке 1.24.

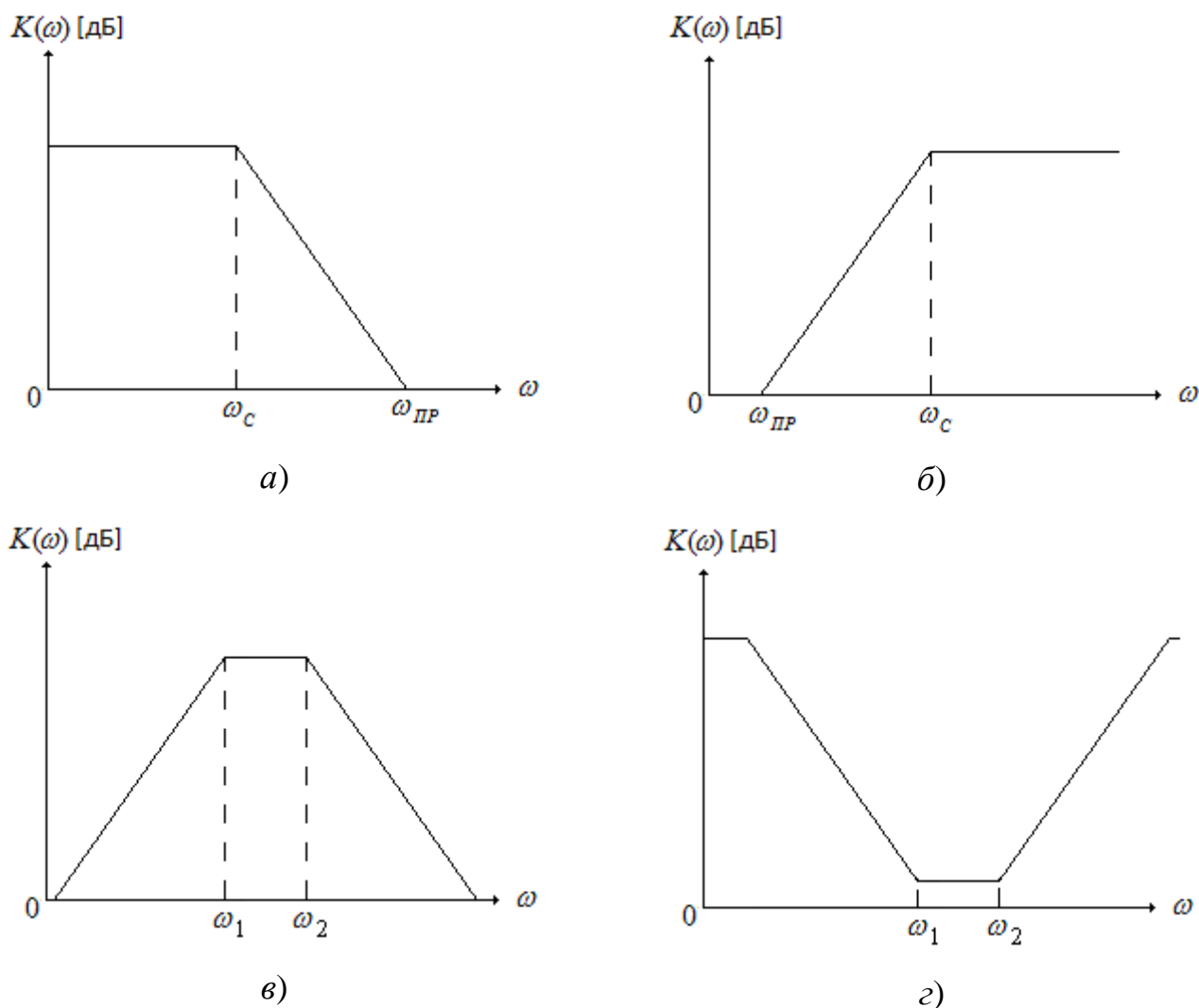


Рисунок 1.24 - ЛАЧХ фильтров нижних частот (а), верхних частот (б), полосового (в) и режекторного (г) фильтров

Следует отметить, что основным параметром фильтра является его полоса пропускания. Она определяется по уровню падения коэффициента передачи в 1,41 раза (на 3 дБ).

Для решения конкретных задач в настоящее время разработано множество разнообразных активных фильтров. Наиболее известными из них являются фильтры Чебышева, Баттерворда и Бесселя.

Рассмотрим принципы применения операционных усилителей с цепями частотно-зависимой отрицательной обратной связью для формирования устройств с различными частотными свойствами. Для этого проанализируем, как соотносятся частотные свойства пассивных частотно-зависимых четырехполюсников и

частотные свойства усилителей, использующих эти четырехполюсники в цепях отрицательной обратной связи.

Предположим, что передаточная функция некоторого четырехполюсника имеет вид

$$W(p) = \frac{A(p)}{B(p)}.$$

Включим этот четырехполюсник в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя (рисунок 1.25).

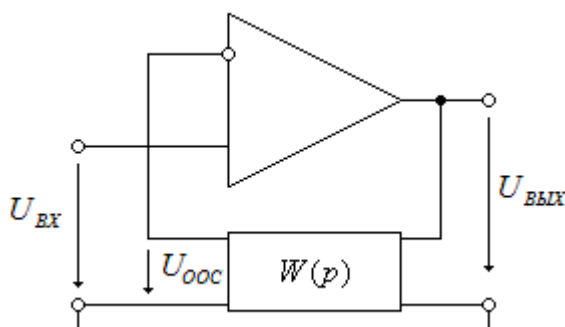


Рисунок 1.25 - Четырехполюсник с цепью отрицательной обратной связи

Согласно схеме передаточную функцию обратной связи можно переписать в виде

$$W(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{U_{ООС}}{U_{ВЫХ}},$$

т.е.

$$U_{ООС} = \frac{A(p)}{B(p)} U_{ВЫХ}.$$

Таким образом, на вход операционного усилителя подается дифференциальное входное напряжение

$$U_{ДИФ} = U_{ВХ} - U_{ООС} = U_{ВХ} - \frac{A(p)}{B(p)} U_{ВЫХ}.$$

Выходное напряжение равно $U_{ВЫХ} = K_U U_{ДИФ}$. Подставив дифференциальное входное напряжение в это выражение, получим

$$U_{ВЫХ} = K_U \left(U_{ВХ} - \frac{A(p)}{B(p)} U_{ВЫХ} \right).$$

Передаточная функция операционного усилителя охваченного отрицательной обратной связью будет иметь вид

$$W_{оос}(p) = \frac{K_U B(p)}{B(p) + K_U A(p)}.$$

Из полученного выражения можно сделать два вывода:

1) постоянные времени, формировавшие в частотной характеристике пассивного четырехполюсника асимптоты с наклоном -20 дБ/дек, в усилителе с цепью отрицательной обратной связи будут формировать асимптоты с наклоном +20дБ/дек;

2) в усилителе с цепью отрицательной обратной связью асимптоты с наклоном -20дБ/дек будут формироваться новыми постоянными времени, численное значение которых в общем случае определяется различными комбинациями постоянных времени исходного четырехполюсника и коэффициента усиления операционного усилителя.

Фильтры нижних частот. Простейшей схемой фильтров нижних частот является интегратор. Рассмотрим схему интегратора (рисунок 1.26).

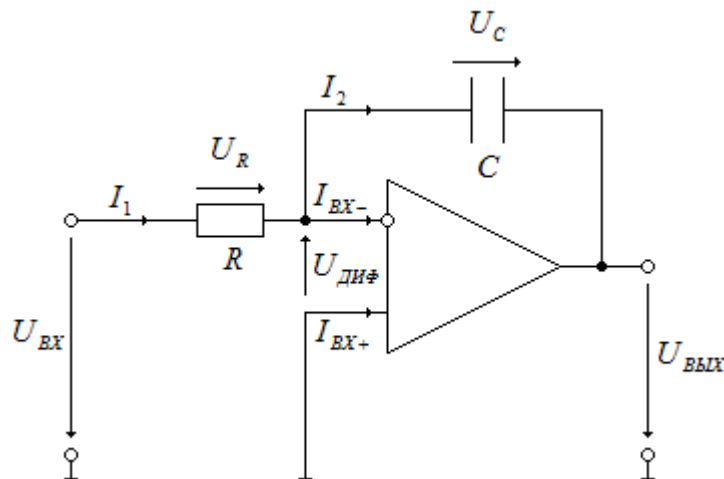


Рисунок 1.26 - Схема интегратора

Уравнение такого интегратора имеет вид

$$\frac{U_{ВХ}}{R} + C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = 0.$$

Найдем передаточную функцию интегратора. Для этого осуществим преобразование Лапласа данного уравнения.

$$U_{BX}(p) + CRpU_{ВЫХ}(p) = 0.$$

Передаточная функция

$$W(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{BX}(p)} = -\frac{1}{CRp}.$$

ЛАЧХ интегратора

$$K(\omega) = 20 \lg \left(\frac{1}{CR\omega} \right).$$

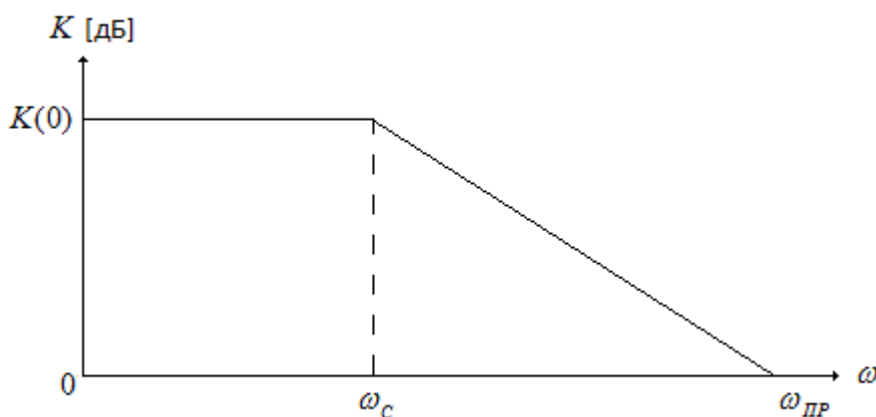


Рисунок 1.27 - ЛАЧХ интегратора

Значения

$$\omega_{ПФ} = \frac{1}{CR},$$

$$\omega_c = \frac{1}{CRK_U},$$

$$K(0) = 20 \lg \left(\frac{1}{CR\omega_c} \right).$$

С точки зрения практического применения эта схема имеет значительный недостаток, заключающийся в том, что невозможно регулировать коэффициент передачи в полосе пропускания. Этот недостаток можно устранить, если построить активный фильтр низких частот на основе интегратора, но включив в цепь обратной связи параллельно конденсатору резистор (рисунок 1.28).

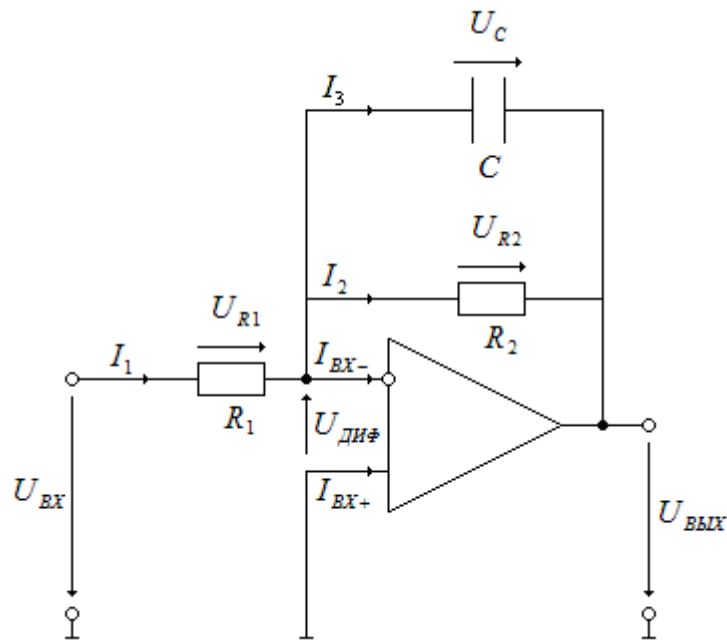


Рисунок 1.28 - Активный фильтр низких частот на основе интегратора с резистором в цепи обратной связи

Уравнение такого фильтра имеет вид

$$\frac{U_{BX}}{R_1} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_2} + C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = 0.$$

Передаточная функция

$$W(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{BX}(p)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + CR_2 p}.$$

ЛАЧХ фильтра

$$K(\omega) = 20 \lg \left(\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + C^2 R_2^2 \omega^2}} \right).$$

Значения

$$\omega_{\text{ПР}} = \frac{\sqrt{R_2^2 - R_1^2}}{CR_1 R_2},$$

$$\omega_c = \frac{\sqrt{R_2^2 - R_1^2 K_U^2}}{CR_1 R_2 K_U},$$

$$K(0) = 20 \lg \left(\frac{R_2}{R_1} \right).$$

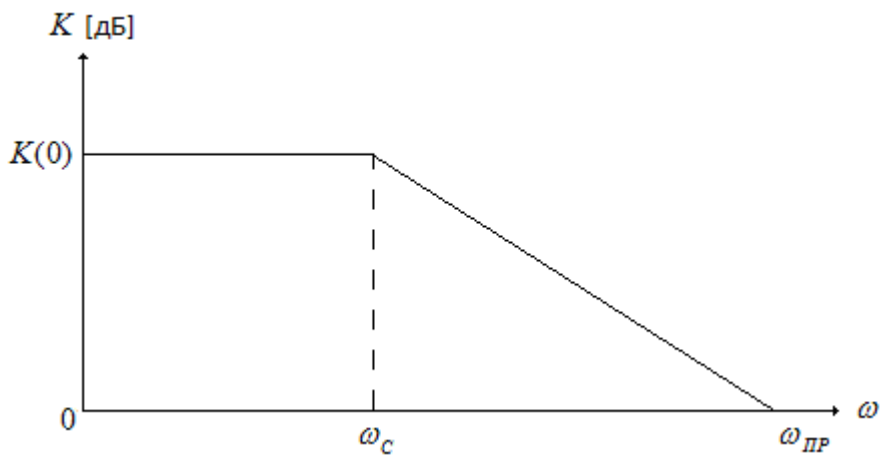


Рисунок 1.29 - ЛАЧХ фильтра

Фильтры верхних частот. Простейшей схемой фильтров верхних частот является дифференциатор. Рассмотрим схему дифференциатора (рисунок 1.30)

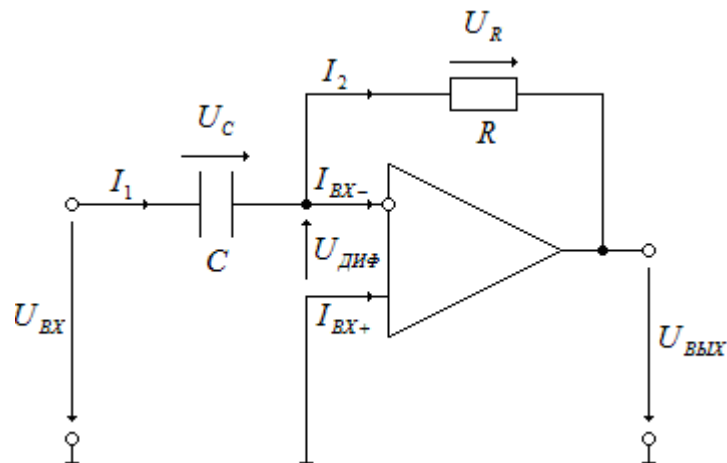


Рисунок 1.30 - Схема дифференциатора

Уравнение такого дифференциатора имеет вид

$$C \frac{dU_{ВХ}}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}}{R} = 0.$$

Найдем передаточную функцию дифференциатора.

$$CRpU_{ВХ}(p) + U_{ВЫХ}(p) = 0.$$

Передаточная функция

$$W(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{ВХ}(p)} = -CRp.$$

ЛАЧХ дифференциатора

$$K(\omega) = 20 \lg \left(CR \omega \right).$$

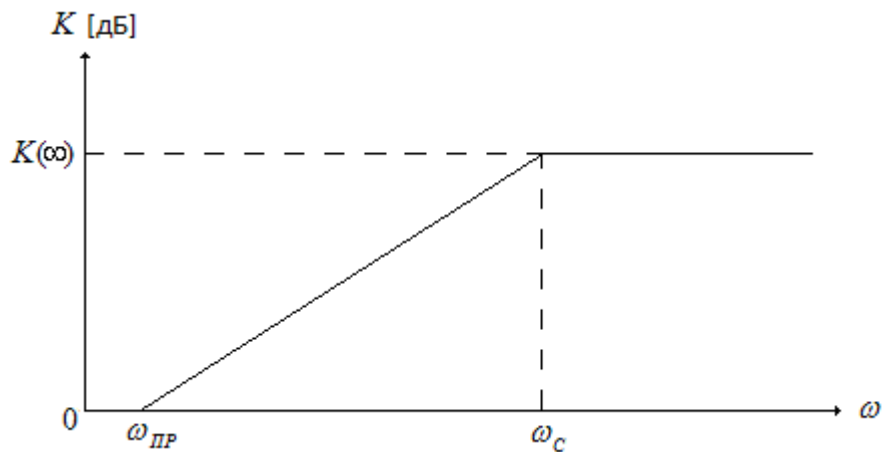


Рисунок 1.31 - ЛАЧХ дифференциатора

Значения

$$\omega_{\text{ПР}} = \frac{1}{CR},$$

$$\omega_c = \frac{K_U}{CR},$$

$$K(\infty) = 20 \lg \left(K_U \right).$$

У такого фильтра имеется тот же недостаток, как и у простейшего фильтра низких частот (интегратора). Поэтому на практике в качестве фильтра высоких частот применяется схема, показанная на рисунке 1.32.

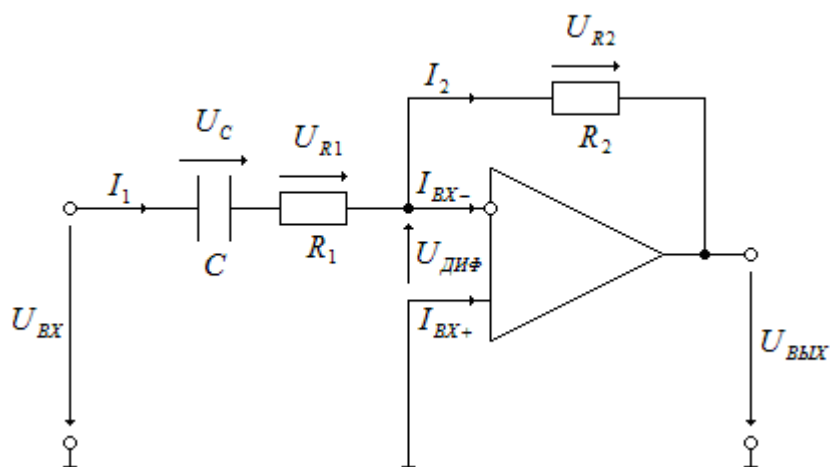


Рисунок 1.32 – Схема фильтра высоких частот

Запишем уравнение такого фильтра. Для этого воспользуемся вторым законом Кирхгофа для ветви, по которой протекает ток I_1

$$U_{BX} = U_C + U_{R1},$$

или

$$U_{BX} = \frac{1}{C} \int I_1 dt + R_1 I_1.$$

В свою очередь $I_1 = I_2$, а $I_2 = -\frac{U_{BbX}}{R_2}$, тогда, подставляя полученное значение тока I_2 вместо I_1 , получим

$$U_{BX} = -\frac{1}{CR_2} \int U_{BbX} dt - \frac{R_1}{R_2} U_{BbX}.$$

Продифференцировав полученное выражение, получаем уравнение фильтра

$$\frac{dU_{BX}}{dt} = -\frac{1}{CR_2} U_{BbX} - \frac{R_1}{R_2} \frac{dU_{BbX}}{dt}.$$

Найдем изображение функции фильтра.

$$pU_{BX}(p) = -\frac{1}{CR_2} U_{BbX}(p) - \frac{R_1}{R_2} pU_{BbX}(p).$$

Передаточная функция

$$W(p) = \frac{U_{BbX}(p)}{U_{BX}(p)} = -\frac{CR_2 p}{1 + CR_1 p}.$$

ЛАЧХ фильтра

$$K(\omega) = 20 \lg \left(\frac{CR_2 \omega}{\sqrt{1 + C^2 R_1^2 \omega^2}} \right).$$

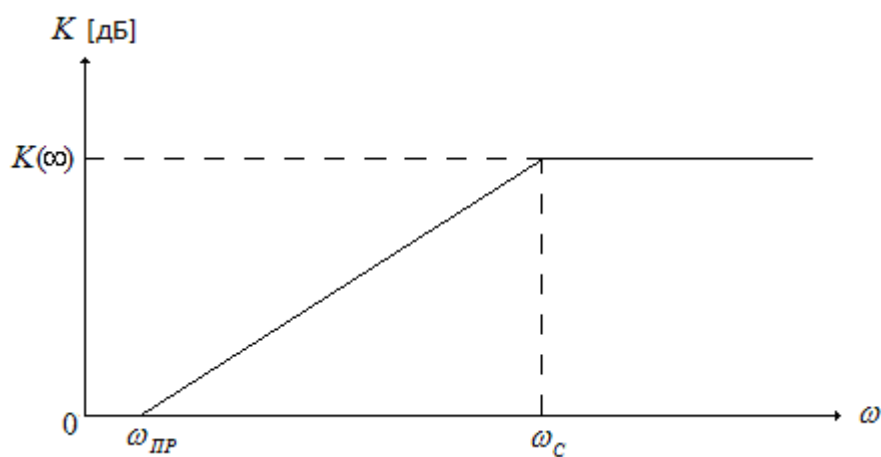


Рисунок 1.33 - ЛАЧХ фильтра

Значения

$$\omega_{\text{ПР}} = \frac{1}{C\sqrt{R_1^2 - R_2^2}},$$

$$\omega_c = \frac{K_U}{C\sqrt{R_1^2 - R_2^2}},$$

$$K(\infty) = 20 \lg \left(\frac{R_2}{R_1} \right).$$

1.8.10 Аналоговые компараторы напряжений

Компаратор - устройство сравнения аналоговых сигналов, выполняющий функцию сравнения либо двух входных сигналов между собой, либо одного входного сигнала с некоторым заданным эталонным значением [1].

При этом на выходе устройства формируются только два значения выходного сигнала:

1) если один из сравниваемых сигналов больше другого, то выходной сигнал равен U_B ;

2) в противном случае выходной сигнал равен U_H .

Следует отметить, что в общем случае напряжение U_B и U_H могут отличаться как по величине, так и по знаку. Однако на практике наибольшее распространение получили устройства, формирующие на выходе либо напряжения противоположной

полярности при практически равных абсолютных значениях, либо напряжения одной полярности. Первый случай характерен для использования в качестве схем сравнения операционных усилителей, второй – при использовании специализированных интегральных схем. Во втором случае выходные напряжения компаратора согласованы по величине и полярности с сигналами, используемыми в цифровой технике.

Поэтому можно сказать, что входной сигнал компаратора носит аналоговый характер, а выходной – цифровой. Вследствие этого компараторы часто выполняют роль элементов связи между аналоговыми и цифровыми устройствами, т.е. выполняют роль аналого-цифровых преобразователей.

Работа операционного усилителя при больших амплитудах входного сигнала. Ранее при рассмотрении электронных устройств, выполненных на операционных усилителях мы полагали, что при всех изменениях входного напряжения выходное напряжение не достигало максимально возможного уровня. Рассмотрим теперь случай, когда это условие не выполняется. Для этого рассмотрим схему дифференциального операционного усилителя без обратной связи (рисунок 1.34).

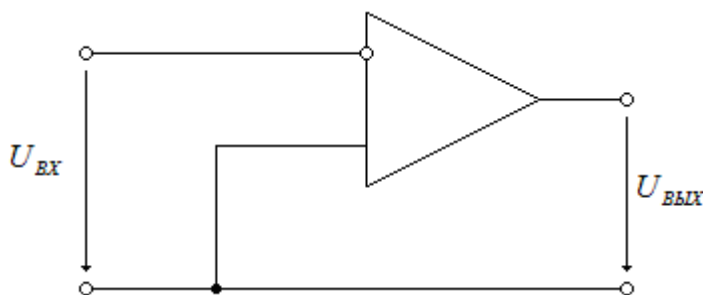


Рисунок 1.34 - Схема дифференциального операционного усилителя без обратной связи

В данной схеме эталонный уровень напряжения, с которым сравнивается входной сигнал, равен нулю.

Предположим, что операционный усилитель обладает некоторым, отличным от бесконечности, коэффициентом усиления K_{U0} и на вход усилителя подано переменное напряжение $U_{BX} = U_m \sin(\omega t)$, причем амплитуда сигнала U_m больше

максимального значения входного сигнала, обеспечивающего работу усилителя без ограничения выходного напряжения (рисунок 1.35)

$$|U_m| > \frac{|U_{\text{ВЫХmax}}|}{K_{U0}}$$

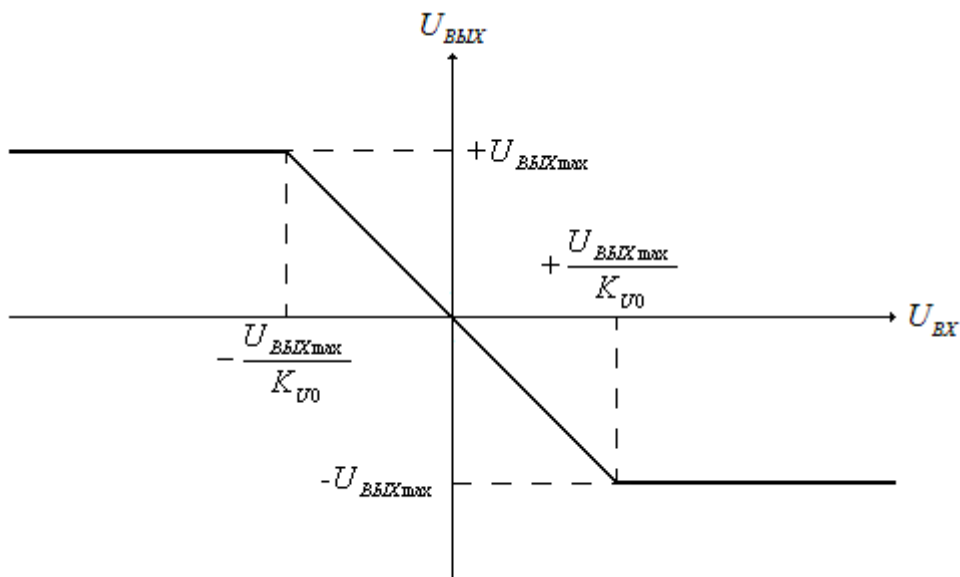


Рисунок 1.35 - Характеристика операционного усилителя

Временные диаграммы, поясняющие работу усилителя в этом случае, приведены на рисунке 1.36.

Очевидно, что до тех пор, пока входное напряжение будет отвечать условию $|U_m \sin(\omega t)| < \frac{|U_{\text{ВЫХmax}}|}{K_{U0}}$, сигнал на выходе усилителя будет равным $U_{\text{ВЫХ}} = K_{U0} U_m \sin(\omega t)$.

На интервалах, когда входное напряжение превысит значение $\frac{|U_{\text{ВЫХmax}}|}{K_{U0}}$, выходной сигнал будет оставаться постоянным и равным $|U_{\text{ВЫХ}}| = U_{\text{ВЫХmax}}$. Нетрудно заметить, что чем больше по абсолютному значению U_m , тем меньшую часть периода будет сохраняться пропорциональность между входным и выходным напряжениями и тем дольше выходное напряжение будет равно своему максимуму.

Найдем зависимость длительности интервала, в течение которого существует пропорциональность между входным и выходным напряжениями и параметрами усилителя и входного сигнала.

Сделаем следующие предположения:

1) операционный усилитель идеален (исключая предположение о бесконечности коэффициента усиления);

2) максимально и минимально возможные выходные напряжения равны $U_{\text{ВЫХmax}}$;

3) для амплитуды входного сигнала справедливо соотношение $U_m \gg \frac{U_{\text{ВЫХmax}}}{K_{U0}}$.

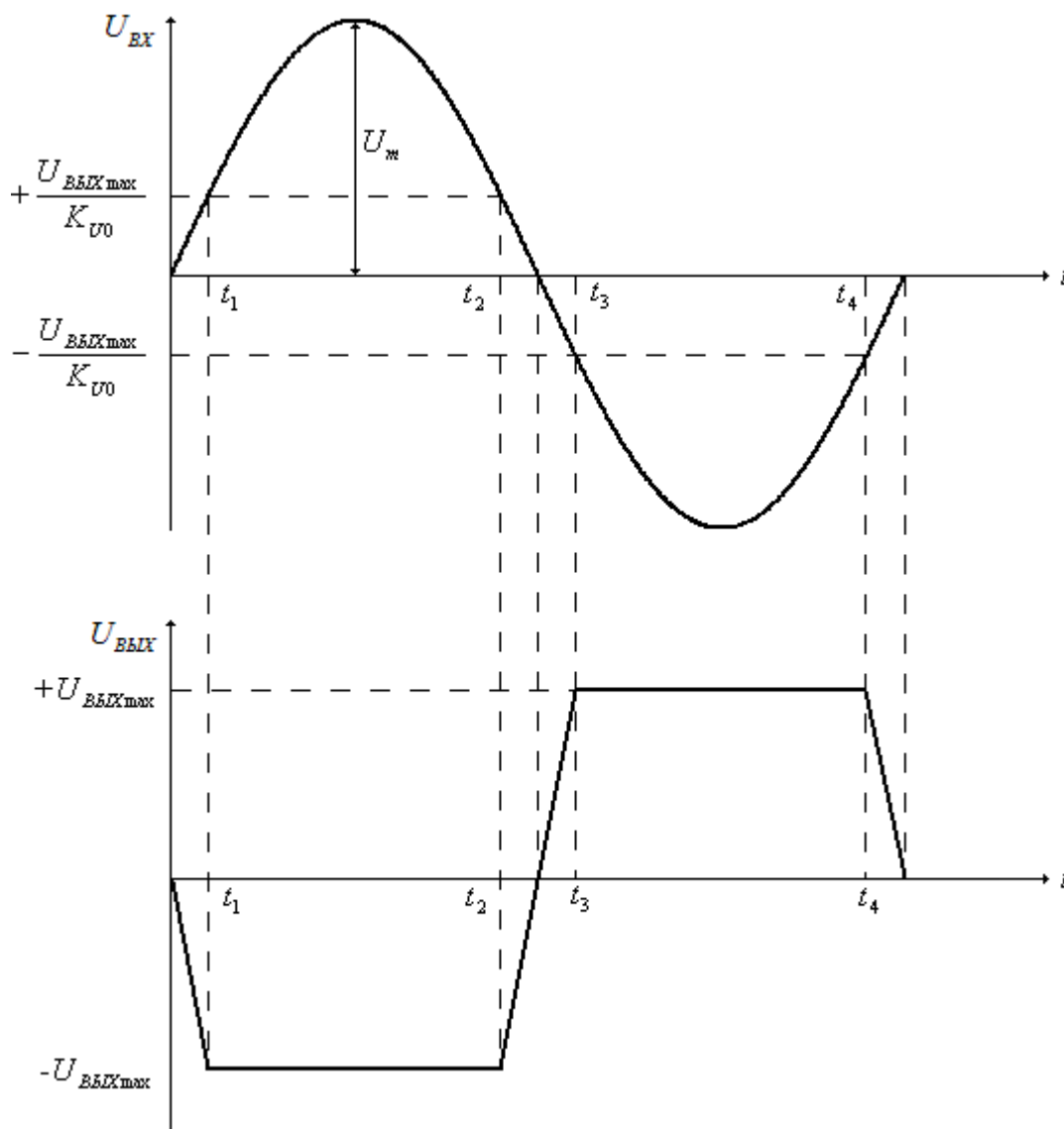


Рисунок 1.36 - Временные диаграммы операционного усилителя

С учетом сделанных допущений определим длительность временного интервала, в течение которого в схеме на рисунке 1.34 сохраняется пропорциональность между входным и выходным напряжениями.

Так как предполагается, что $U_m \gg \frac{U_{ВЫХ\max}}{K_{U0}}$, то можно считать изменение входного напряжения на интервале $t_2 \dots t_3$ линейным. Для простоты определим скорость этого изменения в момент $t = T/2$. Тогда

$$\left. \frac{dU_{ВX}}{dt} \right|_{t=T/2} = U_m \omega \cos(\omega t) \Big|_{t=T/2} = -\omega U_m = const .$$

Используя полученное выражение для длительности интервала изменения выходного напряжения от $-U_{ВЫХ\max}$ до $U_{ВЫХ\max}$, получим

$$\Delta t = t_3 - t_2 = \frac{2|U_{ВЫХ\max}|}{K_{U0} U_m \omega} .$$

Очевидно, что для изменения выходного напряжения от $U_{ВЫХ\max}$ до $-U_{ВЫХ\max}$ потребуется такое же время.

Однопороговое устройство сравнения. Однопороговыми называются устройства сравнения, для которых коэффициент усиления используемого усилителя всегда остается положительным ($K_{U0} > 0$) [1].

Из этого следует, что при работе такого устройства всегда присутствует некоторая неидентифицируемая область входного напряжения, т.е. существует погрешность определения уровня входного напряжения. В качестве однопороговых устройств сравнения могут использоваться операционные усилители без цепей обратной связи или с положительной обратной связью. Анализируя схему, приведенную на рисунке 1.34, можно сказать, что ее срабатывание происходит в момент равенства нулю напряжения между инвертирующим и неинвертирующим входами. Используя данное свойство указанной схемы, можно легко построить на ее основе устройство сравнения входного напряжения с некоторым заданным эталонным уровнем напряжения.

Для этого достаточно неинвертирующий вход подключить к общей шине устройства через источник ЭДС, абсолютная величина которого и знак соответствует требуемому эталонному уровню сравнения (рисунок 1.37).

В этом случае при идеальности операционного усилителя напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входами достигнет нулевого уровня, когда уровень и полярность входного напряжения $U_{ВХ}$ будут в точности равны параметрам эталонного источника $E_{ЭГ}$. На рисунке 1.38 а, б показаны передаточные характеристики схем сравнения для случаев $E_{ЭГ} > 0$ и $E_{ЭГ} < 0$ соответственно.

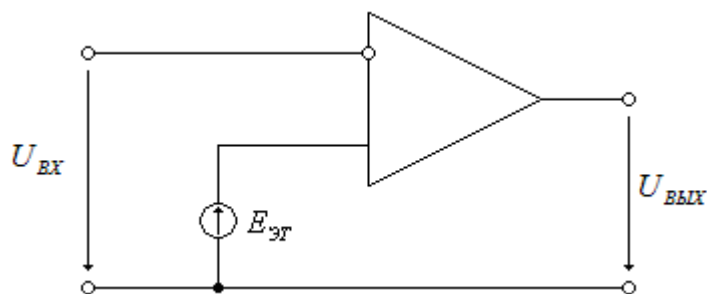
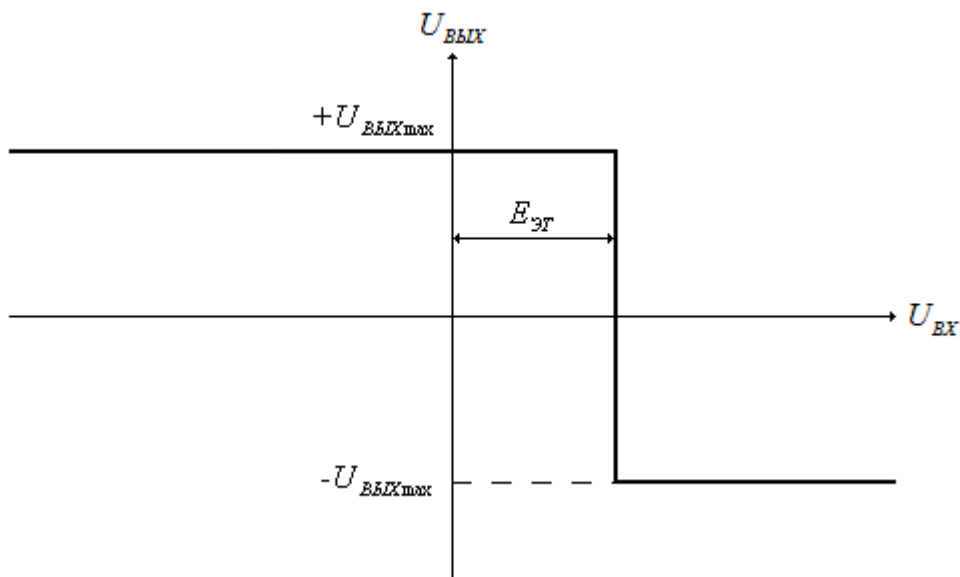
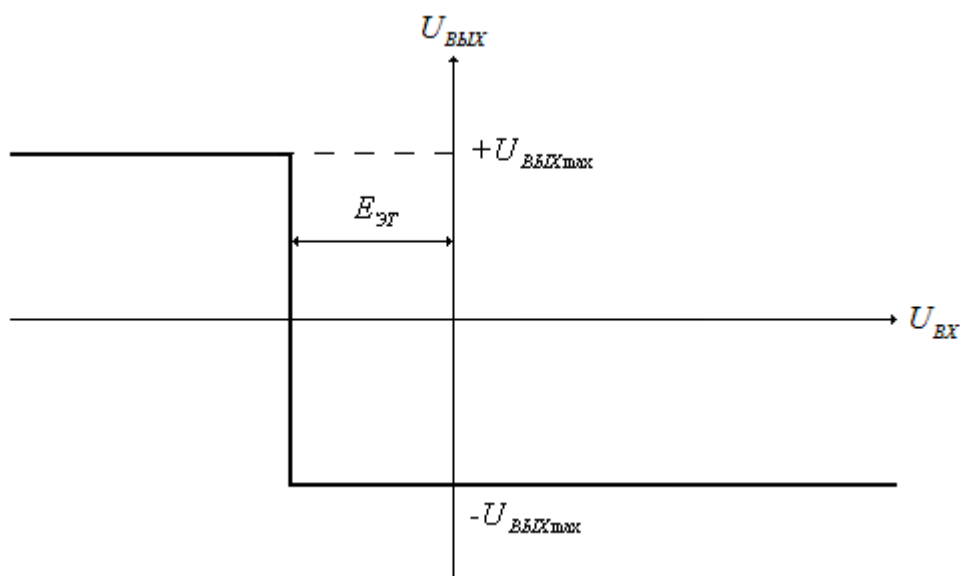


Рисунок 1.37 - Операционный усилитель с источником ЭДС на неинвертирующем входе



а)



б)

Рисунок 1.38 - Передаточные характеристики схем сравнения

Напряжение $E_{эГ}$ называют *порогом срабатывания устройства сравнения*.

Если в схеме 1.37 вместо источника эталонного напряжения использовать второе входное напряжение, то операционный усилитель превратится в схему сравнения двух напряжений. При этом переключение усилителя будет происходить в момент равенства входных напряжений как по абсолютному значению, так и по знаку. Схема такого устройства и временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рисунке 1.39.

Для сравнения двух и более входных напряжений может быть использован один инвертирующий вход (рисунок 1.40). В этом случае также переключение усилителя будет происходить в момент равенства нулю напряжения между его входами.

Найдем чему равно напряжение на инвертирующем входе $U_{и}$. Для этого запишем уравнение для токов на основании первого закона Кирхгофа для узла

$$I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n = 0.$$

Токи $I_1, I_2, I_3 \dots I_n$ равны падениям напряжения на резисторах $U_{R1}, U_{R2}, U_{R3} \dots U_{Rn}$ деленные на их сопротивления $R_1, R_2, R_3 \dots R_n$

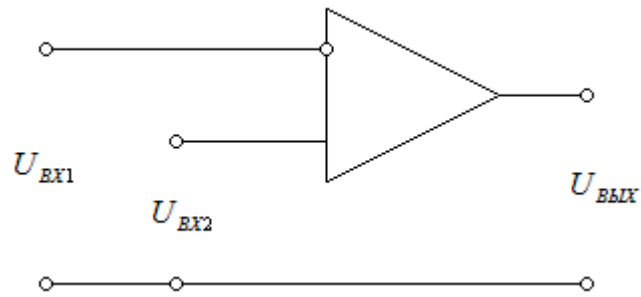
$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2},$$

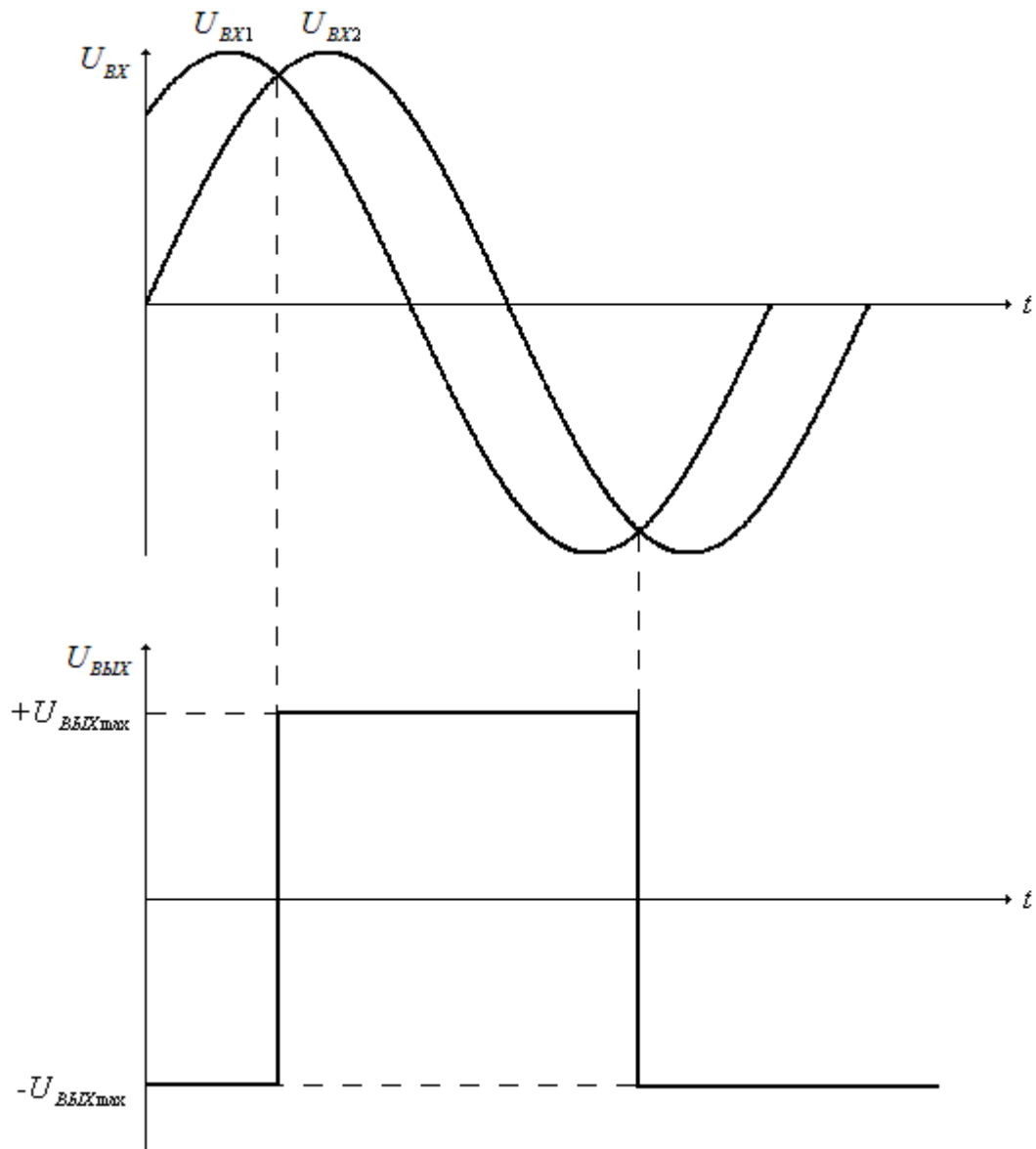
$$I_3 = \frac{U_{R3}}{R_3},$$

...

$$I_n = \frac{U_{Rn}}{R_n}.$$



a)



б)

Рисунок 1.39 - Схема сравнения двух напряжений и временные диаграммы работы

В свою очередь $U_{R1}, U_{R2}, U_{R3} \dots U_{Rn}$ равны разности потенциалов входных сигналов $U_{BX1}, U_{BX2}, U_{BX3} \dots U_{BXn}$ и потенциала инвертирующего узла U_{II} . Получаем

$$I_1 = \frac{U_{BX1} - U_{II}}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{BX2} - U_{II}}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{U_{BX3} - U_{II}}{R_3},$$

$$I_n = \frac{U_{BXn} - U_{II}}{R_n}.$$

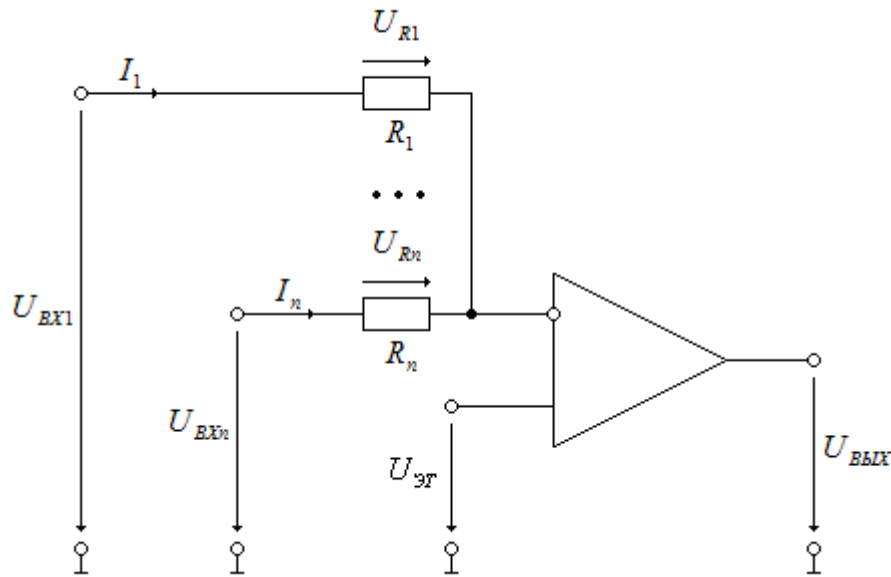


Рисунок 1.40 - Схема сравнения напряжений

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа для узла 1, получим

$$\frac{U_{BX1} - U_{II}}{R_1} + \frac{U_{BX2} - U_{II}}{R_2} + \frac{U_{BX3} - U_{II}}{R_3} + \dots + \frac{U_{BXn} - U_{II}}{R_n} = 0.$$

Выразим значение напряжения U_{II} через входные U_{BX1}, \dots, U_{BXn}

$$U_{II} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}} \sum_{i=1}^n \frac{U_{BXi}}{R_i}.$$

Чтобы произошло переключение усилителя U_{II} должно стать равным $U_{эГ}$.

Таким образом, условие переключения усилителя запишется в виде

$$\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}} \sum_{i=1}^n \frac{U_{BXi}}{R_i} = U_{эГ}.$$

1.8.11 Генераторы электрических сигналов на операционных усилителях

Операционные усилители можно включить таким образом, что они будут работать как генераторы сигналов различной формы. Можно легко получить сигналы прямоугольной, треугольной, пилообразной и синусоидальной формы.

Мультивибратор. Мультивибратором называется устройство с двумя временно устойчивыми состояниями, представляющее собой генератор импульсов напряжения прямоугольной формы. Обычно он служит для запуска в работу импульсных устройств [14].

Различают симметричные и несимметричные мультивибраторы. У первых длительность прямоугольных импульсов и интервалы времени между ними равны, у вторых – различны. Схема симметричного мультивибратора приведена на рисунке 1.41, в которой операционный усилитель является компаратором.

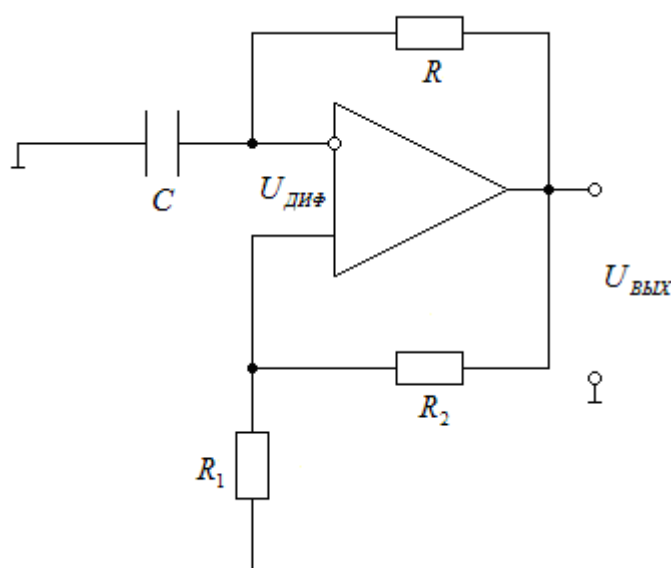


Рисунок 1.41 - Схема симметричного мультивибратора

Предположим, что в момент времени $t_0=0$ на схему подано напряжение питания. Так как усилитель охвачен цепью безынерционной положительной обратной связи, а напряжение на его инвертирующем входе $U_{и}$ равно нулю, на выходе операционного усилителя равновероятно может установиться любое из максимально возможных напряжений $U_{ВЫХmax}$ или $-U_{ВЫХmax}$.

Пусть выходное напряжение принимает максимально возможное положительное значение $U_{ВЫХ\max}$. Тогда схема токов и напряжений мультивибратора примет вид (рисунок 1.42).

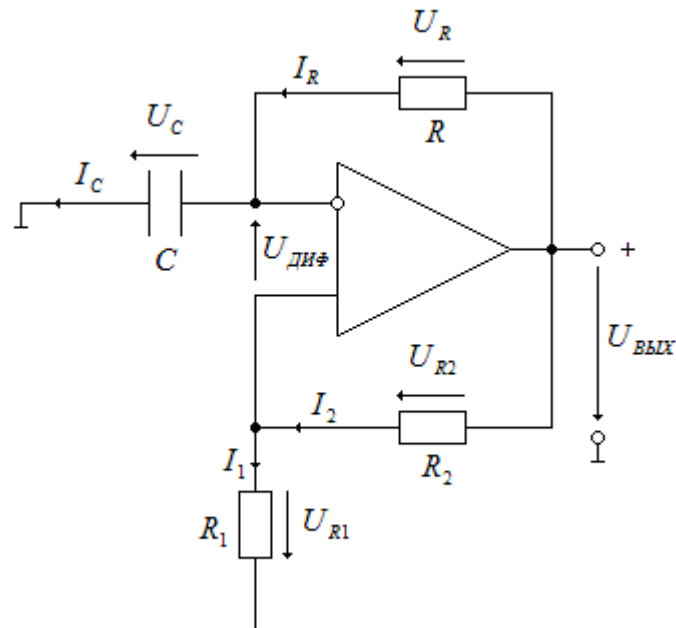


Рисунок 1.42 - Схема токов и напряжений мультивибратора

Найдем, чему будет равно напряжение на неинвертирующем входе U_H . По первому закону Кирхгофа $I_2 - I_1 = 0$.

Токи I_1 , I_2 равны падениям напряжения на резисторах U_{R1} , U_{R2} , деленные на их сопротивления R_1 , R_2

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2}.$$

В свою очередь $U_{R1} = U_H$, $U_{R2} = U_{ВЫХ\max} - U_H$. Получаем

$$I_1 = \frac{U_H}{R_1},$$

$$I_2 = \frac{U_{ВЫХ\max} - U_H}{R_2}.$$

Подставим полученные выражения для токов в уравнение по правилу Кирхгофа, получим

$$\frac{U_{\text{ВЫХ max}} - U_H}{R_2} - \frac{U_H}{R_1} = 0.$$

Выразим значение напряжения U_H

$$U_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{ВЫХ max}}.$$

Т.е. напряжение U_H в момент времени t_0 положительно и представляет собой часть выходного.

Напряжение на инвертирующем входе U_{II} равно нулю в момент времени $t_0 = 0$ (конденсатор не заряжен). Таким образом

$$U_{\text{ДИФ}} = U_H - U_{II} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{ВЫХ max}}.$$

Далее происходит процесс заряда конденсатора C . Уравнение заряда определяется по первому закону Кирхгофа для инвертирующего узла

$$I_R - I_C = 0.$$

Т.е.

$$\frac{U_{\text{ВЫХ max}} - U_{II}}{R} - C \frac{dU_{II}}{dt} = 0.$$

Перепишем это уравнение в виде

$$CR \frac{dU_{II}}{dt} + U_{II} = U_{\text{ВЫХ max}}.$$

Данное уравнение является линейным неоднородным дифференциальным уравнением первого порядка. Решение данного уравнения является

$$U_{II} = U'_{II} + U''_{II},$$

где $U'_{II} = C_1 e^{k_1 t}$ - общее решение линейного однородного дифференциального

уравнения ($CR \frac{dU_{II}}{dt} + U_{II} = 0$),

$U''_{II} = C_2$ - частное решение линейного неоднородного дифференциального уравнения.

Т.е.

$$U_{II} = C_1 e^{k_1 t} + C_2. \quad (1.10)$$

Чтобы найти неизвестный коэффициент k_1 , подставим U'_H в линейное однородное дифференциальное уравнение

$$CRC_1 k_1 e^{k_1 t} + C_1 e^{k_1 t} = 0$$

⇓

$$CRk_1 + 1 = 0.$$

Отсюда

$$k_1 = -\frac{1}{CR}.$$

C_1 и C_2 найдем из граничных условий, так при $t=0$ (уравнение 1.10) напряжение $U_H=0$, а при $t=\infty$ напряжение $U_H=U_{ВЫХ\max}$ т.е.

$$C_1 + C_2 = 0,$$

$$C_2 = U_{ВЫХ\max}.$$

Таким образом $C_2 = U_{ВЫХ\max}$, а $C_1 = -U_{ВЫХ\max}$, тогда

$$U_H = U_{ВЫХ\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{CR}} \right).$$

В результате напряжение U_H должно изменяться по экспоненциальной зависимости от нуля до значения $U_{ВЫХ\max}$.

В действительности напряжение U_H будет изменяться по экспоненциальной зависимости от нуля до значения $U_H = U_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ\max}$. Это связано с тем, что как

только напряжение U_H достигнет и превысит напряжение на неинвертирующем входе U_H дифференциальное напряжение $U_{Диф} = U_H - U_H$ поменяет знак с положительного значения на отрицательное и выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ станет

равным $-U_{ВЫХ\max}$. Время достижения U_H значения $\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ\max}$ равно

$$U_{ВЫХ\max} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{CR}} \right) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ\max}$$

⇓

$$e^{-\frac{t_1}{CR}} = 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\Downarrow$$

$$t_1 = -CR \ln \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

В момент времени t_1 выходное напряжение принимает максимально возможное отрицательное значение $-U_{ВЫХ\max}$. Тогда схема токов и напряжений мультивибратора примет вид (рисунок 1.43).

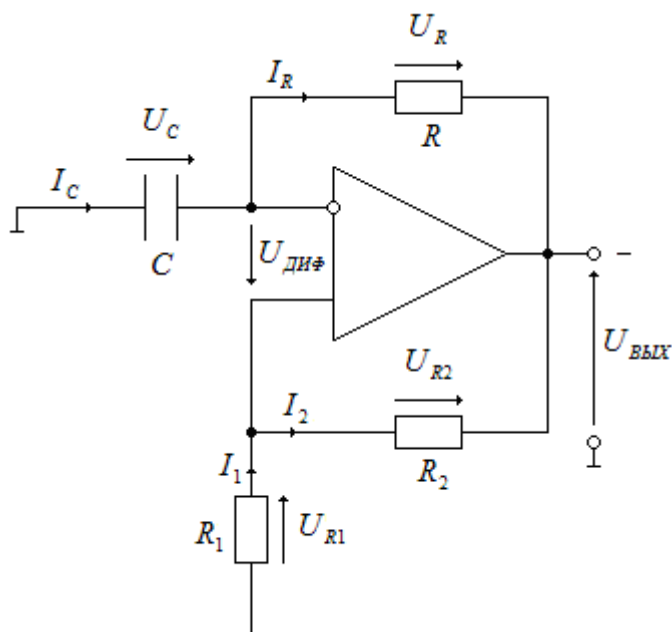


Рисунок 1.43 - Схема токов и напряжений мультивибратора

Напряжение на неинвертирующем входе U_H станет равным

$$U_H = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ\max}.$$

Т.е. напряжение U_H в момент времени t_1 скачкообразно изменяется с положительного на отрицательное и представляет собой часть выходного напряжения.

Напряжение на инвертирующем входе U_H в момент времени t_1 (конденсатор заряжен положительно) равно

$$U_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ\max}.$$

Таким образом

$$U_{диф} = U_H - U_{II} = -2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ \max}.$$

Далее происходит процесс разряда конденсатора C . Уравнение разряда имеет вид

$$CR \frac{dU_{II}}{dt} + U_{II} = -U_{ВЫХ \max}.$$

Решение этого уравнения имеет вид 3.1

$$U_{II} = C_1 e^{k_1 t} + C_2.$$

Параметр $k_1 = -\frac{1}{CR}$. C_1 и C_2 найдем из граничных условий, так при t_1

(уравнение 1.10) напряжение $U_{II} = U_{II1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ \max}$, а при $t = \infty$ напряжение $U_{II} = -$

$U_{ВЫХ \max}$ т.е.

$$C_1 e^{k_1 t_1} + C_2 = U_{II1},$$

$$C_2 = -U_{ВЫХ \max}.$$

Таким образом $C_2 = -U_{ВЫХ \max}$, а $C_1 = U_{II1} + U_{ВЫХ \max} e^{\frac{t_1}{CR}}$, тогда

$$U_{II} = -U_{ВЫХ \max} + U_{II1} + U_{ВЫХ \max} e^{\frac{t-t_1}{CR}}.$$

В результате напряжение U_{II} должно изменяться по экспоненциальной зависимости от $U_{II} = U_{II1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ \max}$ до значения $-U_{ВЫХ \max}$.

Но по аналогии напряжение U_{II} будет изменяться по экспоненциальной зависимости от $U_{II} = U_{II1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ \max}$ до значения $U_{II} = U_{II2} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ВЫХ \max}$. Это

также связано с тем, что как только напряжение U_{II} достигнет и станет меньше чем напряжение на неинвертирующем входе U_H дифференциальное напряжение $U_{диф} = U_H - U_{II}$ поменяет знак с отрицательного значения на положительное и

выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ станет равным $U_{\text{ВЫХmax}}$. Время t_2 достижения $U_{\text{И}}$

значения $-\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{ВЫХmax}}$ равно

$$U_{\text{И2}} = -U_{\text{ВЫХmax}} + U_{\text{И1}} + U_{\text{ВЫХmax}} e^{-\frac{t_2 - t_1}{CR}}$$

↓

$$e^{-\frac{t_2 - t_1}{CR}} = \frac{U_{\text{И2}} + U_{\text{ВЫХmax}}}{U_{\text{И1}} + U_{\text{ВЫХmax}}$$

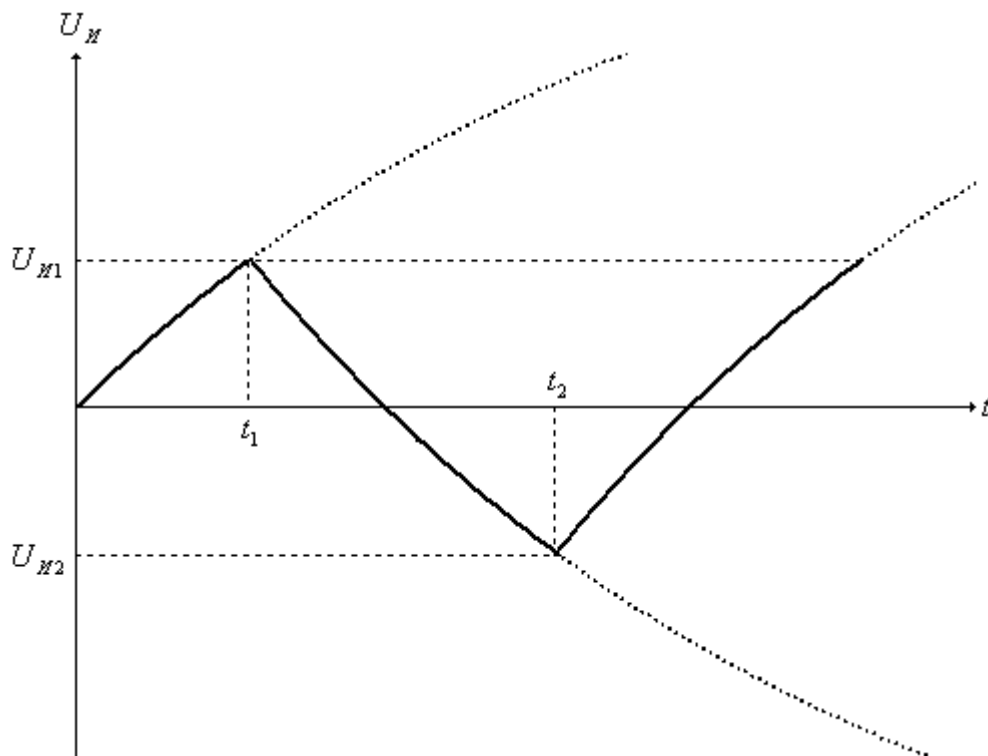
↓

$$t_2 = t_1 - CR \ln \left(\frac{U_{\text{И2}} + U_{\text{ВЫХmax}}}{U_{\text{И1}} + U_{\text{ВЫХmax}}} \right).$$

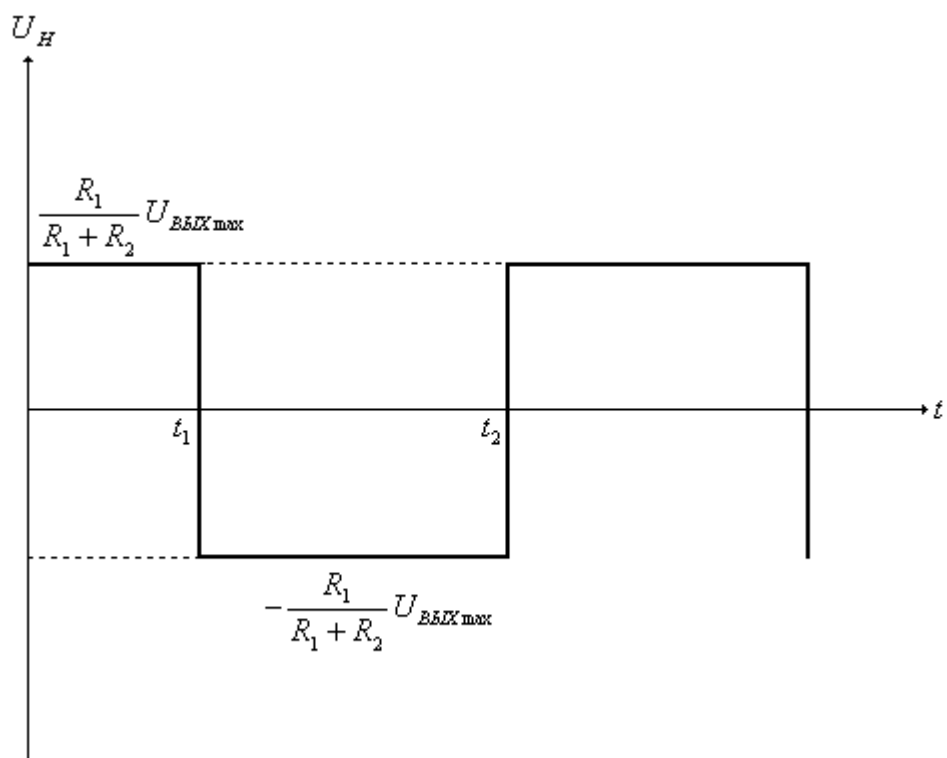
Подставив $U_{\text{И1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{ВЫХmax}}$ и $U_{\text{И2}} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{ВЫХmax}}$, получим

$$t_2 = t_1 - CR \ln \left(\frac{R_2}{R_2 + 2R_1} \right).$$

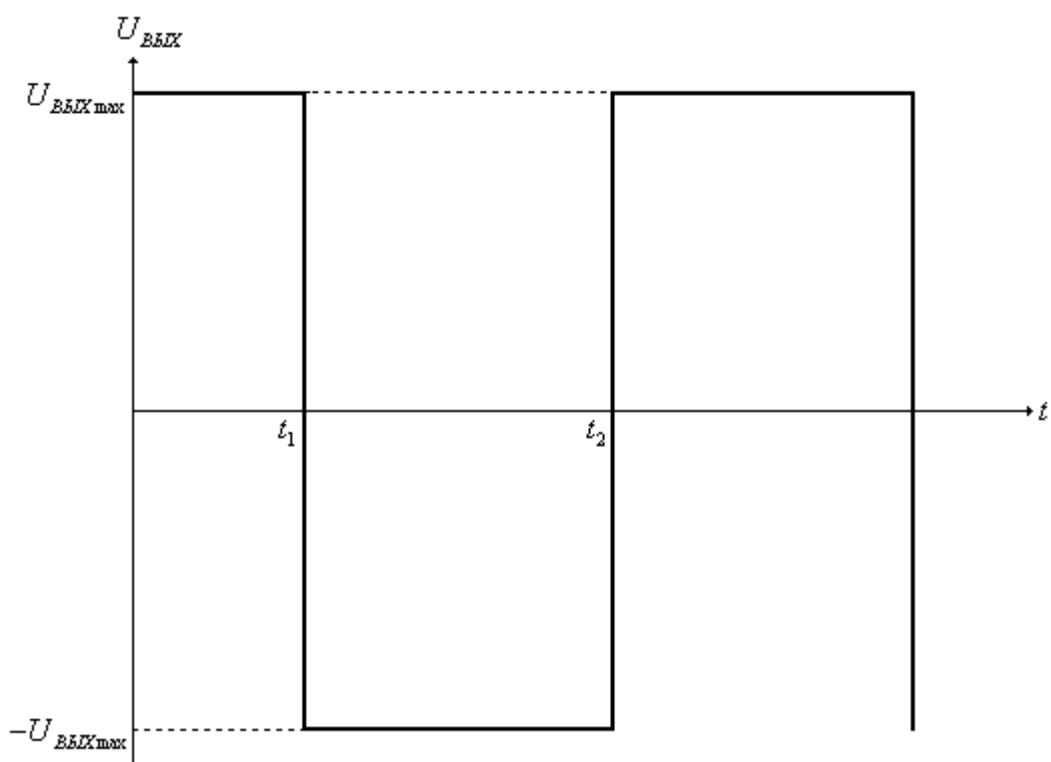
Дальнейший процесс происходит по аналогии. Временные диаграммы напряжений приведены на рисунке 1.44.



a)



б)



в)

Рисунок 1.44 - Временные диаграммы напряжений

1.8.12 Улучшение параметров мультивибратора

Стабильность частоты амплитуды генерирования простого мультивибратора (рисунок 1.41), во многом определяется стабильностью характеристик насыщения операционного усилителя, поэтому для улучшения параметров выходных импульсов (длительности и амплитуды) необходимо обеспечить стабильность амплитуды выходных импульсов и постоянной времени цепочки RC . Ниже приведена схема мультивибратора, в которой сведены к минимуму недостатки предыдущей схемы.

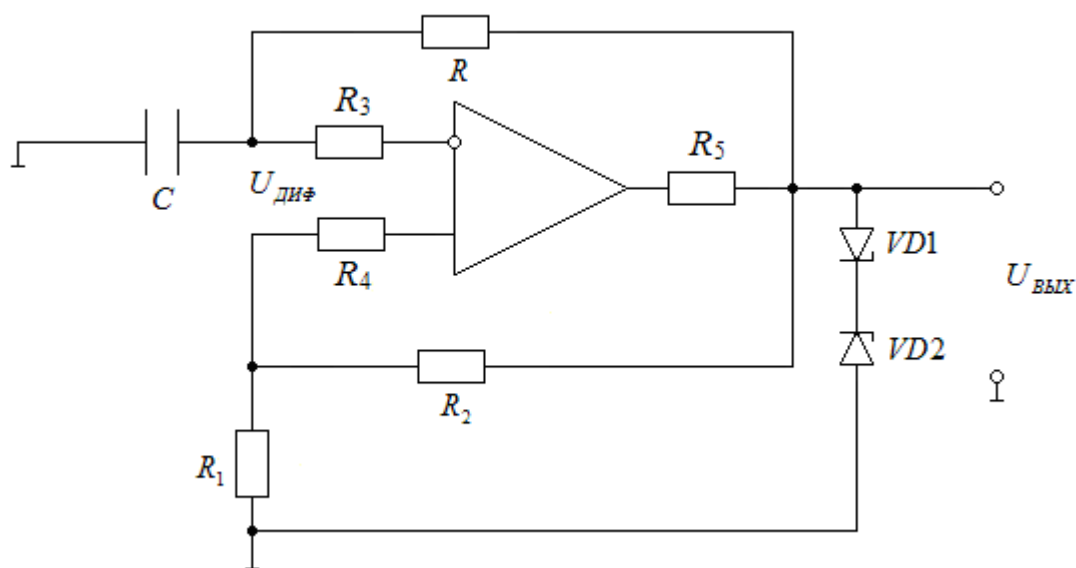


Рисунок 1.45 - Улучшенная схема мультивибратора

В данной схеме мультивибратора введены дополнительные элементы: входные резисторы R_3 и R_4 , повышающие входное сопротивление ОУ и двухсторонний параметрический стабилизатор $R_5VD_1VD_2$, стабилизирующий амплитуду выходных импульсов. Введение резисторов R_3 и R_4 связано с тем, чтобы увеличить входное сопротивление ОУ, так как они снабжены защитой по входам при больших дифференциальных сигналах. Их величина выбирается на порядок больше, чем сопротивление резисторов R_1 и R_2 и имеет порядок сотен килом.

Заключение

В настоящее время во всех сферах человеческой деятельности в той или иной степени используются достижения полупроводниковой электроники. Это, прежде всего, промышленное производство, в котором электроника выполняет очень важные функции – управления, координации работы всех технологических объектов. Непосредственное управление работой станков, роботов, автоматических транспортных и складских систем, технологических установок – все это выполняется современными средствами автоматизации технологических процессов, выполненных на базе полупроводниковых электронных элементов, устройств и целых систем.

В основе всех современных информационных технологий также лежат достижения полупроводниковой электроники: компьютерная техника, информационно-вычислительные сети, спутниковые каналы связи и многое другое. В информационных технологиях очень важную роль играют средства оптоэлектроники. Передача огромных объектов информации обеспечивается благодаря применению волоконно-оптических линий связи. Для взаимодействия человека и информационно-вычислительной системы всё шире применяются цветные жидкокристаллические мониторы, позволяющие не только отображать информацию, но и вводить её непосредственно с экрана с помощью пленочной клавиатуры, расположенной на поверхности экрана. На их основе выполняются ноутбуки, промышленные компьютеры и компьютеры специального назначения, конструктивно представляющие собой моноблок.

Основой элементной базы для разработки самых различных электронных устройств и систем становятся БИС/СБИС микропроцессорных комплектов и программируемые ИС, среди которых наиболее перспективными являются ПЛИС (система на кристалле). Совершенствуется технология БИС, повышая степень интеграции, тактовая частота и производительность СБИС. В области микропроцессорных средств продолжает действовать закон, сформулированный

одним из основателей фирмы *Intel* Гордоном Муром еще в 1965 г.: «Мощность процессора удваивается каждые полтора года при сохранении его стоимости».

Возрастает роль аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, обеспечивающих взаимодействие вычислительной сети с объектом управления. Они могут выполняться как в виде отдельных БИС/СБИС, так и встроенным в СБИС по аналоговым входам и выходам. Такие СБИС получили название аналоговых микропроцессоров.

В настоящее время в электронике широкое распространение получила цифровая обработка сигналов. Цифровые методы, основывающиеся на использовании микропроцессоров, проникли во множество областей радиоэлектроники и привели к созданию совершенно новых способов обработки сигналов. Одновременно наблюдается развитие аналоговой электроники, поскольку по мере развития систем цифровой обработки повышаются требования к качеству входных и выходных аналоговых сигналов. Операционный усилитель является базовым элементом устройств аналоговой обработки сигналов. Поэтому разработчик систем сбора, передачи и обработки измерительной информации должен обладать знаниями параметров ОУ (схем их включения и умением проектировать устройства на основе ОУ).

Выпускаемые в настоящее время промышленностью ОУ далеко не полностью удовлетворяют запросам потребителей, особенно в тех областях применения, в которых требуется высокое быстродействие, повышенная стабильность нуля, малые входные токи и низкий уровень шумов. Такое положение в значительной мере объясняется расширением области применения ОУ и непрерывными повышением требований к их характеристикам.

В связи с этим можно утверждать, что еще многие годы будет продолжаться разработка новых, все более высококачественных ОУ.

Совершенствование ОУ будет происходить как за счет создания новых схем и оптимизации этих параметров, и за счет дальнейшего развития интегральной технологии. При этом очень важна тесная связь между специалистами схмотехниками и технологами, поскольку при синтезе схем совершенно

необходимо учитывать все тонкости технологических процессов, а при развитии новых технологий не менее важно ориентироваться на реализацию наиболее перспективных схем.

В развитие ОУ должно быть направлено в первую очередь на улучшение их электрических характеристик, на повышение надежности, снижение стоимости и расширение функциональных возможностей. В отношении электрических характеристик особенно важно повышение быстродействия (уменьшение времени установления) и стабильности нуля, снижение входного тока и шумов.

Можно ожидать значительных успехов в совершенствовании усилителей и без преобразования сигнала. В этом отношении большую роль сыграют не только снижение технологического разброса и повышение стабильности параметров отдельных элементов, но и применение в процессе производства автоматизированных систем лазерной компенсации смещений нуля и температурного дрейфа. Представляется весьма перспективным дальнейшее совершенствование ОУ с МДП-транзисторами на входе, в частности с поликристаллическими кремниевыми затворами, которые позволяют обеспечить чрезвычайно малые входные токи менее 10^{-12} А при высокой стабильности нулевого уровня.

В связи с совершенствованием усилителей без преобразования усилители с периодической компенсацией нуля и ОУ с МДМ-каналом, по-видимому, будут применяться только в аппаратуре, где требуется исключительно низкий порог чувствительности.

Помимо развития самих ОУ, в ближайшие годы можно ожидать дальнейшего развития микросхем, в состав которых будет входить объединение нескольких ОУ с другими элементами: коммутаторами, множительными и устройствами, элементами аналоговой памяти и т.п., что позволит повысить степень интеграции электронной аппаратуры, в состав которой входят подобные элементы, снизить ее габариты, стоимость и увеличить надежность.

Список использованных источников

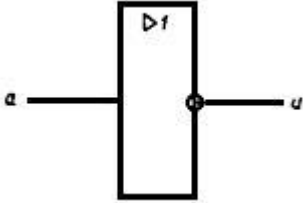
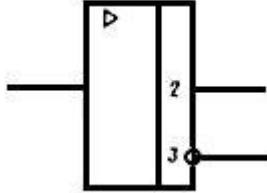
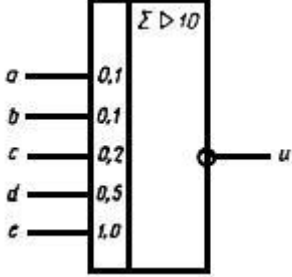
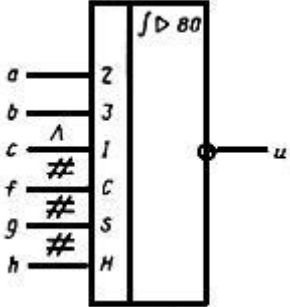
1. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника: учеб. для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – 5-е изд., стер. – М. : Высш. шк., 2008. – 798 с. : ил.
2. Ибрагим, К.Ф. Основы электронной техники. Схемы. Системы/ К.Ф. Ибрагим – М.: Мир. 2001.
3. Информационно-измерительная техника и электроника: учебник для студ. высш. учеб. заведений / [Г. Г. Раннев, В. А. Суроги́на, В. И. Калашников и др.]; под ред. Г. Г. Раннева. – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 512 с.
4. Касаткин, А. С. Электротехника: Учеб. для вузов / А. С. Касаткин, М. В. Немцов. – 9-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 544 с.
5. Кауфман, М. Практическое руководство по расчетам схем в электронике. /М. Кауфман, А. Сидман. - В 2-х томах; Пер. с англ. / Ф. Н. Покровского. М.: Энергоатомиздат, 1991.
6. Лачин, В.И. Электроника/ В.И. Лачин – М.: Ростов-на-Дону, «Феникс». 2001.
7. Немцов, М. В. Электротехника и электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательство МЭИ, 2003. – 593 с.
8. Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства. / В.Н. Ногин – М.: Радио и связь, 1992. – 300 с.
9. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника: учеб. для вузов / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров; под ред. О. П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 768 с.
10. Остапенко, Г. С. Усилительные устройства. – М.: Радио и связь. 1989. – 339 с.
11. Прянишников, В. А. Электроника: полный курс лекций / В. А. Прянишников. – 4-е изд. – СПб.: Корона принт, 2006. – 416 с.: ил. – Библиогр.: с. 415.

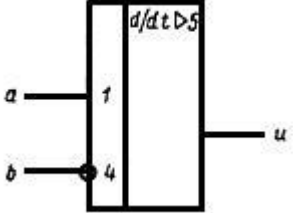
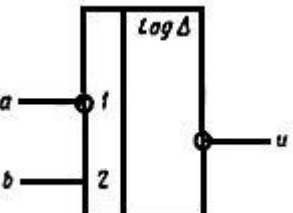
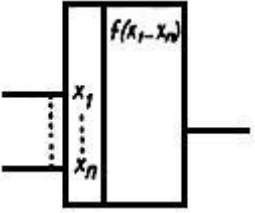
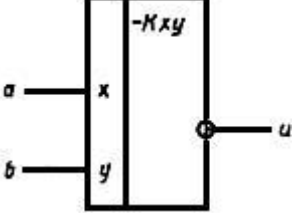
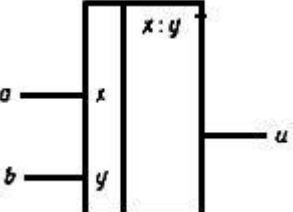
12. Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ./ С. Соклоф – М.: Мир. 1988.
13. Справочное пособие по основам электротехники и электроники / Под ред. А. В. Нетуштла. М.: Высшая школа, 1987.
14. Хоровиц, П., Искусство схемотехники/ П. Хоровиц, У. Хилл. – Издание 5-е, переработанное. - М., Мир, 1998.
15. Шаньгин, Е. С. Основы электроники: Учеб. пособие. – Уфа, изд-во УГАТУ, 2007. – 168 с.
16. Электротехника и основы электроники / Под ред. О. П. Глудкина, Б. П. Соколова, М.: Высшая школа, 1993.
17. Электротехника и основы электроники / О. А. Антонова, О. П. Глудкин, П. Д. Давидов и др.; Под ред. О. П. Глудкина, В. П. Соколова. – М.: Высшая школа, 1993. – 445 с.
18. Электротехника и электроника. В 3-х книгах / Под ред. В. Г. Герасимова. - М.: Энергоатомиздат, 1997.

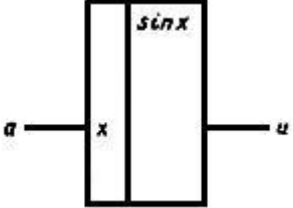
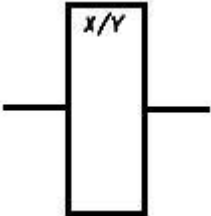
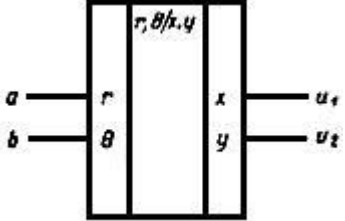
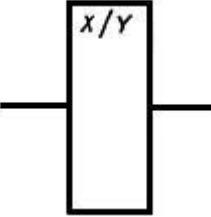
Приложение

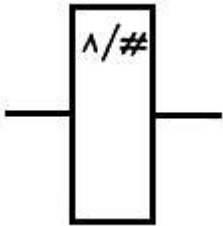
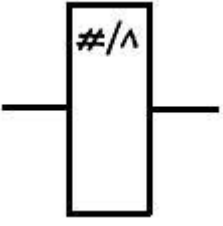
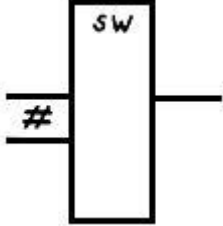
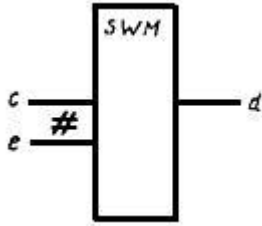
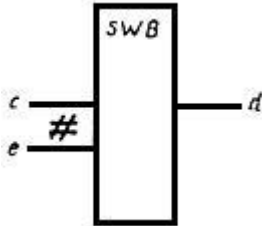
ГОСТ 2.759-82 Единая система конструкторской документации (ЕСКД).
Обозначения условные графические в схемах. Элементы аналоговой техники

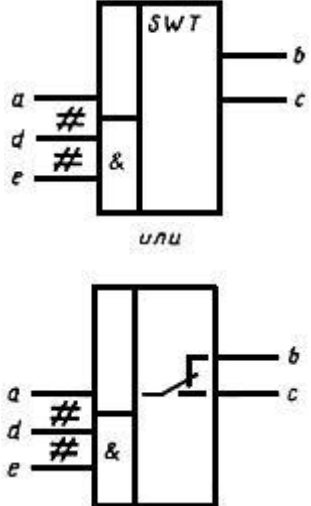
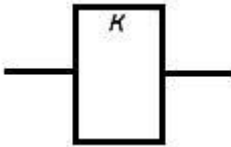
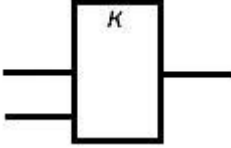
Наименование	Обозначение
1. Усилитель	
<p>Общее обозначение</p> <p>W_1 до W_n - весовые коэффициенты</p> <p>m_1 до m_k - коэффициенты усиления</p>	
<p>Коэффициент усиления записывают в УГО устройства напротив линии каждого выхода, за исключением цифрового. При наличии одного коэффициента для всего устройства знак m может быть заменен абсолютной величиной. Если $m=1$, то цифра 1 может быть опущена $u_i = m m_1 \cdot f(W_1 \cdot a_1, W_2 \cdot a_2, \dots, W_n \cdot a_n)$,</p> <p>где $i=1, 2, \dots, k$;</p> <p>mW_i - коэффициент передачи по i входу.</p>	
<p>С коэффициентом усиления 10000 и двумя выходами.</p> <p>1.1. Усилитель операционный</p>	
<p>Примечание. Если коэффициент усиления достаточно высок, а значение его точной величины не имеет значения, то допускается его не проставлять, либо проставить знак ∞ или букву M</p>	

Наименование	Обозначение
<p>1.2. Усилитель инвертирующий (инвертор) с коэффициентом усиления 1 $u = -1a$</p>	
<p>1.3. Усилитель с двумя выходами, верхний - неинвертирующий с усилением 2, нижний - инвертирующий с усилением 3</p>	
<p>1.4. Усилитель суммирующий</p> $u = -10(0,1a + 0,1b + 0,2c + 0,5d + 1,0e) = -(a + b + 2c + 5d + 10e)$	
<p>1.5. Усилитель интегрирующий (интегратор)</p> <p>Если $f=1, g=0, h=0$, то</p> $u = -80 \left[c_{t=0} + \int_0^t (2a + 3b) dt \right]$ <p>Примечание. Идентификаторы сигналов (Λ и #) могут быть опущены, если это не приведет к непониманию</p>	

Наименование	Обозначение
<p>1.6. Усилитель дифференцирующий</p> $u = 5 \frac{d}{dt} (a + 4b)$	
<p>1.7. Усилитель логарифмирующий</p> $u = -\log(-a + 2b)$	
2. Функциональный преобразователь	
<p>x_1, \dots, x_n являются аргументами функции, каждый из них может быть заменен соответствующей меткой, если такая замена не приведет к неясности</p> <p>$f(x_1, \dots, x_n)$ заменяют соответствующим обозначением функции, выполняемой преобразователем</p>	
<p>2.1. Перемножитель с коэффициентом передачи</p> $u = -Kxy$	
<p>2.2. Делитель $u = \frac{a}{b}$</p> <p>Примечание. Символ "/" не должен использоваться для указания деления</p>	

Наименование	Обозначение
<p>2.3. Преобразователь для моделирования функции синуса</p> <p>$u = \sin x$</p>	
<p>3. Преобразователь координат</p>	
<p>Общее обозначение</p>	
<p>3.1. Преобразователь координат полярных в прямоугольные</p> <p>$u_1 = a \cdot \cos b$</p> <p>$u_2 = a \cdot \sin b$</p>	
<p>4. Преобразователь сигналов</p>	
<p>Общее обозначение</p>	

Наименование	Обозначение
4.1. Преобразователь аналого-цифровой	
4.2. Преобразователь цифро-аналоговый	
5. Электронные ключи, коммутаторы	
Общее обозначение	
<p>5.1. Замыкающий <i>SWM</i> :</p> <p>Аналоговый сигнал может проходить в любом направлении между <i>c</i> и <i>d</i>, пока цифровой вход <i>e</i> находится в состоянии "1"</p>	
<p>5.2. Размыкающий ключ <i>SWB</i>:</p> <p>Аналоговый сигнал может проходить в любом направлении между <i>c</i> и <i>d</i>, пока цифровой вход находится в состоянии "0"</p>	

Наименование	Обозначение
<p>5.3. Двухнаправленный коммутатор, управляемый логическим элементом И с двумя цифровыми входами</p>	
<p>6. Блоки коэффициентов</p>	
<p>6.1. Блок постоянного коэффициента: с одним входом</p>	
<p>с двумя входами Примечание. <i>K</i> - коэффициент передачи</p>	
<p>6.2. Блок переменного коэффициента. Допускается рядом с обозначением коэффициента проставлять его значение</p>	