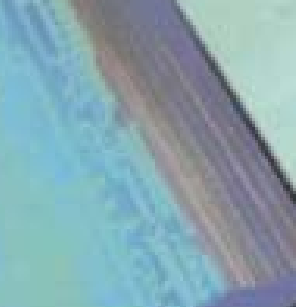
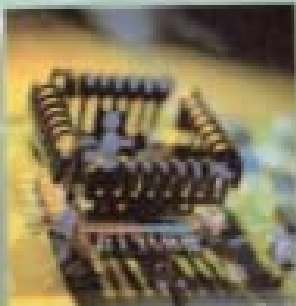


МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ЭКОНОМИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ



Гоков А.М., Жидко Е.А.

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ. ИЗДЕЛИЯ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ



УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЭКОНОМИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Гоков А. М.
Жидко Е. А.

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ

**ИЗДЕЛИЯ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И
БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ**

Учебное пособие
Часть 3

Харьков, Изд. ХНЭУ, 2007

ББК 31.2я7

Г59

УДК 621.3 (075)

Рецензенты: докт. техн. наук, профессор кафедры экспериментальной физики Харьковского национального университета им. В. Н. Каразина *Лобда В. П.*; докт. физ.-мат. наук, профессор кафедры полупроводниковой и вакуумной электроники Харьковского национального университета имени В. Н. Каразина *Архуша Ю. В.*; канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры микрослектроники, электронных приборов и устройств Харьковского национального университета радиоэлектроники *Панченко А. Ю.*

Рекомендовано к изданию решением ученого совета Харьковского национального экономического университета.

Протокол №1 от 31.08.2006 г.

Гоков А. М.

Г59 Основы электротехники и электроники. Изделия аналоговой электроники и базовые логические элементы. Учебное пособие. Ч. 3 / А. М. Гоков, Е. А. Жидко. – Харьков: Изд. ХНЭУ, 2007. – 188 с. (Русск. яз.)

ISBN 966-676-181-5

Излагаются вопросы, связанные с изучением построения и работы базовых усилительных каскадов, операционных усилителей и типовых схем аналоговой электроники, построенных на их основе. Изучаются стабилизаторы постоянного напряжения, принципы построения и функционирования базовых источников вторичного питания; рассмотрены идеи, лежащие в основе работы корректоров мощности и устройств, чувствительных к уровню напряжения. Излагаются основы теории функционирования базовых цифровых элементов электроники. Приведен широкий круг характерных практических примеров.

Рекомендовано для студентов, обучающихся по профилю "Компьютеризованные технологии и системы издавально-полиграфических производств", а также для изучающих дисциплину по другим профилям подготовки.

Викладаються питання, пов'язані з вивченням побудови і роботи базових підсилюючих каскадів, операційних підсилювачів і типових схем аналогової електроніки, побудованих на їх основі. Вивчаються стабілізатори постійної напруги, принципи побудови і функціонування базових джерел вторинного живлення; розглянуті ідеї, що лежать в основі роботи коректора потужності і будов, чутливих до рівня напруги. Викладаються основи теорії функціонування базових цифрових елементів електроніки. Наведено широке коло характерних практичних прикладів.

Рекомендовано для студентів, які навчаються за профілем "Комп'ютеризовані технології і системи видавничо-поліграфічних виробництва", а також для тих, хто вивчає дисципліну за іншими профілями підготовки.

ББК 31.2 я7

ISBN 966-676-181-5

© Харьковский национальный
экономический университет, 2007

© Гоков А. М.
Жидко Е. А.
2007

Введение

Основой этого учебного пособия стал курс лекций по учебной дисциплине «Основы электротехники и электроники» (ОЭЭ), который читается в Харьковском национальном экономическом университете студентам, обучающимся по специальностям 6.092704 «Комп'ютеризовані технології та системи видавничо-поліграфічних виробництв» и 6.092702 «Технологія мультимедійних видань». Основы теоретических знаний и учебный материал для выполнения лабораторных работ, практических занятий и индивидуальных заданий по первой части учебной дисциплины «Элементы общей теории электротехники и электроники» изложен нами в опубликованных ранее четырех учебных пособиях (отдельно – теоретический курс и практикум). Если в опубликованных ранее четырех учебных пособиях речь шла об отдельных элементах (компонентах), то данная часть дисциплины охватывает вопросы, посвященные тому, как из отдельных компонент, соединяя их между собой, создают (осуществляют, реализуют) типовые изделия аналоговой и простейшие элементы цифровой электроники.

В дисциплине ОЭЭ авторы попытались охватить основные фундаментальные положения, являющиеся базой современной электроники. Упор на фундаментальные знания, как известно, основное достоинство университетского образования. Физическая и содержательная сторона материала подчеркивается в течение всего курса. С другой стороны, чрезвычайно важным в подготовке студента является освоение простейших расчетов, выполнение моделирования происходящих в изделиях процессов. По этой причине мы старались затрагивать современные информационные технологии, позволяющие эффективно проводить автоматизацию расчетов, выполнять процедуры моделирования, проявлять инициативу и самостоятельность. По этой причине определенная часть содержания пособия нетрадиционна. Учебная дисциплина, кроме лекций, состоит из практических занятий и лабораторных работ, материал которых излагается в отдельном издании. Для содержания практикума по электронике характерна, в известной мере, «вычислительная окраска» изложенного материала.

Для учебного пособия характерно то, что в нем логически продолжается учебный материал, изложенный в первой и второй части дисциплины. Это, в первую очередь, определило принцип обора материала и

степень детальности освещения. Охватывая наиболее важные разделы теории, учебное пособие не претендует на всесторонний охват всей проблематики электроники. При написании пособия авторы ставили целью четко, строго и логично изложить материал учебной дисциплины в соответствии с современными стандартами высшего образования в Украине.

Учебный материал в пособии излагается с инженерной точки зрения, представлен в самодостаточной форме и таким образом, чтобы у студента не возникало необходимости обращаться к дополнительным литературным источникам. Вместе с тем, для самостоятельной работы, расширения и углубления знаний рекомендован широкий список литературы. Приведенные в каждом разделе простые и наглядные примеры и модели, а также широкий круг контрольных вопросов помогут студенту при усвоении учебного материала и приобретении умений самостоятельной работы.

В первом разделе учебного пособия последовательно излагаются вопросы, связанные с изучением построения и работы базовых усилительных каскадов. Усилители являются базовыми элементами для решения целого ряда задач. Поэтому мы последовательно излагаем принципы построения и структуры самых распространенных элементарных каскадов усилителей. Этот материал является основой для изучения работы более сложных усилителей. Рассмотрены типовые схемы усилителей мощности, а также усилители, позволяющие добиваться высокой эффективности усиления сигнала при небольших значениях ЭДС источников питания и повышенного КПД при малых амплитудах входных сигналов. Часть материала посвящена изучению некоторых вопросов, характеризующих ряд вспомогательных устройств, которые обычно используются совместно с усилителями звуковых сигналов.

Содержание второго раздела посвящено изучению операционных усилителей. Операционный усилитель стал поистинно незаменимым для создания различных современных усилителей электрических сигналов, частотных активных фильтров, устройств согласования трактов с различными входными и выходными сопротивлениями, а также для линейного и нелинейного преобразования сигналов.

В третьем разделе мы переходим к изучению источников питания для различных устройств электроники – источников вторичного электропитания. В частности, изучаются такие устройства, как силовые транс-

форматоры, выпрямители, сглаживающие фильтры, которые применяются для преобразования энергии переменного электрического тока, потребляемой от первичной сети, в энергию с почти неизменным во времени законом изменения напряжения.

В этом разделе изучаются стабилизаторы постоянного напряжения, которые необходимы для поддержания постоянства выходного напряжения источника питания; принципы построения импульсных источников вторичного питания с бестрансформаторным входом (основные звенья преобразователей такого рода - конверторы и инверторы); рассмотрены идеи, лежащие в основе работы корректоров мощности и устройств, чувствительных к уровню напряжения.

подавляющее большинство современной электронной аппаратуры реализовано с использованием цифровой элементной базы. Основными элементарными «кирпичиками» большинства цифровых устройств являются логические элементы, т. е. электрические схемы посредством которых выполняются логические операции. Они отличаются большим конструктивным разнообразием и набором реализуемых логических действий. Поэтому в четвертом разделе учебного пособия излагается учебный материал, позволяющий достаточно квалифицированно ознакомиться с основами цифровой интегральной электроники. С этой целью излагаются основы теории, положенной в основу функционирования цифровых элементов. Эта основа – булева алгебра или алгебра логики, которая использует логические выражения, которые могут иметь только два значения – «истинно» или «ложно». Изучаются основные способы представления двоичной информации в цифровых микросхемах, рассматривается элементная база простейших цифровых устройств и их основные параметры.

Необходимо указать, что никакое учебное пособие не может дать окончательных рецептов для решения широчайшего спектра задач, порожденных практикой. По этой причине изложенный материал призван служить базой, фундаментом, позволяющим с большей скоростью и эффективностью находить пути для решения задач практики.

Одна из важных задач обучения студентов в этом разделе состоит в том, чтобы обучаемые, используя основные сведения справочного характера, научились воспринимать информацию о назначении логических элементов, об их устройстве, об их функциональных возможностях и особенностях.

Авторы при написании учебного пособия постарались устранить некоторые недостатки, присущие многим книгам по учебной дисциплине, широко используя современные представления и методы анализа функционирования элементов различных электронных устройств, анализ работы наиболее важных, типовых современных электронных приборов различного назначения.

Данная книга, как и предыдущие книги по первой части учебной дисциплины, может быть полезна студентам, обучающимся по другим направлениям и специальностям, а также для изучающих одноименную дисциплину по другим профилям подготовки.

Авторы благодарны за оказанную помощь в улучшении содержания учебного пособия сотрудникам кафедры физики и электроники Харьковского национального экономического университета (зав. кафедрой кандидат физико-математических наук, доцент Е.А. Бондаренко).

Авторы выражают глубокую признательность рецензентам – доктору технических наук, профессору кафедры экспериментальной физики Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина В.П. Пойде; доктору физико-математических наук, профессору кафедры полупроводниковой и вакуумной электроники Харьковского национального университета имени В.Н. Каразина Ю.В. Аркуше; кандидату физико-математических наук, доценту кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств Харьковского национального университета радиоэлектроники А.Ю. Панченко за внимательное прочтение рукописи и высказанные полезные замечания.

1. БАЗОВЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

В первой части курса Вы изучали сигналы, компоненты и элементы, используемые в электротехнике и электронике. Изученный материал является основой для понимания работы более сложных устройств и изделий, предназначенных для решения уже конкретных технических задач, поставленных требованиями практики. В настоящее время промышленность освоила и выпускает огромное количество таких электронных узлов, разнообразных по своим функциям и номенклатуре. Мы приступаем к изучению наиболее важных и универсальных электронных узлов, позволяющих обрабатывать сигналы. Они являются основой подавляющего большинства изделий электроники, с которыми Вам придется работать.

Безусловно, что среди многих устройств систем сбора и обработки информации, в основу которых положены различные формы сопряжения источников и приемников информации, важную роль играют усилители. Усилители являются базовыми элементами для решения целого ряда задач. С них традиционно начинают изучение электронных устройств. Мы также будем придерживаться этой традиции.

Изучение усилителей мы начинаем с выяснения того, что представляет собой и на чем основывается процесс усиления сигналов и какими параметрами можно характеризовать такой объект электроники, как усилитель. Так как усилитель всегда взаимодействует с такими внешними объектами как источник и потребитель информации, мы кратко коснемся сведений, касающихся типовых источников сигнала и «нагрузок» усилителя, о параметрах и характеристиках, используемых при этом сигналов.

Затем мы приступим к последовательному изучению принципов построения и структуры самых распространенных элементарных каскадов усилителей. Этот материал является основой для изучения работы более сложных усилителей. Сначала рассматриваются однокаскадные предварительные усилители, которые «взаимодействуют» с источниками сигналов. Изучаются условия, необходимые для их работы, электрические схемы обеспечения их нормального функционирования. Особое внимание уделяется при этом дифференциальному усилителю и эмиттерному повторителю. Схемы таких усилителей обладают рядом очень

ценных качеств, необходимых для осуществления высококачественного процесса усиления сигнала.

Далее мы переходим к изучению усилителей мощности, именуемых также оконечными усилителями. Такие усилители должны с высокой эффективностью «взаимодействовать» с потребителем информации и, как правило, предназначены для того, чтобы усилить сигнал до такой степени, чтобы этого было достаточно для нормального функционирования «нагрузки». Будут рассмотрены типовые схемы усилителей мощности, а также усилители, позволяющие добиваться высокой эффективности усиления сигнала при небольших значениях ЭДС источников питания и повышенного КПД при малых амплитудах входных сигналов.

В заключение мы кратко рассмотрим некоторые вопросы, характеризующие ряд вспомогательных устройств, которые обычно используются совместно с усилителями звуковых сигналов. Они позволяют, например, улучшать комфортность прослушивания звука и повышать качество звуковоспроизведения в различных условиях окружающей среды.

1.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов

1.1.1. Назначение и классификация усилителей

Одной из важнейших функций, которую выполняют устройства электроники в различной аппаратуре, является усиление электрических сигналов. Под усилением электрических сигналов обычно понимают увеличение мощности усиливаемого сигнала с минимальными искажениями. Осуществляет такую функцию усилитель.

Усилитель, с точки зрения классификации компонентов электрической цепи, представляет собой некий «черный ящик класса SISO (single inputs – один вход – single outputs – один выход)» внутри которого расположены пассивные и активные элементы.

Основными признаками усилителя являются:

1. Усилитель всегда имеет коэффициент усиления по мощности больше единицы:

$$K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} > 1. \quad (1.1)$$

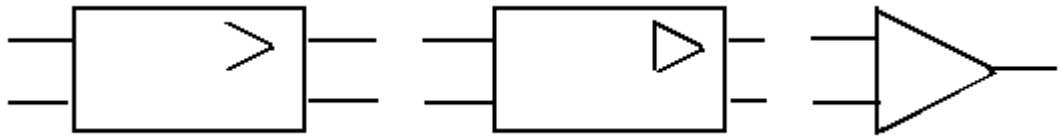


Рис.1.1. Представление модели усилителя в виде «черного ящика» с условным изображением того, что он усиливает сигнал по мощности

Исходя из этой особенности на схемах, отображающих усилитель в виде прямоугольника типа «черный ящик класса SISO», наносится знак, напоминающий по начертанию математический символ «больше» - >, или знак равностороннего треугольника, получающегося из знака > начертанием еще одной стороны треугольника (рис.1.1). Следствием (1.1) является то, что к усилителям относятся усилители, усиливающие сигнал только по току (напряжению), при условии, что коэффициент усиления по напряжению (току) при этом близок к единице:

$$K_P = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{I_{ВЫХ}U_{ВЫХ}}{I_{ВХ}U_{ВХ}} = K_I K_U = \begin{cases} K_I > 1, & K_U \sim 1, \\ K_U > 1, & K_I \sim 1 \end{cases}. \quad (1.2)$$

Усилитель, усиливающие ток, при $K_U \sim 1$, как известно, называют повторителями напряжения.

2. Исходя из закона сохранения энергии, нельзя увеличить мощность, если к усилителю не подвести стороннюю энергию. По этой причине к усилителю всегда подключают сторонние источники энергии (источники питания, один или несколько), за счет использования энергии которых, и обеспечивается усиление сигнала по мощности (рис.1.2).

3. Усилитель, в идеале, должен быть линейным устройством.

В электротехнике и электронике понятие линейности связывают с математической операцией вида $y(t) = kx(t)$, при которой выходной отклик $y(t)$ повторяет входное воздействие $x(t)$ только в другом масштабе. При усилении, следовательно, должна иметь место следующая связь между входным и выходным сигналами: $u_{ВЫХ}(t) = ku_{ВХ}(t)$. Для гармонических сигналов, как известно, имеет место соотношение

$\dot{U}_{m_{ВЫХ}} = \dot{K}(j\omega)\dot{U}_{m_{ВХ}}$. Поскольку $\dot{K}(j\omega)$ – комплексная величина, то, в идеале, модуль коэффициента усиления сигнала должен всегда быть неизменным (не зависеть ни от частоты, ни от амплитуды входного сигнала, ни от внешних условий работы усилителя), а аргумент – характеризоваться линейной зависимостью, означающей, что выходной сигнал может на некоторое незначительное время запаздывать относительно входного (рис. 1.2).

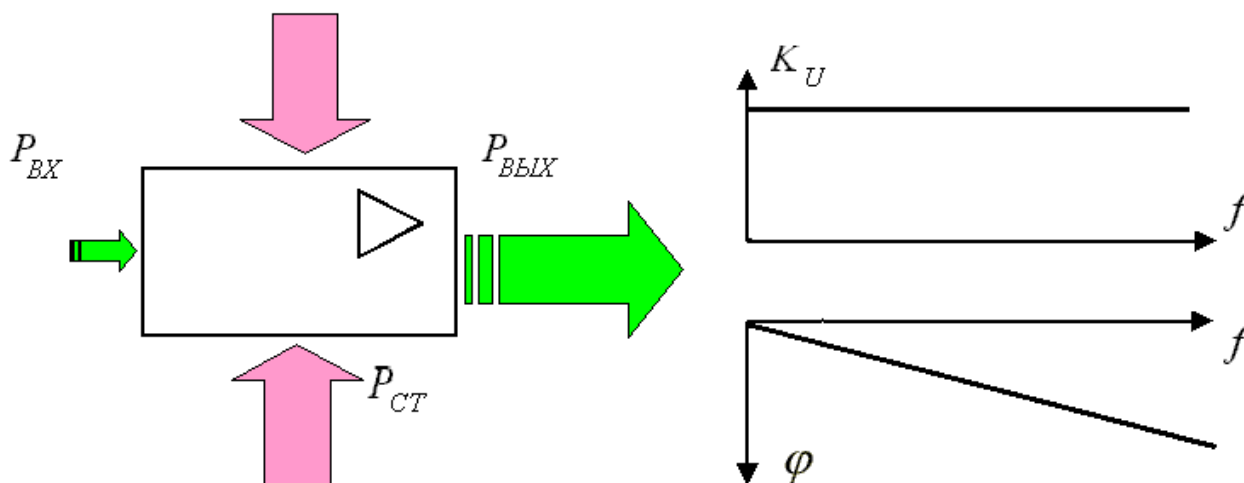


Рис.1.2. Представление процесса усиления электрического сигнала за счет сторонних источников энергии и идеализированные частотные характеристики усилителя

К усилителю, с одной стороны (к «входу» четырехполюсника, к порту входа), подключают двухполюсник, являющийся «источником сигнала», а, с другой стороны, (к «выходу» четырехполюсника, к порту выхода), – двухполюсник, характеризующий «нагрузку» (оконечное устройство потребителя). Все сопротивления, а также напряжения и токи, действующие в электрической цепи (рис.1.3), усиливающей сигнал, в общем случае имеют комплексный характер

В настоящее время существует большое разнообразие как источников сигналов (источников, с помощью которых создается необходимая информация), так потребителей (устройств вывода, потребления информации). При этом, в зависимости от внутреннего сопротивления $Z_{Г}$ источники могут быть отнесены либо к идеальным источникам тока ли-

бо напряжения. Параметры ряда используемых в электронике источников сигналов приведены в табл. 1.1, типовых нагрузок – в табл. 1.2.

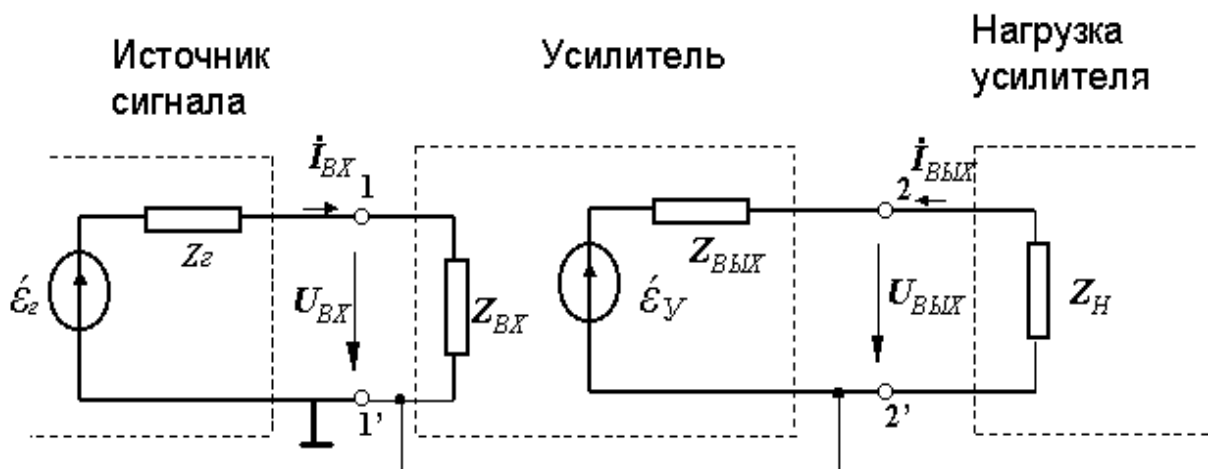


Рис.1.3. Эквивалентная схема усилителя с подключенными к нему «источником сигнала» и «нагрузкой»

Таблица 1.1.

Параметры типовых источников сигналов

Тип источника сигнала	ЭДС	Внутреннее сопротивление	Характер сопротивления
Микрофон угольный	50...200 мВ	50...300 Ом	резистивный
Микрофон электродинамический	0,5...5 мВ	400...1000 Ом	резистивно - емкостной
Головка магнитофонная индукционная	0,3 мВ	$L=4...1000$ мГн	индуктивный
Интегральный датчик магнитного поля (датчик Холла)	0,5...1 мВ	50...300 Ом	резистивный
Датчик (сенсор) влажности	0,5...1 В	30...100 кОм	емкостной
Фотодиод оптического приемника	0,1...2 В	30...100 кОм	емкостной

Электрические сигналы аудио-, видео – и информационно – измерительных систем, возникающие на выводах таких компонентов электрической цепи, как магнитные головки магнитофонов и дисководов, микрофоны, полупроводниковые датчики (сенсоры) температуры, давления, магнитного поля, приемники оптического излучения, обычно имеют выходную мощность порядка нескольких микроватт–милливатт. Для работы различного рода звуковоспроизводящих акустических устройств и систем, излучателей оптической информации, исполнительных механизмов печатающих устройств, оконечных устройств управления технологическими процессами требуется мощность от единиц до сотен ватт.

Таблица 1.2.

Параметры типовых «нагрузок» - устройств вывода информации

Тип оконечного устройства	Требуемые ток и мощность управления	Рабочее напряжение	Характер сопротивления нагрузки
Излучающий диод	10...15 мА	0,5 В	резистивный
Полупроводниковый лазер	0,5...5 А	0,5 В	резистивный
Устройство звуковоспроизведения (громкоговорителя, акустического динамика)	10 Вт		индуктивный
Пьезокерамический излучатель звука	500 мВт	5...30 В	емкостной
Соленоид печатающего устройства	10...15 мА		индуктивный

Как несложно заметить, типичной для электроники является ситуация, когда источник сигнала (информации) является маломощным и создает очень слабый сигнал, а для работы оконечного устройства требуется довольно мощный сигнал.

Усилитель, преобразуя энергию стороннего источника, усиливает (рис. 1.2) электрический сигнал источника информации до уровня, обеспечивающего нормальное функционирование нагрузки (потребителя, конечного устройства).

Создать универсальный усилитель, который бы обеспечивал усиление сигналов всех имеющихся источников до уровней необходимых конечным устройствам, усилитель, в котором бы все перечисленные признаки сохранялись бы в неограниченном диапазоне амплитуд и частот входных сигналов, не представляется возможным.

Однако, в принципе, можно создать специализированный усилитель, в котором признаки усилителя были бы хорошо выражены и сохранялись только в определенном диапазоне воздействующих на усилитель сигналов и при определенных условиях. Поэтому в настоящее время существует большое разнообразие имеющих свое схемное и технологическое исполнение специальных усилителей (усилительных каскадов), предназначенных для работы с электрическими сигналами определенной формы, диапазонов амплитуд и частот.

Классификация усилителей может быть произведена по различным признакам. Принято различать усилители по следующим основаниям:

1. По **типу активного элемента** различают усилители на биполярных и полевых транзисторах, на интегральных микросхемах и электронных лампах.

2. По **месту в усилительном тракте** усилительные каскады могут быть предварительными (входными), промежуточными или конечными (выходными).

3. По **усиливаемому параметру (коэффициенту)** различают усилители напряжения, тока и мощности.

Для усилителей напряжения характерны следующие соотношения между входными $R_{вхус}$ и выходными $R_{выхус}$ сопротивлениями усилителя, с одной стороны, и сопротивлениями источника сигнала R_G и нагрузки R_H , с другой:

$$R_{вхус} \gg R_G; \quad R_{выхус} \ll R_H. \quad (1.3)$$

Соотношения (1.3) обычно характерны для предварительного усилителя, работающего с источниками маломощных сигналов, имеющими индуктивный и резистивный характер, и нагруженного на промежуточный каскад с большим входным сопротивлением. Из рис.1.3 и правила простейшего делителя напряжения несложно определить, что соотношения (1.3) позволяют получить на выходе усилителя максимальное напряжение в нагрузке. Величины передаваемой мощности и коэффициента полезного действия (КПД) не достигают своих максимальных значений.

Для усилителей тока характерные противоположные соотношения:

$$R_{вхус} \ll R_G; \quad R_{выхус} \gg R_H. \quad (1.4)$$

Первое выражение соотношения (1.4) позволяет получить максимальный ток на входе усилителя, а второе обеспечивает независимость выходного тока от сопротивления нагрузки.

В усилителях мощности главными требованиями являются передача максимальной мощности от источника усиливаемого сигнала к нагрузке и высокий КПД. Для этого нужно выполнение соотношений:

$$R_{вхус} = R_G; \quad R_{выхус} = R_H. \quad (1.5)$$

Следует иметь в виду, что такое разделение условно, так как, в конечном счете, усиливается мощность.

4. По **роду усиливаемых сигналов** усилители подразделяют на усилители гармонических, квазигармонических (звуковых) сигналов и усилители импульсных сигналов.

5. По **характеру изменения усиливаемого сигнала во времени** усилители делят на усилители медленно изменяющихся сигналов, имеющие нижнюю предельную частоту $f_H = 0$ (рис. 1.4), которые часто называют усилителями постоянного тока, и усилители переменного тока. Ус переменных сигналов, в свою очередь подразделяются на:

– усилители звуковых частот, у которых $f_H \sim 10\text{Гц}$ и $f_B \sim 20\text{кГц}$;

– импульсные (широкополосные, видео, сигналов изображения) усилители, которые имеют f_H порядка десятков – сотен Гц и f_B порядка десятков МГц;

– резонансные (полосные) усилители, которые имеют значения f_B/f_H , близкие к единице. К таким усилителям, как правило, относятся усилители радиочастотных колебаний приемников метрового, дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

1.1.2. Основные параметры и характеристики усилителей

Усилитель, являясь четырехполосником, может быть представлен всем комплексом характеристик, которым описывают электрическую цепь класса SISO. Наиболее важными характеристиками усилителей являются:

1. Комплексный коэффициент усиления напряжения:

$$\dot{K}(jf) = \frac{\dot{U}_{mBIX}(jf)}{\dot{U}_{mBX}(jf)}. \quad (1.6)$$

Модуль комплексного коэффициента передачи $K(jf)$ называют *амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)* усилителя по напряжению. Аргумент комплекснозначной функции $\varphi(f)$ называют *фазо-частотной характеристикой* усилителя по напряжению.

АЧХ представляют собой зависимость модуля коэффициента усиления по напряжению (K_U) от частоты, а ФЧХ – зависимость сдвига фазы усиливаемого напряжения от частоты.

Типичные формы АЧХ и ФЧХ усилителей представлены на рис.1.4(а,б).

Значение *верхней* (f_B) и *нижней* (f_H) *предельных частот* усилителя обычно определяются на уровне $K_0/\sqrt{2}$ (-3дБ) относительно максимального значения коэффициента усиления K_0 в области средних частот (рис.1.4).

Разница между ними определяет *полосу пропускания усилителя*:

$$\Pi = f_B - f_H. \quad (1.5)$$

В ряде случаев коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$K_{U \log} = 20 \lg \left(\frac{U_{mBIX}}{U_{mBX}} \right). \quad (1.6)$$

Логарифмические единицы удобны тем, что если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов усилителя и общий коэффициент усиления равен произведению этих коэффициентов, то $K_{U \log \Sigma}$ находят как алгебраическую сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов.

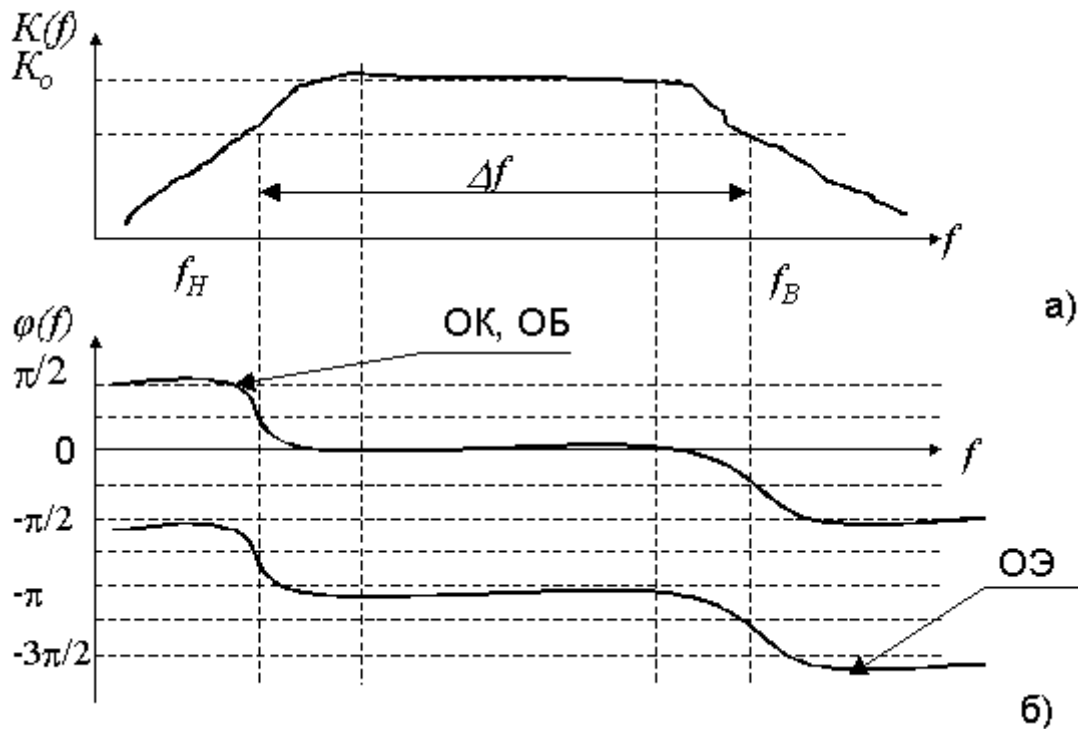


Рис.1.4. Типичные формы АЧХ и ФЧХ усилителей

При анализе усилителей сигналов широко используется переходная характеристика $h(t)$ усилителя. Она представляет собой отклик усилителя, не имеющего начального запаса энергии на реактивных элементах (т.е. с нулевыми начальными условиями) на действие единичной

функции включения (функции Хевисайда). При этом для сохранения линейности усилителя величина перепада должна быть небольшой.

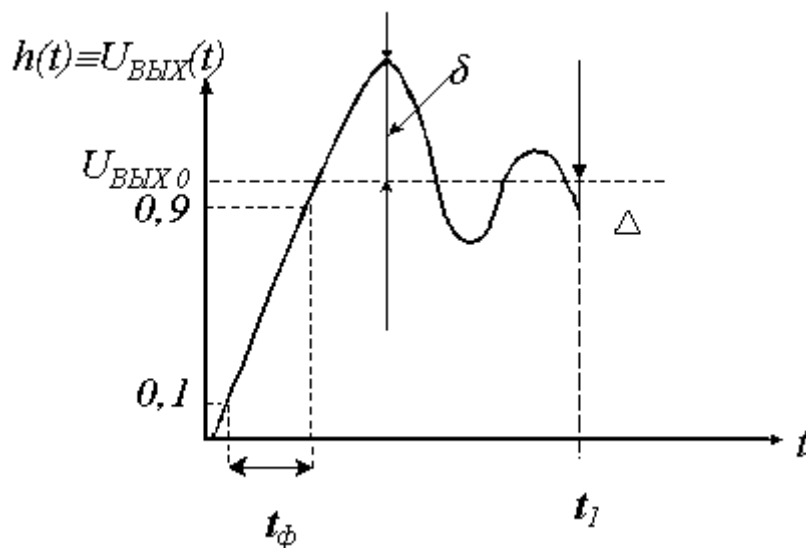


Рис.1.5. Типичная форма переходной характеристики усилителя

Переходная характеристика (рис.1.5) позволяет оценить качество переходных процессов в усилителе, в частности время роста исходного напряжения от уровня 0,1 к уровню 0,9 от постоянного значения $U_{ВЫХ0}$. Этот интервал называют *длительностью фронта переходной характеристики* t_{Φ} . Следует иметь в виду, что чем больше у усилителя значение верхней f_B частоты, тем меньше длительность фронта переходной характеристики. Ограничение на АЧХ нижних частот ведет к спаду вершины переходной характеристики.

При анализе прохождения через усилитель сигналов сложной формы используют *импульсную характеристику усилителя*, под которой понимается отклик усилителя, не имеющего начального запаса энергии на реактивных элементах (т.е. с нулевыми начальными условиями) на действие δ -импульса Дирака. Импульсная характеристика является производной от переходной характеристики. Экспериментально она может быть измерена как выходное напряжение усилителя при подаче на его вход видео импульса очень малой длительности $\tau \ll 1/\Pi$.

Важной характеристикой усилителя является амплитудная характеристика, которая представляет собой зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного напряжения (рис.1.6).

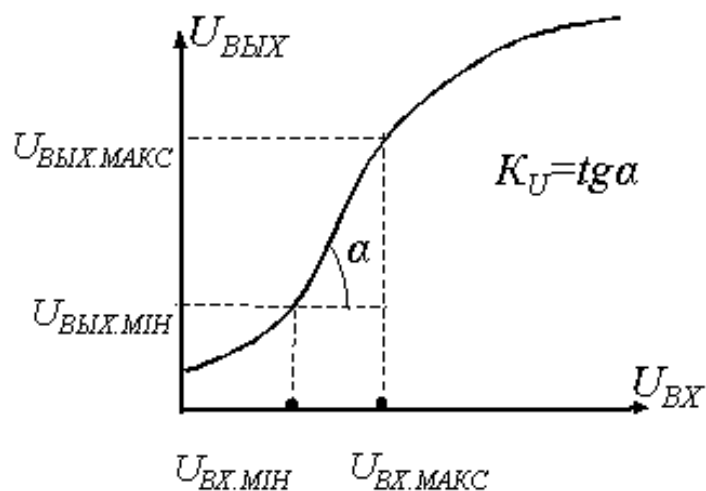


Рис.1.6. Типичная форма амплитудной характеристики усилителя

Из рис.1.6 видно, что усилитель является линейным устройством лишь для определенных амплитуд входных напряжений, что лежат в интервале между $U_{ВХ.МИН}$ и $U_{ВХ.МАКС}$. Этот интервал называют *динамическим диапазоном по входу усилителя* и часто выражают в децибелах:

$$D = 20 \lg \frac{U_{ВЫХМАХ}}{U_{ВХМИН}}. \quad (1.7)$$

Ограниченность линейного участка (нелинейность) амплитудной характеристики ведет к “размножению” составляющих спектра в выходном сигнале, то есть к появлению на выходе усилителя высших гармоник $2\omega_c, 3\omega, \dots, n\omega_c$ и субгармоник $\omega_{c/2}, \omega_{c/3} \dots$ частоты ω_c входного сигнала. Для характеристики этих нелинейных искажений используют *коэффициент гармоник*, который является мерой нелинейных искажений гармонического колебания подаваемого на вход усилителя:

$$K_{Г} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (1.8)$$

где U_i – амплитуда i –гармоники выходного напряжения.

Для оценки искажений, возникающих при передаче многочастотных сигналов или сигналов сложной формы, используют также *коэффициент интермодуляционных искажений*, который оценивает возникающие в выходном напряжении комбинационные составляющие.

Названные показатели достаточно полно характеризуют усилители мощности детерминированных (заранее известных, характеризующихся определенной математической зависимостью, гармонических, в частности, не случайных) сигналов. Вместе с тем широко используются и усилители почти (квази) случайных (квазигармонических) сигналов, например, звуковых сигналов.

Для того, чтобы Вы получили общее представление об особенностях, о требованиях, предъявляемых к усилителям звуковых сигналов, рассмотрим, что представляет собой звуковой (вещательный) сигнал, а также некоторые объективные показатели качества усилителей звуковых частот, основанные на свойствах слуха и заметности искажений при звукопередаче.

Основным источником звуковых сигналов являются источники акустических колебаний. Известно, что механические колебания с частотой от 16 Гц до 20 кГц человеческий слух воспринимает как слышимые звуки. При этом подразумевается, что интенсивность звука превышает порог слышимости. Для преобразования акустических колебаний в электрический сигнал необходим соответствующий акустоэлектрический преобразователь (микрофон). Если съём звуковой информации осуществляется высококачественным звукоприемником, то характеристики акустических колебаний и электрического сигнала практически совпадают.

Человек формирует звуковые колебания посредством голосовых связок. При произнесении гласных звуков и некоторых звонких согласных голосовые связки создают периодические последовательности звуковых импульсов, которые возбуждают резонансные полости органов речи. При произнесении согласных резонансные полости возбуждаются шумовым сигналом. Слитная речь представляет собой последовательность звуков длительностью 20...100 мс.

Осциллограмма одного из звуковых речевых сигналов показана на рис.1.7.

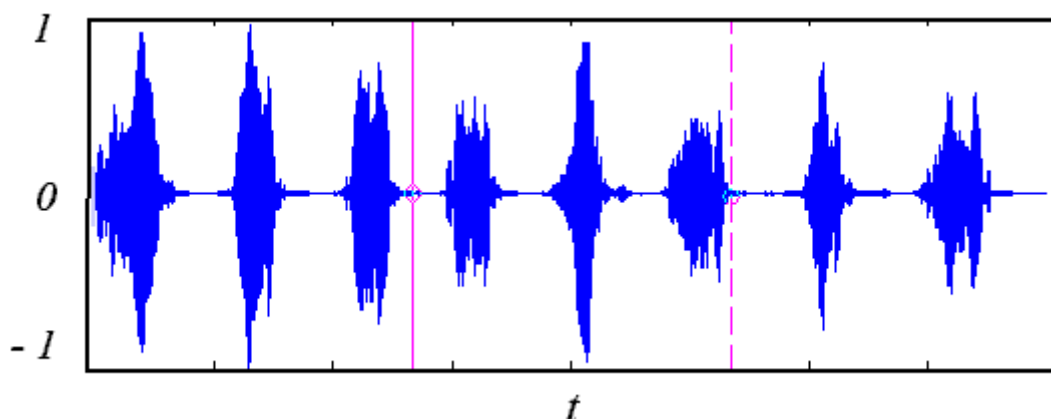


Рис. 1.7. Типичная осциллограмма звукового сигнала, поступающего на вход усилителя

Как видно из рис.1.7, звуковой сигнал в общем случае представляет собой почти случайный процесс, допускающий появление, с конечной вероятностью, как крайне больших, так и крайне малых значений этого сигнала. Динамический диапазон слухового восприятия акустических сигналов, от порога слышимости до болевого, составляет величину порядка 120 дБ. Многочисленные эксперименты по определению энергетического спектра звукового сигнала, и в частности, спектр (смотри рис. 1.8) сигнала, показанного на рис.1.7, свидетельствуют о том, что энергия (мощность) сигнала располагается в основном в области частот 100...8000 Гц. К крайним частотам звукового диапазона мощность звукового сигнала существенно снижается, что дает возможность снижения выходной мощности усилителя на краях частотного диапазона.

Поскольку человеческое ухо не чувствительно к фазовым искажениям, то речевой сигнал полностью описывается амплитудным (энергетическим) спектром или спектром мощности (Рис. 1.8).

У большинства музыкальных инструментов основные частоты звука лежат в пределах от 50 до 8000Гц, однако частотный спектр их гармоник может простирается до 16 кГц. Резонансные полости органов речи человека определяют резонансные области в спектре речи, которые называются формантами. Резонансы особенно выражены на

трех частотах порядка 500, 1500, 2500 Гц. В процессе произношения речи частоты и полосы формант непрерывно меняются.

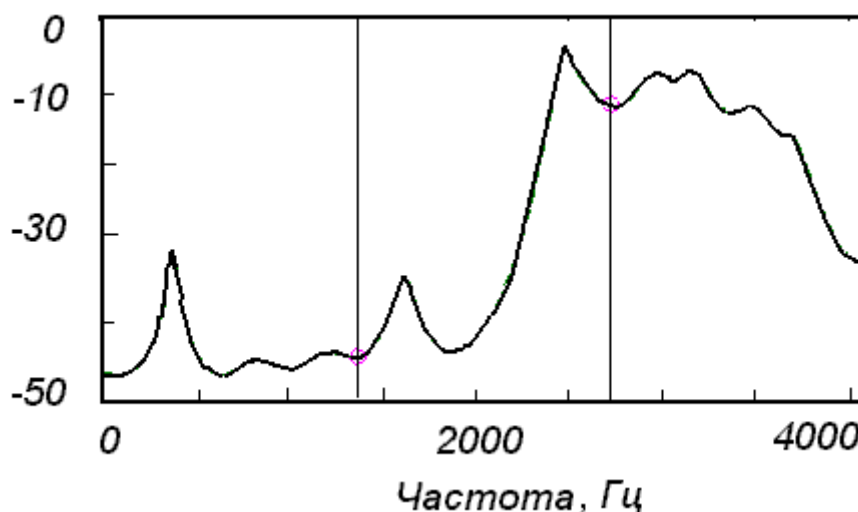


Рис. 1.8. Энергетический спектр звукового сигнала, поступающего на вход усилителя

Установлено, что полоса частот АЧХ усилителя от 30 Гц до 15 кГц обеспечивает высоко-качественную передачу речи и музыки, а наличие частотных ограничений могут заметить только слушатели с очень хорошим музыкальным слухом. При ограничении частотного диапазона 50 Гц–10 кГц искажения музыкальных программ практически незаметны для обычного слушателя. Сохранение подлинности звучания речи возможно в диапазоне передаваемых частот 100–8000 Гц.

В реальном звуковом сигнале (особенно формируемом электромузыкальными инструментами), как отмечалось, встречаются уровни сигнала, превышающие среднестатистические значения. По этой причине важно понимать, что усилитель звукового сигнала при воспроизведении, к примеру, музыки (когда напряжение на выходе непрерывно меняется по почти случайному закону) может характеризоваться либо пиковой выходной мощностью (PMPQ – peak music power output – максимальным значением мгновенной мощности), пропорциональной квадрату максимального значения выходного напряжения, либо средней мощностью (RMS power – Root Mean Square power – среднеквадратическое значение), пропорциональной среднеквадратическому значению выходного напряжения. Отношение

максимальной мощности к средней называют *пик-фактором*. У реальных звуковых сигналов значение пик фактора составляет 3...5. Первая цифра относится к популярным музыкальным жанрам, вторая – к классике. Часто этими понятиями манипулируют при продаже звуковоспроизводящей аппаратуры: Вас могут убеждать, что усилитель с PMPQ = 100 Вт существенно более мощный, чем усилитель с RMS power = 20 Вт, хотя это примерно равные усилители. Они оба обеспечат в небольшой комнате хорошую громкость звучания и, при этом, соседи не будут писать на Вас жалобы.

Нелинейные искажения обусловлены появлением дополнительных гармонических составляющих, отсутствующих в спектре исходного сигнала. Нелинейные искажения, если коэффициент гармоник менее 0,2 %, не ощущает даже высококвалифицированный эксперт. Практически нелинейные искажения незаметны, если коэффициент гармоник не превышает 4 % на средних частотах. Требования к техническим характеристикам аппаратуры Hi-Fi < 1%. Гармонические искажения из-за нелинейности характеристик усилителя объективно воспринимаются как изменение, хрипение и треск при воспроизведении звуков скрипки или рояля и т. п.

Одним из важнейших вопросов при передаче речи и других звуков является обеспечение необходимого динамического диапазона передаваемых речевых сигналов. Это необходимо для того, чтобы обеспечить натуральность звучания. Динамический диапазон первичных источников звука: речь диктора – 50 дБ; музыкального ансамбля – 55 дБ; симфонического оркестра – 75 дБ. Динамический диапазон звуковых колебаний мужского голоса составляет 50 дБ. Согласно практическим выводам ограничение динамического диапазона передачи музыки значением 46 дБ заметно. Реальные значения D_{BX} для одного усилительного каскада в зависимости от уровня допустимых нелинейных искажений усиливаемого сигнала составляют ~60–100 дБ. Полная разборчивость речи обеспечивается при динамическом диапазоне 30 дБ. Следует также иметь в виду, что уровень речевого сигнала может дополнительно меняться в очень широких пределах из-за различных факторов и особенностей речи (один человек говорит громко, другой тихо, различные расстояния от рта говорящего до микрофона, разброс характеристик микрофона и т. п.)

1.1.3. Статические режимы и классы работы усилительных каскадов

Усилитель электрического сигнала, по определению должен обеспечивать усиление электрического сигнала без искажений, т.е. он, в идеале, должен быть линейным устройством. Соответственно, связь между его выходными и входными величинами (токами и напряжениями) должна подчиняться линейной зависимости. Усилители электрических сигналов, выполненные на биполярных или полевых транзисторах, имеют вольт - амперные характеристики, описываемые либо экспоненциальной (БТ) либо квадратичной зависимостью (ПТ). Это, как известно, нелинейные зависимости. Поэтому, если не предпринимать специальных мер, то усилительные каскады на транзисторах будут при усилении искажать сигнал.

В настоящее время используется несколько способов получения в усилителях малых нелинейных искажений.

Идея первого способа основывается на известных из математического анализа положениях о том, непрерывную функцию $F(u)$ в окрестности точки $A (u=U_0)$ можно достаточно точно представить зависимостью вида:

$$F(u) = F(U_0) + S(u - U_0) + R(u), \quad (1.9)$$

где S – коэффициент, определяющий наклон характеристики в точке A (см. рис.1.6); $R(u)$ – остаточный член.

Доказано (Тейлор, Маклорен), что при достаточно малых окрестностях точки A остаточный член получается малым и зависимость вида (1.9) становится линейной.

В предварительных (входных) усилителях, когда амплитуда сигнала, подаваемого на вход усилителя, относительно мала, в общем случае нелинейную амплитудную характеристику усилителя, на определенном участке, можно считать линейной. Это так называемое *малосигнальное усиление* сигнала.

Несложно увидеть (рис. 1.9), что для попадания усиливаемого гармонического сигнала на определенный участок характеристики его надо по оси U_{BX} «передвинуть», «сместить» в точку A . Опять же, с точки

зрения математики, «смещение» по оси ординат возможно, если функции добавить постоянную величину. С точки зрения работы транзистора, сказанное означает, что наряду с усиливаемым переменным напряжением $u(t)$ к соответствующим выводам транзистора надо приложить постоянное напряжение $U_{БЭ0}$ (постоянный потенциал).

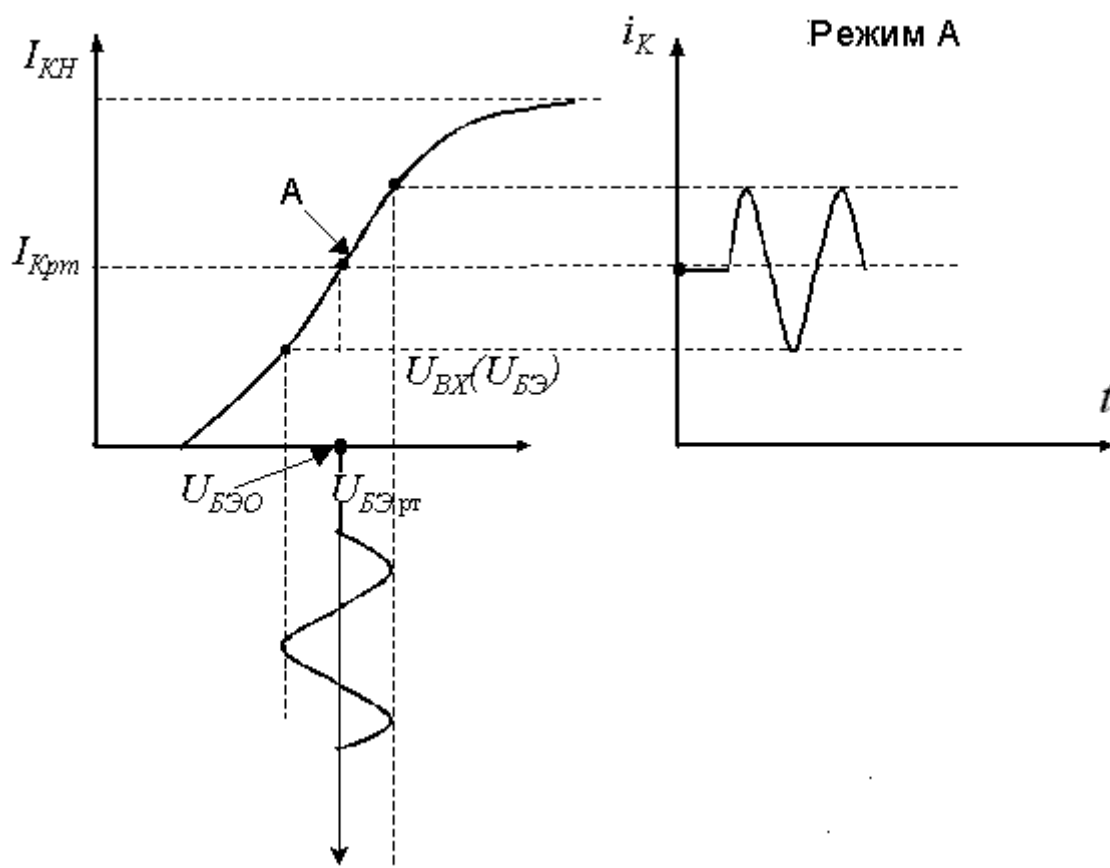


Рис.1.9. Графики, поясняющие работу усилителя в режиме класса А

Таким образом, принцип малосигнального усиления сводится к тому, что к электрической цепи, в состав которой входит активный электронный прибор, к примеру, транзистор, прикладываются определенные постоянные напряжения. Эти напряжения вызовут протекание постоянных токов, которые можно назвать *токами «смещения»*.

Совокупность постоянных токов и напряжений, определяющих на вольт-амперной характеристике точку, в окрестности которой происходит линейное изменение токов и напряжений, принято называть

рабочей точкой транзистора. Точку А также называют «точкой покоя», имея в виду, что она определяет токи и напряжения транзистора при отсутствии усиливаемого переменного сигнала.

Такой режим работы, такое состояние транзистора называют *статическим (режим по постоянному току, режим покоя)*. Он характеризуется постоянным падением напряжения на компонентах, входящих в состав усилительного каскада. Для обеспечения статического режима к транзистору должны быть подключены внешние источники постоянной ЭДС и компоненты электрической цепи (обычно резисторы), создающие требуемый режим по постоянному току.

При подаче сигнала переменного тока на управляющие электроды активного прибора ток в цепях начинает изменяться в соответствии с приложенным переменным сигналом. Говорят, что это *режим работы усилителя по переменному току или режим малого сигнала*. Этот переменный ток создает переменное падение напряжения на компонентах, входящих в состав усилительного каскада.

В оконечных (выходных) каскадах усилителей амплитуды напряжений уже достаточно велики. Поэтому выполнить требования малосигнального приближения, не получив ограничений и искажений усиливаемого сигнала очень трудно. К тому же, в этом случае важную роль начинают играть «бесполезный» нагрев транзистора при отсутствии усиливаемого сигнала, значение коэффициента полезного действия усилителя и прочее.

По названным причинам при усилении мощных сигналов (с большими амплитудами токов и напряжений) используют иные способы усиления. Идея одного из них (рис.1.10) состоит в том, что гармонический сигнал как бы «разбивается» на две половинки (полуволны) и усиливается двумя транзисторами поочередно, как говорят, за два такта: сначала одну половину синусоиды (положительный полупериод) усиливает первый транзистор, а вторую (отрицательный полупериод) – второй. На нагрузке усиленный раздельно сигнал «собирается» в синусоиду, но значительно большей амплитуды.

В зависимости от постоянного тока и падения напряжения в рабочей точке усилительного каскада, а также от значения входного усиливаемого сигнала принято различать следующие режимы работы или, как их еще называют, классы работы транзистора: А, В; С; D; АВ и прочее.

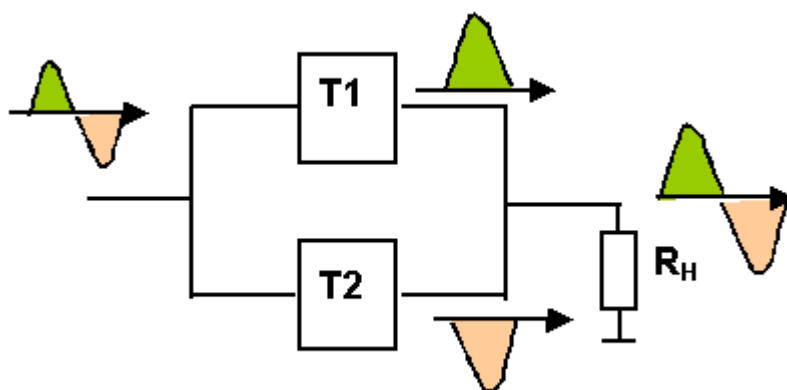


Рис.1.10. Пояснение работы усилителя при усилении сигнала за два такта

Режим А – это режим работы активного прибора, при котором ток в выходной цепи i протекает в течение всего периода входного сигнала (рис.1.9) и активный элемент все время пропускает через себя ток.

Положение рабочей точки выбирается таким образом, что амплитуда переменной составляющей выходного тока, появившегося вследствие воздействия входного сигнала, в режиме А не может превышать ток покоя I_0 .

Среднее значение потребляемой от источника питания мощности при этом не меняется. Активные элементы, независимо от того находится ли усилитель в режиме покоя или работает при полной мощности, греются почти одинаково. Приходится заботиться, особенно при усилении сигналов с большой амплитудой, об их охлаждении.

Преимуществом режима А является то, что при нем возникают малые нелинейные искажения. Однако КПД каскада низкий — для гармонического сигнала меньше 0,5. При усилении реального звукового сигнала КПД имеет порядок 5 %. Режим А используют в каскадах предварительного усиления, а также в маломощных выходных каскадах.

Инженеры давно пришли к мысли, что незачем потреблять ток от источников питания, когда усиливается сигнал отсутствует (пауза во время разговора, между фрагментами музыкального произведения и т. п.), и предложили режим работы класса В (рис.1.11).

Режим В – это режим работы активного прибора, при котором ток через активный прибор протекает только в том случае, когда на его вход подается определенная полуволна сигнала (положительная или отрицательная). Ток через него протекает в течение половины периода входно-

го сигнала. Ток, потребляемый от источника питания, максимален при полной выходной мощности и отсутствует в режиме покоя. Для того, чтобы усиливать обе полуволны, как положительную, так и отрицательную, усилитель строят по двухтактной схеме. Рабочая точка располагается вблизи точки излома характеристики (напряжения порога, напряжения при котором индуцируется канал). Промежуток времени, во время которого протекает ток через транзистор, принято характеризовать углом отсечки α . Угол отсечки выражается в угловых единицах (градусах или радианах). Численно он равен половине временного интервала, в течение которого через активный прибор протекает электрический ток. При идеальном режиме В (рис. 1.11) $u = p/2$ ток через активный элемент протекает в течение промежутка времени $2u$.

В отсутствие входного сигнала мощность источников питания практически не расходуется, поэтому режим класса В позволяет получить высокий КПД $\sim (60...70)\%$ для гармонических сигналов. Для звуковых сигналов, к примеру, когда средняя амплитуда сигнала составляет около 30% от максимальной, КПД усилителя составляет в этом режиме лишь 24%. Если, при этом, регулятор громкости перемещать на малый уровень, то КПД будет еще ниже.

Из-за нелинейностей начальных участков входных характеристик активных приборов форма выходного тока (при малых его значениях) существенно отличается от формы тока, которая была бы, если бы активный прибор был линейным. Говорят, что возникают искажения типа «ступеньки» (с двух сторон половинки синусоиды отсекаются определенные сегменты, из-за чего имеет место «скачки» тока, имеющие форму ступеньки).

К сожалению, искажения типа ступеньки не устраняются при использовании обратных связей. С этим связан *главный недостаток усилителей класса В – искажения сигнала малого уровня*. Несмотря на предпринимаемые усилия по устранению этого недостатка, качество звучания, особенно при воспроизведении «тихих» сигналов низкого уровня получается низким. По сравнению с режимом класса А искажения в режиме класса В выше, однако КПД при этом можно, для гармонического сигнала, получить порядка 75%.

Режим В обычно используют в двухтактных выходных каскадах, имеющих высокий КПД, однако в чистом виде его применяют сравни-

тельно редко. Чаще в качестве рабочего режима выбирают промежуточный режим АВ (рис.1.11).

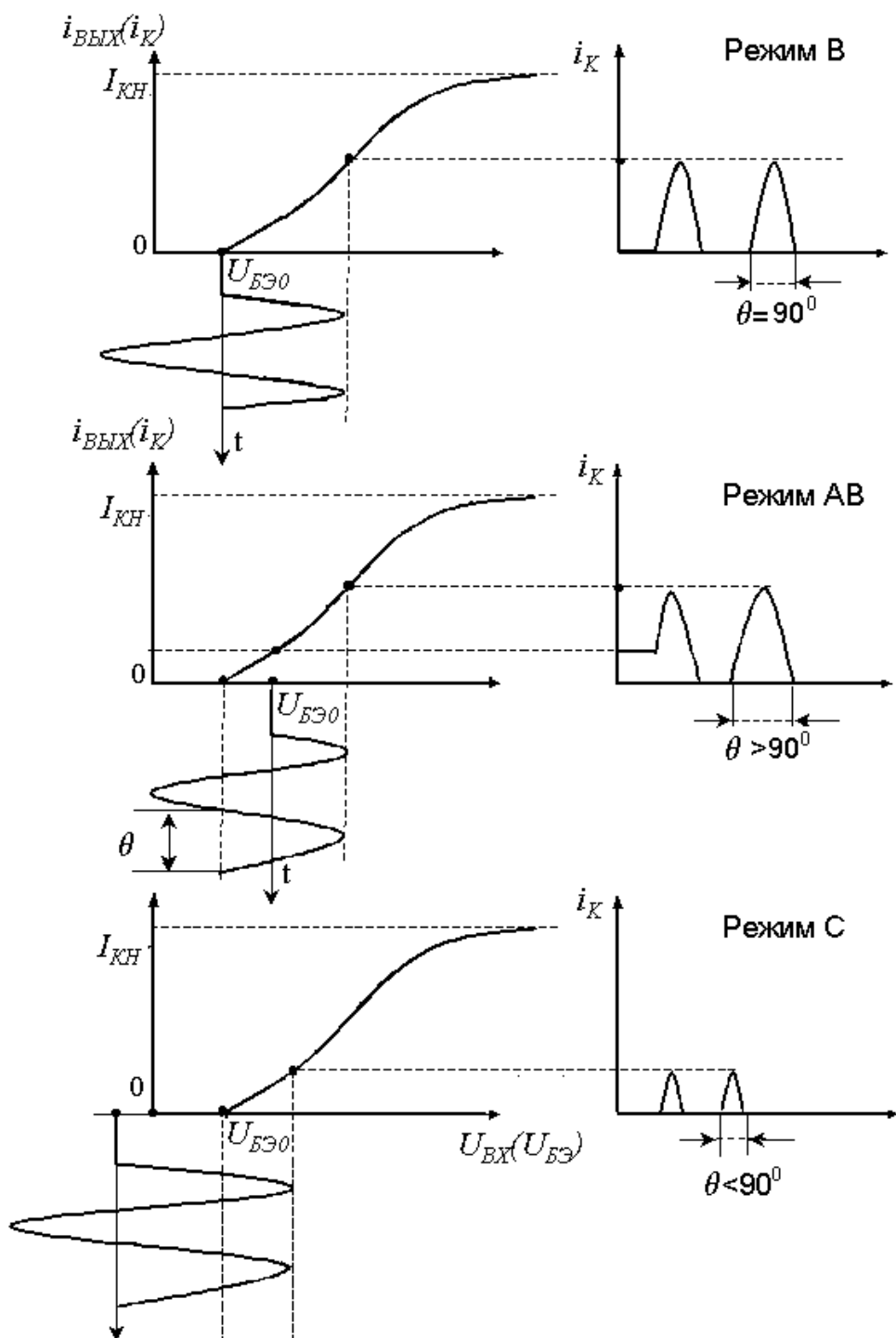


Рис.1.11. Графики, поясняющие работу усилителя в режиме класса В, АВ, С

Режим работы класса АВ, как ясно из самого названия, - это нечто среднее между рассмотренными ранее режимами. Активный эле-

мент пропускает ток полуволны одного знака и небольшой части полуволны знака противоположного. Ток в режиме покоя присутствует, но небольшой. При переходе через ноль синусоиды активные элементы плеч двухтактного каскада проводят ток, а его перераспределение между ними происходит постепенно и искажения типа «ступеньки» почти не возникают. Их остатки, как мы увидим в дальнейшем, устраняются введением сравнительно неглубоких отрицательных обратных связей.

В режиме АВ угол отсечки u несколько больше $p/2$, и при отсутствии входного сигнала через активный элемент протекает ток, составляющий 5 – 15% максимального тока при заданном входном сигнале. Такой выбор статического режима позволяет уменьшить нелинейные искажения при использовании двухтактных выходных каскадов. Очень часто под практическим режимом В подразумевают режим АВ, специально не оговаривая это.

Режим С – это режим работы активного прибора, при котором ток через него протекает в течение промежутка времени, меньшего половины периода входного сигнала, т. е. при $u < p/2$ (рис.1.11). Ток покоя в режиме С равен нулю. Этот режим используют в мощных резонансных усилителях, где нагрузкой является резонансный контур.

Режим D (или ключевой) – это режим, при котором активный прибор находится только в двух состояниях: или полностью закрыт и его электрическое сопротивление велико, или полностью открыт и имеет малое электрическое сопротивление. Работу усилителя в таком режиме мы рассмотрим несколько позже.

В настоящее время используют и другие режимы А⁺, G, H и т. п.

1.2. Базовые входные усилительные каскады на транзисторах

1.2.1. Элементарные усилительные каскады класса А на транзисторах и схемы обеспечения режима их работы

Усилительные каскады класса А применяются в основном как предварительные усилители, промежуточные и согласующие усилители. Их используют как микрофонные усилители, усилители сигналов звуко-снимателей устройств проигрывания грампластинок, магнитофонных го-

ловок и т. п. В устройствах с низкоомными источниками сигналов, например с микрофонами, импеданс которых в пределах от 200 Ом до 2 кОм, входные каскады усилителей строятся на биполярных транзисторах. Для конденсаторных микрофонов с выходной емкостью 5...40 пФ входные каскады усилителей строятся на полевых транзисторах.

Предварительные усилительные каскады класса А, как правило, в своем составе содержат:

1. Транзистор, обеспечивающий усиление электрического сигнала по мощности.

2. Один или несколько сторонних источников электрической энергии (источников питания).

3. Вспомогательные элементы установки «рабочей точки», обеспечивающие режим «покоя» (статический режим) транзистора.

4. Вспомогательные элементы стабилизации статического режима работы транзистора. Эти элементы необходимы для компенсации искажений формы усиливаемых сигналов, вызванных изменением температуры окружающей среды, разбросом технологических параметров одного и того же типа, изменением ЭДС источников питания и т. п.

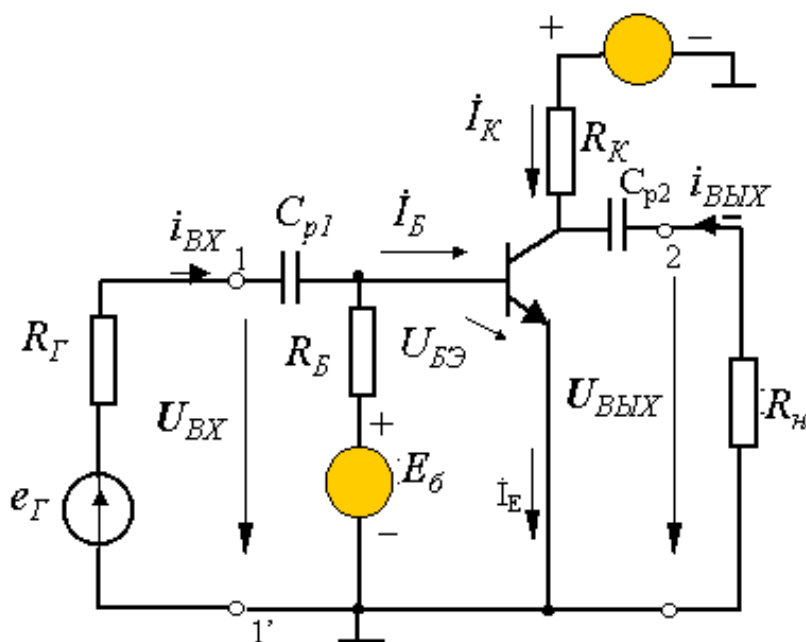


Рис. 1.12. Схема элементарного усилительного каскада, в котором для установки рабочей точки во входной и выходной цепи используются разные источники ЭДС

5. При необходимости разделительные (межкаскадные) цепи. Элементарный усилительный каскад на биполярном транзисторе,

включенном по схеме с общим эмиттером (СОЭ), с источником сигнала (E_G, R_G), работающий на «нагрузку» в виде сопротивления R_H , показан на рис. 1.12. В усилителе для установки рабочей точки во входной цепи используется источник ЭДС (E_B) и резистор (R_B), а в выходной цепи – E_K, R_K . Конденсаторы C_{P1}, C_{P2} являются *разделительными конденсаторами*. Эмиттер транзистора соединен с точкой нулевого потенциала, или, как говорят, *заземлен*.

Для установки рабочей точки, как правило, используется один источник, как показано на рис.1.13. Здесь эмиттер также заземлен.

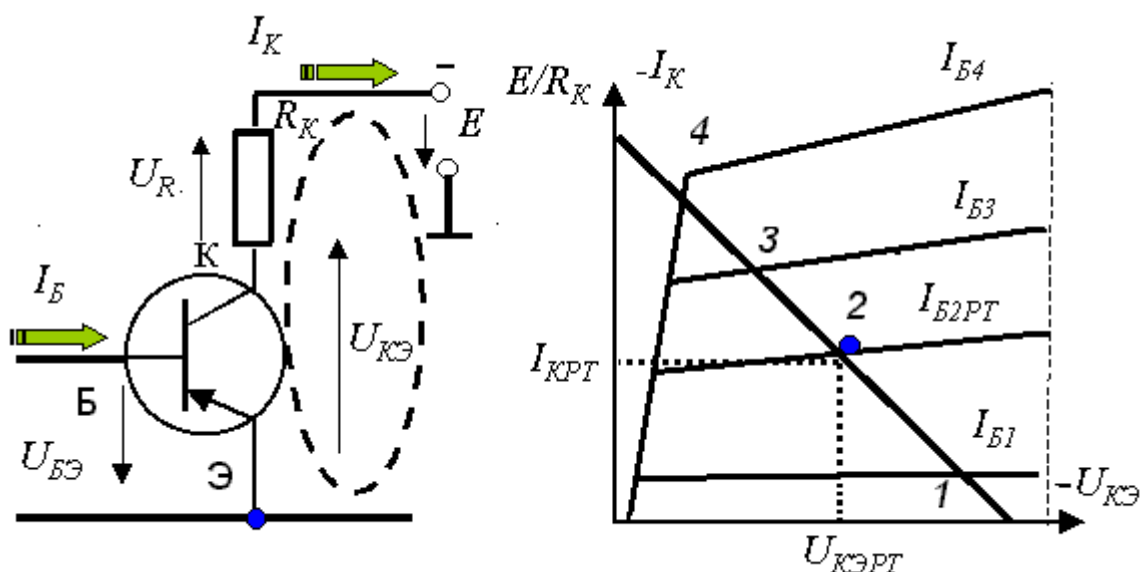


Рис. 1.13. **Схема биполярного транзистора, включенного по СОЭ, и его рабочая точка в выходной цепи**

На рис. 1.13 рабочая точка – это точка 2, которая задается следующей совокупностью токов и напряжений $\{I_{KPT}, U_{KЭPT}, I_{B2PT}\}$.

Чтобы обеспечить работу биполярного транзистора в этой рабочей точке в выходной цепи транзистора необходимо верно задать величины сопротивления резистора R_K и ЭДС источника E .

Обычно величина ЭДС E известна, так как она определяется тем источником энергии (батареей, аккумулятором или источником питания), который используется в устройстве. Поэтому для обеспечения или заданной рабочей точки в выходной цепи транзистора подбирают величину сопротивления резистора.

Согласно второму закону Кирхгофа $U_{KЭ} + I_K R_K = E_K$, поэтому:

$$R_K = \frac{1}{I_{KPT}} (E - U_{KЭПТ}) \quad (1.10)$$

Резистор R_B обеспечивает установку рабочей точки во входной цепи усилителя (рис.1.14) и, согласно второму закону Кирхгофа для входной цепи, его величина определяется соотношением:

$$U_{БЭ} + I_B R_B = E_K \Rightarrow R_B = (E_K - U_{БЭПТ}) / I_{БПТ} \approx \beta E_K / I_{KPT}. \quad (1.11)$$

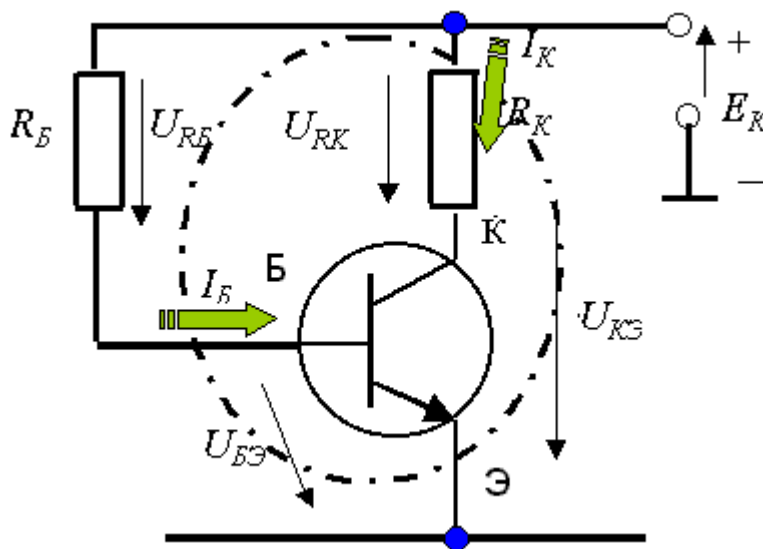


Рис. 1.14. Фрагмент схемы элементарного усилительного каскада, в котором для установки рабочей точки во входной и выходной цепи используется один источник ЭДС

Из (1.11) вытекает, что:

$$I_{БПТ} = \frac{E_K - U_{БЭПТ}}{R_B} \approx \frac{E_K}{R_B}, \quad (1.12)$$

то есть ток базы практически не зависит от температуры, так как R_B, E_K практически температурно-независимые элементы. По этой причине схему элементарного усилительного каскада (рис.1.13) называют усилителем с фиксированным, стабилизированным током базы.

Другим примером простейшего усилительного каскада является схема на биполярном транзисторе с заземленным эмиттером, в которой установка рабочей точки во входной цепи осуществляется с помощью делителя напряжения на резисторах R_1, R_2 (рис.1.15).

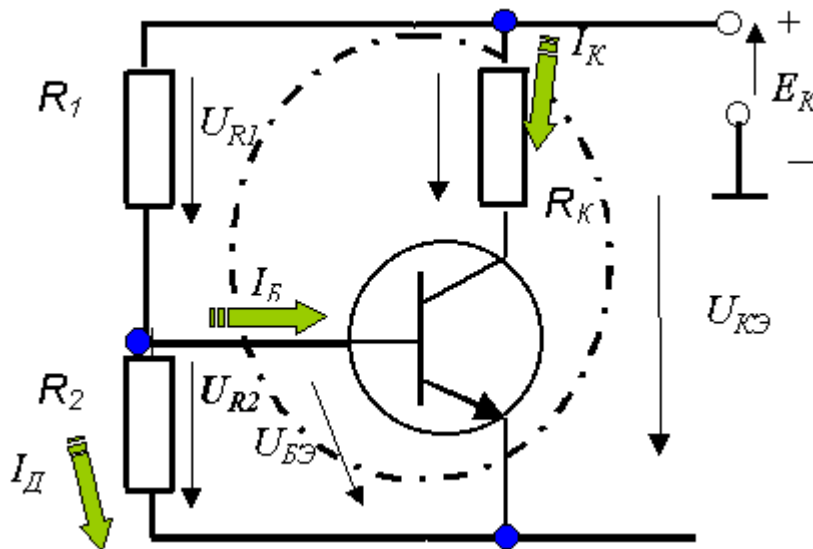


Рис.1.15. Фрагмент схемы элементарного усилительного каскада, в котором для установки рабочей точки во входной и цепи используется делитель напряжения на резисторах R_1, R_2 и один источник ЭДС

Согласно второму закону Кирхгофа запишем для входной цепи:

$$U_{БЭРТ} + (I_{Д} + I_{БРТ})R_1 = E_K. \quad (1.13)$$

Если обеспечить выполнение условия $I_{Д} \gg I_{Б}$, то:

$$U_{БЭРТ} = E_K - (I_{Д} + I_{БРТ})R_1 \approx E_K - I_{Д}R_1. \quad (1.14)$$

Из (1.14) следует, что потенциал базы (напряжение на базе относительно точки нулевого потенциала) практически не зависит от температуры, так как $I_{Д}, R_1, E_K$ практически температурно-независимы. По этой причине схему элементарного усилительного каскада (рис. 1.14) называют *усилителем с фиксированным, стабилизированным потенциалом (напряжением) базы*.

Если схемы с заземленным эмиттером, показанные на рис.1.13 и 1.14, будут усиливать гармонический сигнал, то можно записать показатели, характеризующие их работу при усилении переменного гармонического сигнала:

2. Коэффициент усиления по напряжению K_0 для области средних частот (см. рис. 1.4) в рабочей точке определяется формулой:

$$k_U = \frac{g_{21}}{g_{22} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}}, \quad (1.15)$$

где - $g_{21} = \frac{I_{KPT}}{\varphi_T}$ – входная проводимость усилительного каскада (величина обратная входному сопротивлению $r_{\text{Э}}$);

$g_{22} = \frac{g_{21}}{200}$ – выходная проводимость (величина обратная выходному сопротивлению);

R_K – величина сопротивления резистора, включенного в цепь коллектора;

R_H – величина входного сопротивления следующего каскада (коротко – «нагрузка» для рассматриваемого усилителя).

Коэффициент усиления по напряжению K_0 можно оценивать также по приближенной формуле:

$$K_0 = -\frac{\beta R_K}{r_B + \beta r_{\text{Э}}} \approx \frac{R_K}{r_{\text{Э}}}, \quad (1.16)$$

где $r_{\text{Э}}$ (r_B) - дифференциальное входное сопротивление эмиттерного перехода (базы) транзистора в СОЭ, которое можно определить по приближенной формуле $r_{\text{Э}} = 30 \beta / I_K$,

β – коэффициент усиления по току транзистора.

2. Зависимость коэффициента усиления по напряжению $K(f)$ от частоты для области низких частот (см. рис.1.4) определяется заградительным свойством разделительных конденсаторов C_{P1} , C_{P2} , поскольку,

чем меньше частота, тем больше на них падение напряжения генератора сигнала. Нижняя граничная частота определяется формулой:

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_P (R_\Gamma + r_\Sigma)}. \quad (1.17)$$

Если задано значение нижней граничной частоты, то необходимую емкость разделительного конденсатора можно определить из формулы:

$$C_P > \frac{1}{2\pi f_H (R_\Gamma + r_\Sigma)}. \quad (1.18)$$

Разделительные конденсаторы получают большой емкости и в их качестве обычно используют электролитические конденсаторы с оксидным диэлектриком.

3. Коэффициент усиления по напряжению $K(f)$ в области высоких частот (см. рис. 1.4) уменьшается из-за влияния двух факторов. Во-первых, в области высоких частот уменьшается величина β . Во-вторых, «шунтируют» выход усилителя неизбежно возникающие паразитные емкости в схеме, главным образом, емкостные составляющие выхода транзистора (емкость Миллера) и входа следующего каскада.

4. Коэффициент нелинейных искажений (гармоник):

$$K_\Gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \approx \frac{U_{mBX}^2}{\Phi_T^2}. \quad (1.19)$$

Формула (1.19) свидетельствует о том, что использование усилительных каскадов с заземленным эмиттером возможно лишь при очень малых амплитудах входных сигналов (порядка нескольких милливольт).

Рассмотренные усилительные каскады с заземленным эмиттером практически не могут работать при изменениях температуры.

Если не предпринимать никаких мер, то транзистор, работающий в активном режиме и способный усиливать электрический сигнал по мощности, при изменении температуры окружающей среды будет переходить

дуть либо в режим отсечки, либо в режим насыщения, в которых он не усиливает сигнал, а играет роль ключа.

Это можно подтвердить из следующих цепочек рассуждений (см. рис.1.13):

$$T \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \beta \uparrow \\ I_{КБ0} \uparrow \end{array} \right\} \Rightarrow I_{КРТ} \uparrow \Rightarrow p.m. \rightarrow \text{вверх} \rightarrow PН, \quad (1.20)$$

$$T \downarrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \beta \downarrow \\ I_{КБ0} \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow I_{КРТ} \downarrow \Rightarrow p.m. \rightarrow \text{вниз} \rightarrow PО. \quad (1.21)$$

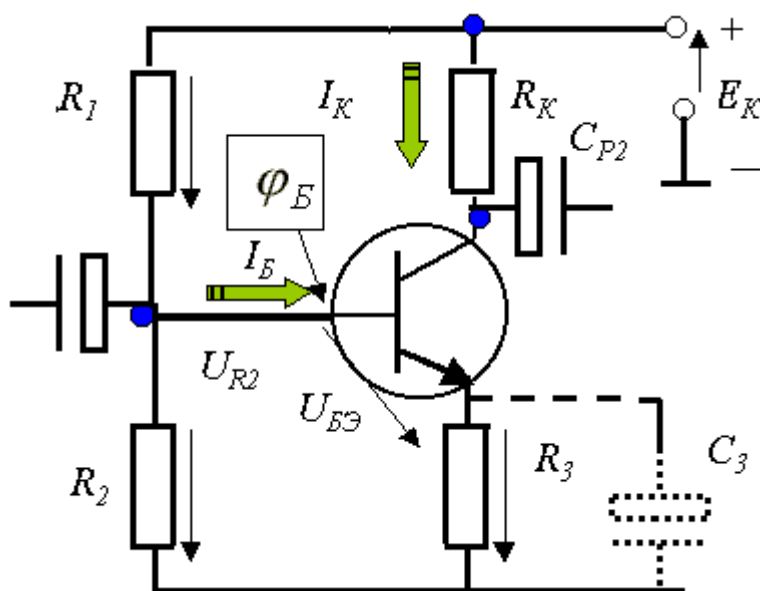


Рис.1.16. Схема элементарного усилительного Н - образного каскада

По этой причине усилители с заземленным эмиттером применяют редко. Обычно между выводом эмиттера и точкой нулевого потенциала включают резистор R_3 , именуемый в теории усилителей *резистором обратной связи по току*.

Схема усилителя принимает вид, показанный на рис.1.16. Расположение резисторов напоминает расположение сегментов буквы Н (без средней перемычки), поэтому такую схему часто называют Н - образной.

Введение резистора обратной связи по току R_3 в Н образную схему усилительного каскада существенно уменьшает зависимость положения рабочей точки от температуры.

Действительно, при изменении температуры происходит термокомпенсация изменений токов:

$$T \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \beta \uparrow \\ I_{КБ0} \uparrow \end{array} \right\} \Rightarrow I_{КРТ} \uparrow \Rightarrow U_{R3} = I_{Э} R3 \uparrow \Rightarrow \quad (1.22)$$

$$U_{БЭ} = (\varphi_B - U_{R3}) \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_K \downarrow \Rightarrow p.m. \rightarrow const$$

$$T \downarrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \beta \downarrow \\ I_{КБ0} \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow I_{КРТ} \downarrow \Rightarrow U_{R3} = I_{Э} R3 \downarrow \Rightarrow \quad (1.23)$$

$$U_{БЭ} = (\varphi_B - U_{R3}) \uparrow \Rightarrow I_B \uparrow \Rightarrow I_K \uparrow \Rightarrow p.m. \rightarrow const$$

При правильно подобранной глубине обратной связи (величине резистора R_3) при изменении температуры положение рабочей точки остается практически неизменным (стабильным).

Кроме того, введение за счет резистора R_3 отрицательной обратной связи по току позволяет существенно расширить полосу пропускания усилительного каскада, не требует специальной настройки рабочей точки при замене транзистора и, наконец, существенно уменьшает нелинейные искажения:

$$K_{\Gamma} \approx \frac{\varphi_T^2 U_{mBX}^2}{(\varphi_T + R_3 I_{ЭРТ})^4}. \quad (1.24)$$

К сожалению, как и при введении всякой отрицательной обратной связи, в Н образной схеме усилительного каскада существенно уменьшается коэффициент усиления на средних частотах:

$$K_0 \approx -\frac{R_K}{R_3}. \quad (1.25)$$

Чтобы избавиться от этого недостатка, параллельно резистору R_3 отрицательной обратной связи включают конденсатор C_3 , который на

высоких частотах «шунтирует» резистор R_3 (устраняет обратную связь на высоких частотах) и увеличивает коэффициент усиления. Обратная связь на постоянном токе при этом продолжает действовать и выполнять функции термостабилизации.

Величину сопротивления резистора R_3 рассчитывают по приближенной формуле:

$$R_3 \approx 2.5[\text{мВ} / \text{град}] \frac{T_{MAX} - T_{MIN}}{I_{KPT} \Delta K / K_0}, \quad (1.26)$$

где T_{MAX}, T_{MIN} – границы диапазона рабочих температур, в которых ожидается работа усилителя;

I_{KPT} – коллекторный ток в рабочей точке;

$\Delta K / K_0$ – требуемое (допустимое) относительное изменение коэффициента усиления коллектор.

Емкость конденсатора C_3 , при заданной минимальной частоте спектра сигнала f_H , выбирают из условия:

$$C_3 > \frac{100}{2\pi f_H R_3}. \quad (1.27)$$

Наряду с усилителями на биполярных транзисторах используются элементарные каскады на полевых транзисторах (ПТ). Усилительные каскады на полевых транзисторах незаменимы в тех случаях, когда требуется получить особо высокие значения полного входного сопротивления. Наибольшее усиление напряжения и мощности имеют каскады с общим истоком. Схема усилителя на ПТ с индуцированным с n каналом и общим истоком показана на рис. 1.17. Резисторы R_{31} и R_{32} предназначены для установления рабочей точки во входной цепи затвора; они образуют делитель напряжения, создающий фиксированный потенциал на затворе. С помощью резистора R_C обеспечивается рабочая точка в выходной цепи усилителя. Температурная стабилизация также осуществляется за счет обратной связи по току. Резистор R_H в цепи истока соз-

дает обратную связь по постоянному току, которая шунтируется на высоких частотах с помощью конденсатора C_{II} .

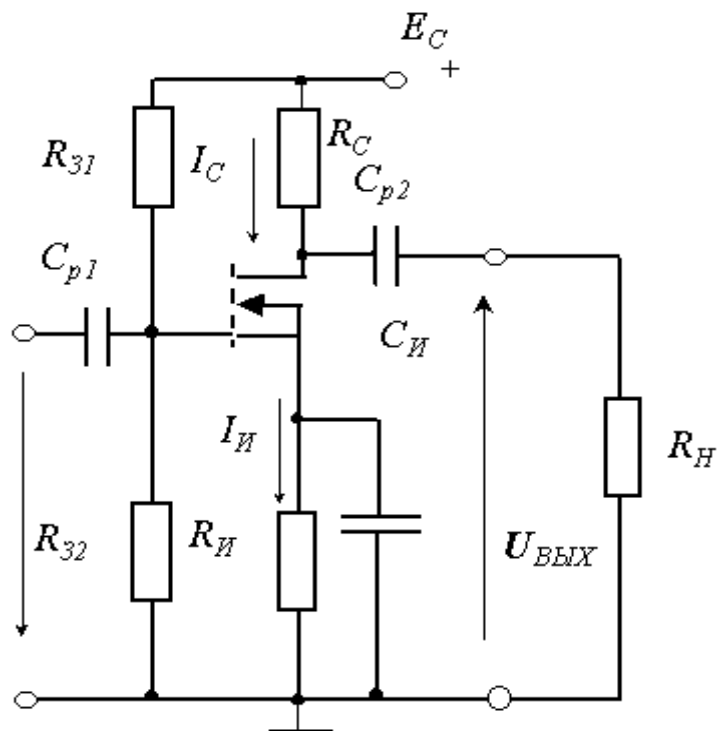


Рис.1.17. Схема элементарного усилительного каскада на полевом транзисторе с индуцированным n - каналом

Следует отметить, что температурные изменения тока стока у полевых транзисторов, во много раз меньше изменений коллекторного тока у биполярных транзисторов. Поэтому в усилителях с полевым транзистором легче обеспечивать температурную стабильность.

Коэффициент усиления по напряжению такого усилителя на средних частотах можно определить по приближенной формуле:

$$K_0 \approx \frac{SR_C}{1 + sR_{II}}. \quad (1.28)$$

Полоса пропускания усилителя на полевом транзисторе для низких частот (см. рис.1.4) определяется заградительным свойством конденсатора C_{II} , шунтирующего обратную связь по переменному току, и разделительными конденсаторами C_{P1} , C_{P2} ; со стороны верхних частот поло-

са пропускания полностью определяется выходными сопротивлениями схемы и величиной емкостной нагрузки.

Нелинейные искажения в усилительном каскаде на полевом транзисторе с общим истоком в первом приближении характеризуется величиной:

$$K_{\Gamma} \approx \frac{I_{C\text{MAX}} U_{m\text{BX}}^2}{25 \cdot I_{C\text{PT}} (1 + SR_{II})^4}. \quad (1.29)$$

Нетрудно проверить, что нелинейные искажения в усилительных каскадах на полевых транзисторах с общим истоком существенно меньше, чем в схемах с биполярным транзистором, включенным по схеме общим эмиттером.

1.2.2. Дифференциальный усилитель

В учебном пособии по основам электроники мы уже изложили первые представления о дифференциальных усилителях. Было показано, что решение целого ряда задач современной электроники требует осуществления усиления действующих на фоне очень сильных синфазных помех медленно меняющихся токов и напряжений, по величине столь малых, что они близки к границе напряжений и токов, возникающих в результате тепловых флуктуаций (шумов) носителей заряда элементов электрической цепи.

Усиление столь малых медленно изменяющихся электрических процессов требует применения усилителей специального типа, по классификации (п.1.1.1), *усилителей постоянного тока (УПТ)*. Название УПТ является не вполне удачным. Во-первых, обычно задача сводится к усилению напряжения. Во-вторых, если быть точным, то речь идет о необходимости усиления не только постоянных токов и напряжений, но также об усилении сигналов, изменяющихся весьма медленно, и вообще сигналов на фоне синфазных помех, спектр которых простирается до диапазона частот в сотни мегагерц. Конечно, следует согласиться с тем, что именно в этом очень медленном характере изменения интересующих электрических величин, подлежащих усилению, и заключаются все основные трудности создания усилителей подобного рода.

Говоря об особенностях, свойственных УПТ, прежде всего, надо иметь в виду, что при их создании не могут быть применены, из-за заградительного свойства, разделительные и конденсаторы обратной связи по току, присущие обычным усилителям. Это весьма существенно усложняет решение задачи обеспечения рабочей точки (состояния покоя усилителя). Кроме того, ситуация такова, что даже при отсутствии синфазных помех, на выходе обычного усилителя очень трудно отделить сигнал, содержащий полезную информацию, от случайных изменений токов и напряжений, вызванных нестабильностью статического режима (к примеру, изменением $I_{КБ0}$). Если быть точным, то сигналы, обусловленные непостоянством режима в одиночном каскаде на транзисторе, вообще не могут быть отделены от полезного, поскольку причин нестабильности исходного режима УПТ очень много, они весьма разнообразны и, в общем случае, непредсказуемы. Также, если использовать классические усилители для создания УПТ, то придется отказаться от принципа каскадирования одиночных каскадов (увеличения коэффициента усиления за счет того, что несколько усилителей последовательно усиливают сигнал).

Из курса электроники известно, что во многих практических задачах электроники источник сигнала, подключенный ко входу усилителя, может быть не только таким, как показано на рис.1.3 (когда один из его выводов соединен с точкой нулевого потенциала), но и иметь два вывода (рис.1.18), из которых ни один не соединен с точкой нулевого потенциала (быть *парофазным*). При этом на каждом выводе может действовать как синфазный, так и дифференциальный сигналы, неизменные или меняющиеся во времени по какому-нибудь закону. При этом во многих практически важных случаях источник создает медленно или быстро меняющийся дифференциальный сигнал амплитудой всего несколько милливольт, на который «налагается» синфазный сигнал помех с амплитудой в сотни вольт.

Для понимания того, какое напряжение будет на выходе источника, удобно представлять потенциалы точек А и В парофазного источника сигнала в виде неких гирек, помещенных на весы. Тогда несложно сообразить, что синфазный сигнал будет представлен одинаковыми потенциалами φ_A и φ_B , а дифференциальный – разностными потенциалами

$+Дц$ и $-Дц$. В общем случае на выходе источника может быть как синфазный сигнал, так и дифференциальный.

Тогда, воздействующие на проводники, соединяющие источник сигнала и вход усилителя, помехи (различного рода наводки), эквивалентные синфазному сигналу, для картинки с весами будут означать, одинаковые по значению потенциалы точек А и В (весы будут находиться в состоянии равновесия вне зависимости от того какой по величине на них «положен» потенциал). Дифференциальные сигналы будут равны по величине, но отличаться по знаку. Эти, даже небольшие по величине значения $Дц$, будут «разбалансировать» весы. Решить проблемы, связанные с усилением сигналов на фоне синфазных помех, существенно улучшить характеристики одиночного усилительного каскада, особенно в интегральном исполнении, позволяет дифференциальный усилитель, который использует принцип балансной схемы.

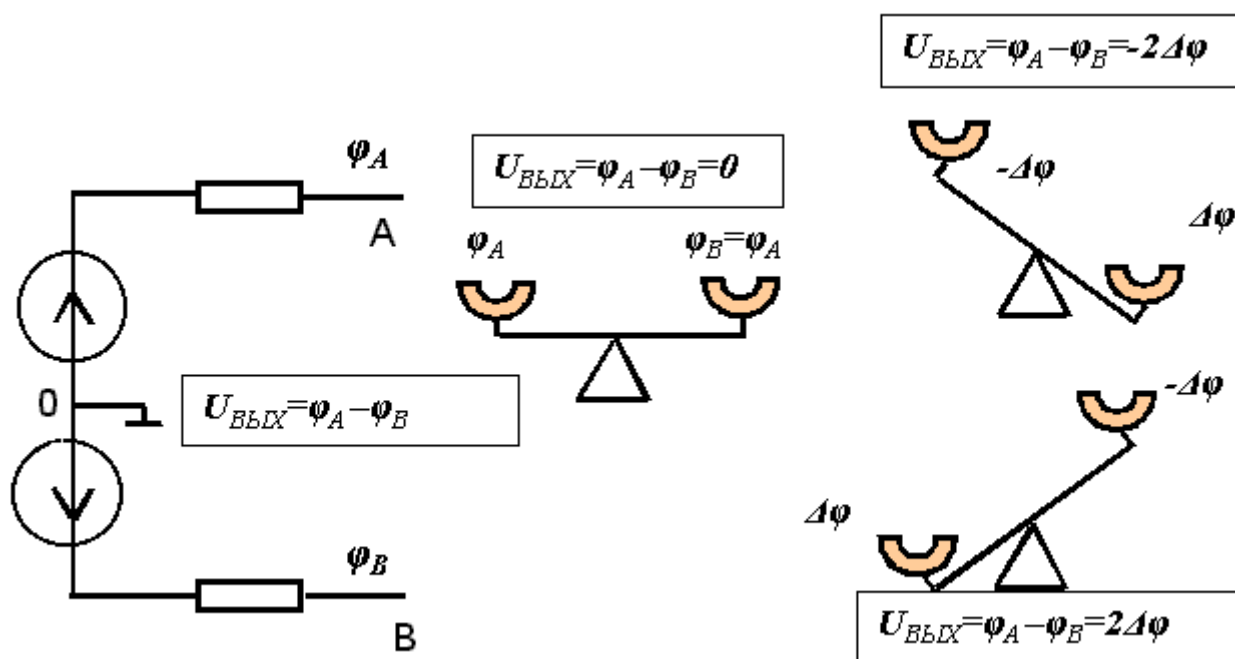


Рис. 1.18. Схема источника сигнала с двумя «незаземленными выводами», как говорят, парифазного источника сигнала

Дифференциальным усилителем (ДУ) называют усилитель (часто говорят усилитель постоянного тока – УПТ) с двумя «незаземленными» входами, осуществляющий усиление разности напряжений, поданных на его входы (дифференциальных сигналов источника), и, в идеале, абсолютно не реагирующий на одинаковые

по величине потенциалы (напряжения), которые одновременно приложены к двум его входам (синфазные сигналы источника).

Схема простейшего ДУ показана на рис. 1.19. ДУ выполняют по интегральной технологии, поэтому уместно полагать, что транзисторы и коллекторные резисторы идентичны, а схема симметрична относительно прямой, проведенной между транзисторами. Транзисторы размещены очень близко друг возле друга, поэтому тепловые флуктуации одинаково влияют друг на друга. Каждая «половинка» ДУ подобна схеме усилителя с расщепленным источником.

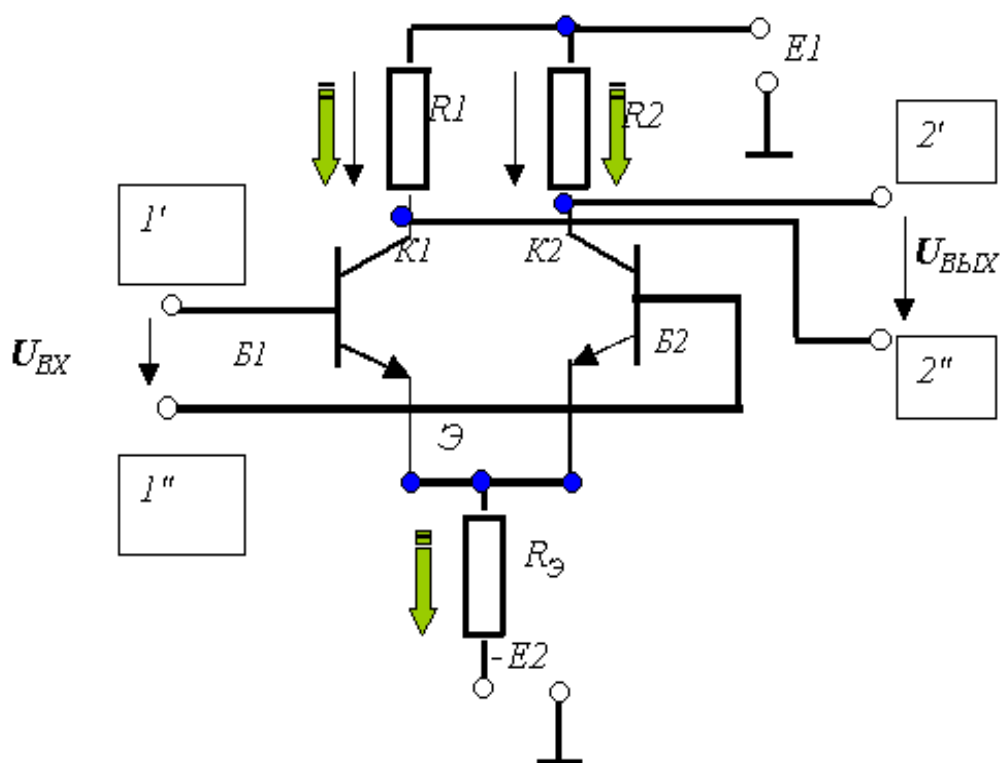


Рис.1.19. Схема простейшего дифференциального усилителя на биполярных транзисторах

Относительно точки нулевого потенциала, ДУ имеет два плечевых входа ($1'$ и $1''$) и два плечевых выхода ($2'$ и $2''$). К каждому плечевому входу можно подключать один источник сигнала, у которого один из его выводов соединен с точкой нулевого потенциала. К каждому плечевому выходу можно подключать одну «заземленную» нагрузку, т. е. или компоненты электрической цепи или предварительный усилитель, у которых один вывод соединен с точкой нулевого потенциала. Кроме того, в ДУ

имеется дифференциальный вход (между 1' и 1'') и дифференциальный выход (между 2' и 2''). К дифференциальному входу необходимо подключать парофазный источник сигнала, а к дифференциальному выходу «незаземленную» нагрузку.

Для того, чтобы не вывести транзисторы ДУ из строя, потенциал каждого плечевого входа должен быть равен нулю. Удовлетворить этому условию в простейшем ДУ при питании его от одного источника не удастся, поэтому используют питание ДУ от двух источников (двуполярное питание).

ДУ может работать с источниками информации, у которых выходной сигнал меняется очень медленно. Говорят, что ДУ работает в режиме УПТ. Выходное напряжение на выходе источника представляет функциональную зависимость, описываемую какой-то финитной функцией $u(t)$. Для примера показан сигнал, вырабатываемый датчиком освещенности помещения в дневное время суток (рис.1.20).



Рис. 1.20. Сигнал на выходе датчика освещенности в течение дневного времени суток: величина напряжения очень медленно изменяется во времени

На вход ДУ может поступать сигнал от источника гармонического напряжения или квазигармонический сигнал акустического источника (рис.1.7). Говорят, что ДУ работает в режиме усилителя звуковой частоты, хотя, в общем случае, усиливаемый сигнал может иметь верхние частоты спектра до сотен мегагерц.

Если на вход ДУ поступает импульсный сигнал от источника, то ДУ работает в режиме усилителя импульсов.

ДУ обладает следующими замечательными свойствами (термин замечательные как бы подчеркивает степень их важности и полезности), которые следует помнить.

1. ДУ способен усиливать очень малые полезные сигналы на фоне всякого рода больших по амплитуде помех.

Это свойство обусловлено действием в ДУ двух «механизмов» подавления «вредных» синфазных сигналов – коллекторного (на коллекторах обоих транзисторов создаются одинаковые потенциалы, которые, в конечном счете, на выходе усилителя вычитаются) и эмиттерного (в эмиттерной цепи возникает глубокая отрицательная связь по току). Дифференциальный сигнал усиливается по напряжению без всяких ослаблений и подавлений.

Напряжения входных синфазных помех на проводниках (на длинных проводах), подводящих сигнал, от источника к усилителю, наводок и пульсаций на шинах источников питания, паразитных межкаскадных связей по цепи питания, из-за действия «коллекторного» механизма ослабления синфазных помех, на выходе (нагрузке) ДУ будут равны нулю.

Из-за работы «эмиттерного» механизма происходит также ослабление названных синфазных помех и дрейфов.

2. ДУ обладает значительно более линейной амплитудной характеристикой.

При приложении ко входу ДУ дифференциальных сигналов, из-за действия «коллекторного» и «эмиттерного» механизмов ослабления нелинейных искажений, паразитные (возникающие из-за нелинейности характеристик транзисторов) четные гармоники сигналов звуковой частоты и дополнительные составляющие медленно меняющегося сигнала не дают на нагрузке ДУ напряжения. Следствием этого является то, что в ДУ, по сравнению с обычными усилительными каскадами, существенным образом уменьшаются нелинейные искажения при усилении сигнала. В литературе приводятся сведения, что ДУ при том же усилении будет иметь коэффициент гармоник примерно в 100 раз меньше.

Комбинационные компоненты сигнала синфазны и не образуют напряжения на выходе ДУ. Т. е. в идеальном ДУ будут отсутствовать интермодуляционные искажения и коэффициент интермодуляционных искажений у него будет равен нулю.

3. ДУ имеет значительно больший динамический диапазон (диапазон входных сигналов, которые могут на него подаваться) при сравни-

мом с обычными усилительными каскадами коэффициенте нелинейных искажений.

4. В ДУ не требуется использовать конденсаторы большой емкости, которые невозможно изготовить по полупроводниковой технологии интегральных микросхем.

За счет выбора режима работы всегда имеется возможность обеспечить потенциалы баз транзистора (потенциалы плечевых входов) равными нулю. Следствием этого является отсутствие необходимости в традиционных цепях обеспечения рабочей точки, в частности, в резисторах (они в интегральных микросхемах занимают очень много места и характеризуются большими паразитными емкостями) и в разделительных конденсаторах, поскольку без них можно обеспечить согласование по постоянному напряжению (необходимое согласование потенциалов). Устраняются связи и по постоянному току, поэтому уже не надо блокировать, прохождение ненужных постоянных токов.

Важным является и то, что глубокая отрицательная обратная связь «эмиттерного механизма» действует только по отношению к «вредным» синфазным сигналам. На «полезные» дифференциальные сигналы она влияние не оказывает, поэтому в ДУ не требуется шунтировать $R_{Э}$, а также моделирующий его ГСТ, конденсатором большой емкости.

Так как пульсации на шинах источников питания ДУ подавляются, то не требуются громоздкие и порой малоэффективные фильтры синфазных помех в цепи питания, которые являются неотъемлемой частью обычных усилительных каскадов.

5. ДУ по сравнению с обычными усилителями более устойчив (стабилен) по отношению к изменениям температуры, напряжений источников питания. Одновременное и одинаковое температурное воздействие на транзисторы (разность температур переходов может быть доведена до нескольких десятков долей градуса) эквивалентно подаче на базы синфазного сигнала. Синфазный сигнал подавляется в ДУ, поэтому если температурный дрейф одиночного транзистора около $-2,5$ мВ/град, то дрейф напряжения современного ДУ $\sim 2,5$ мкВ, т. е почти на 3 порядка меньше. Постоянная составляющая тока (в которую входят величины $I_{КБ0}$, β), существенно зависящая от названных факторов, не оказывает влияния на выходной сигнал, поскольку она как бы компенсируется действием коллекторного и эмиттерного механизмов.

6. ДУ способен работать как с парофазными (дифференциальными) источниками сигналов, так и с источниками у которых один из выводов соединен с точкой нулевого потенциала.

В ДУ, при подаче сигнала на один из плечевых входов, происходит «автоматическое» выравнивание напряжений сигнала на эмиттерных переходах. Вследствие этого, входной сигнал ДУ не обязательно должен быть дифференциальным; на его плечевые входы можно подавать входной сигнал от одного несимметричного источника.

7. По сравнению с элементарными усилительными каскадами использование ДУ позволяет расширить полосу пропускания и улучшить динамические характеристики усилителя.

В ДУ стабилизация режима осуществляется, как правило, генераторами стабильного тока. За счет этого паразитные емкости, присущие интегральным микросхемам, оказывают меньшее влияние на перепадах напряжения и, соответственно, несколько увеличивается f_B .

Таким образом, использование схемы ДУ позволяет сделать по относительно простой технологии усилитель в интегральном исполнении практически без внешних элементов, обладающий для предварительных каскадов рядом важных и полезных свойств. Все это привело к тому, что ДУ стал практически незаменимым компонентом современных электронных устройств, выполненных на интегральных микросхемах.

Схему простейшего ДУ (рис. 1.19) по отношению к дифференциальным сигналам можно рассматривать как однокаскадный усилитель без отрицательной обратной связи, с заземленным эмиттером (рис. 1.14). Поэтому в соответствии с (1.15), коэффициент усиления дифференциальных сигналов, в первом приближении, определяется формулой:

$$K_U^{Диф} \approx \frac{-R_{1,2}}{2r_{\mathcal{E}}} = \frac{-R_{1,2}I_0}{2\varphi_T}. \quad (1.30)$$

Схема ДУ по отношению к синфазным помехам, четным дополнительным компонентам медленно изменяющегося сигнала и гармоникам подобна Н-образному усилителю с резистором в цепи эмиттера $\sim 2R_{\mathcal{E}}$. Если провести ее анализ, то можно показать на

основании (1.22), что, коэффициент усиления синфазных помех определяется формулой:

$$K_U^{СИН} = \frac{R_{1,2}}{2R_{Э}}. \quad (1.31)$$

Коэффициент нелинейных искажений простейшего ДУ определяется формулой:

$$K_{Г} \approx \frac{U_{mBX}^4}{4(\varphi_T)^4}. \quad (1.32)$$

Простейшие ДУ в настоящее время используют крайне редко, так как они не могут удовлетворить тем жестким требованиям, которые предъявляются к современным усилителям. Поэтому все современные ДУ это ДУ, которые, по сравнению с элементарным каскадом, подвергли, существенной модернизации. Основные направления такой модернизации следующие: а) получение максимального усиления по напряжению дифференциальных сигналов (~ нескольких тысяч); дополнительное ослабление синфазных помех и дрейфов, улучшение работы «механизмов» ослабления нелинейных искажений, подавления четных гармоник сигналов звуковой частоты и дополнительных составляющих медленно изменяющихся сигналов; повышение входного сопротивления ДУ; расширение динамического диапазона входных напряжений; защита ДУ от перегрузок и т. д.

Для увеличения коэффициента усиления дифференциальных сигналов по напряжению следует, в соответствии с (1.28), увеличивать величину сопротивления резисторов в цепях коллекторов транзисторов. Как известно, для этой цели наиболее подходящим является использование, вместо резистора, ГСТ на транзисторах, который, по сравнению с обычным резистором, занимает мало места в интегральной микросхеме, не обладают паразитными емкостями и позволяют при использовании относительно небольших напряжений источников питания (сопротивление ГСТ по постоянному току не велико) получать значительные величины коэффициентов усиления (дифференциальное сопротивление ГСТ

очень большое). Пример использования ГСТ вместо резисторов в коллекторной цепи показан на рис.1.21.

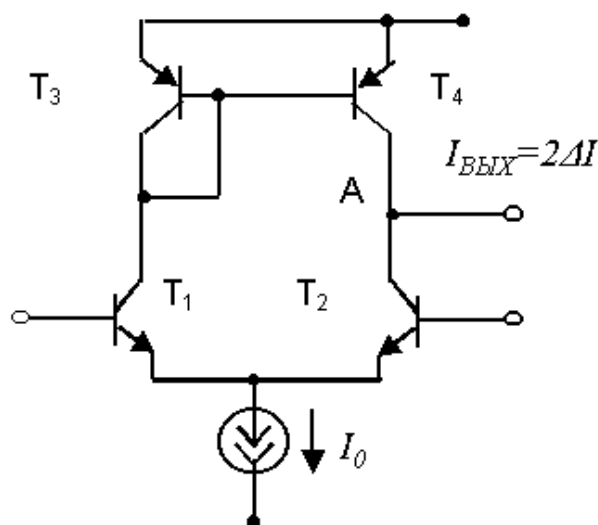


Рис.1.21. Схема модернизированного дифференциального усилителя на биполярных транзисторах с ГСТ вместо резисторов в цепи коллектора

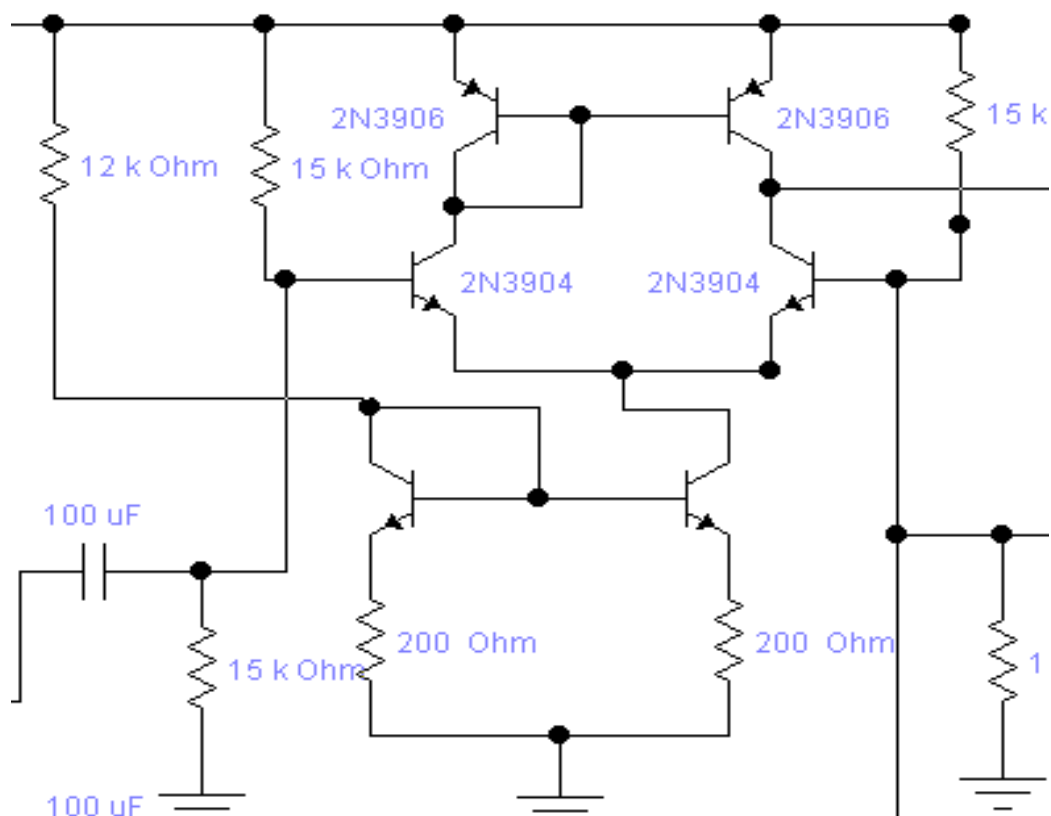


Рис. 1.22. Схема модернизированного дифференциального усилителя на биполярных транзисторах с ГСТ вместо резисторов в цепи коллектора и резистора в цепи эмиттера

Для дополнительного ослабления синфазных помех и дрейфов, улучшение работы «механизмов» ослабления нелинейных искажений, подавления четных гармоник сигналов звуковой частоты и дополнительных составляющих медленно изменяющихся сигналов используют, в соответствии с (1.29), вместо резистора $R_{Э}$, ГСТ на транзисторах (рис.1.22) с отрицательной связью по току.

В настоящее время имеется большое многообразие схем ДУ, в том числе и выполненных на полевых транзисторах. Они, как правило, в виде отдельного каскада не применяются, а входят в состав так называемых операционных усилителей. О них мы поговорим несколько позже.

1.2.3. Повторители напряжения на транзисторах

В разделе «Основы электроники» вы уже получили первые представления о эмиттерных повторителях напряжения, выполненных на биполярных транзисторах, и истоковых повторителях на полевых транзисторах. Их название определяется тем обстоятельством, что их коэффициент усиления (передачи) по напряжению близок к единице, поэтому на выходе они «повторяют» напряжение на входе. Причем речь идет не только о повторении амплитуды гармонического сигнала, но и фазы. Начальные фазы входного и выходного напряжения равны, поэтому в повторителях напряжения синфазны.

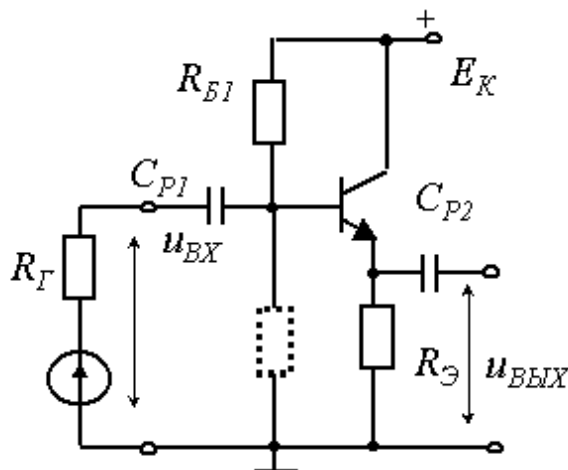


Рис. 1.23. **Схема эмиттерного повторителя с одним источником питания.**

Схема простейшего эмиттерного повторителя (ЭП) показана на рис.1.23. Она в определенном смысле подобна рассмотренному ранее

усилителю (рис.1.16), в котором транзистор включен по СОЭ, при $R_K = 0$ и условии, что выходной сигнал снимается с сопротивления $R_{Э} = R_3$. Удобно, опираясь на это, считать ЭП как видоизмененный усилитель, выполненный по СОЭ, но в схеме которого действует глубокая последовательная отрицательная обратная связь по напряжению. Такой подход позволяет относительно просто получать параметры, характеризующие ЭП, и сравнивать их с ранее полученными.

Глубину обратной связи будем характеризовать коэффициентом:

$$F = 1 + K_0, \quad (1.33)$$

где K_0 -коэффициент усиления по напряжению (1.15) для области средних частот (40...100).

В теории, анализирующей обратные связи, показано, что введение отрицательной обратной связи существенно меняет исходные показатели усилителя. Новые показатели усилителя могут быть получены из исходных, путем умножения (деления) их на величину F .

После этих предварительных замечаний можно говорить о том, что ЭП, как усилительный каскад, характеризуется следующими свойствами.

1. Коэффициент передачи переменного гармонического напряжения с входа на выход $K_0^{ЭП}$ для области средних частот (см. рис.1.4):

$$K_0^{ЭП} = \frac{K_0}{F} = \frac{K_0}{1 + K_0} = \frac{1}{1 + 1/K_0} \approx 1. \quad (1.34)$$

Очевидно, что $K_0^{ЭП}$ всегда меньше единицы, однако он достаточно близко приближается к единице, в связи с чем выходное напряжение ЭП как по величине, так и по фазе достаточно точно равно входному.

2. График коэффициента передачи сигнала по напряжению $K(f)$ в области низких и высоких частот аналогичен показанному рис.1.4, однако при этом нижняя и верхняя частота определяется формулами:

$$f_H^{ЭП} = \frac{f_H^{ОЭ}}{F}, \quad f_B^{ЭП} = f_B^{ОЭ} F. \quad (1.35)$$

Нижняя частота уменьшается, верхняя увеличивается и полоса пропускания усилительного каскада существенно расширяется. АЧХ ЭП за счет снижения коэффициента усиления по напряжению «выравнивается». ЭП способен равномерно передать сигнал в весьма широкой полосе частот, на несколько порядков большей, чем в усилительном каскаде на транзисторе, включенном по СОЭ.

Следует помнить, что при этом ЭП усиливает сигнал по току и по мощности.

3. Входное дифференциальное сопротивление ЭП определяется выражением:

$$R_{BX}^{\text{ЭП}} = FR_{BX}^{\text{ОЭ}} \approx F \frac{\beta \varphi_T}{I_{КРТ}}. \quad (1.36)$$

Входное сопротивление ЭП можно также оценивать по приближенной формуле:

$$R_{BX}^{\text{ЭП}} = \frac{U_{mBX}}{I_{mBX}} \approx \beta R_{\text{Э}}. \quad (1.37)$$

Следовательно, ЭП обладает таким важным достоинством как повышенное входное дифференциальное сопротивление. ЭП можно подключать к источникам сигналов, имеющих повышенное выходное сопротивление и он будет позволять последним работать в режиме источника тока. Существенно увеличить входное сопротивление ЭП позволяет использование в нем составных транзисторов Дарлингтона и Шиклаи.

При этом надо иметь в виду, что при установке рабочей точки транзистора в ЭП сопротивления должны быть такими, чтобы они не снижали входного сопротивления ЭП за счет «шунтирования» входа. Как правило, следует применять схему с фиксированным током базы. Сопротивления делителя обычно малы, поэтому сопротивление делителя, отмеченное на схеме точками, должно отсутствовать. Используют также схемы установки рабочей точки, позволяющие реализовывать повышенное входное сопротивление ЭП.

ЭП часто включают на выходе усилительного каскада, в котором транзистор включен по СОЭ, или к одному из плечевых выходов дифференциального усилителя. Это позволяет избежать негативного влия-

ния на усиление нагрузок малой величины и добиться высокого коэффициента усиления в каскаде, особенно в тех случаях когда вместо резисторов используют ГСТ (отражатели и повторители тока). При этом относительно просто также обеспечить согласование каскадов по уровню потенциалов.

В теории ЭП показано, что в случае, когда сигнал поступает от источника с низкоомным выходом, а на выходе ЭП включена большая емкость, входная проводимость ЭП может стать величиной отрицательной, что может привести к паразитному самовозбуждению усилительного каскада. В этом случае предпринимают специальные меры для борьбы с подобного рода паразитными колебаниями: на выходе ЭП, к примеру, подключают небольшую индуктивность.

4. Входная емкость ЭП определяется выражением:

$$C_{ВХ}^{ЭП} = C_{ВХ}^{ОЭ} / F. \quad (1.38)$$

На высоких частотах входная емкость повторителя зависит, главным образом, от емкости «нагрузки». В первом приближении ее можно оценить по формуле:

$$C_{ВХ}^{ЭП} \approx C_{НАГ} / \beta. \quad (1.39)$$

Обычно входная емкость ЭП очень мала и не превосходит единиц пикофарад. Поэтому такой усилительный каскад можно подключать к параллельному контуру, в котором имеет место электрический резонанс. Большое входное сопротивление ЭП не снизит добротность контура, а малая его входная емкость практически не изменит резонансную частоту, поэтому при подключении ЭП работа параллельного контура не будет нарушаться вплоть до очень высоких частот. Это обстоятельство весьма важно при решении многих задач проведения измерений, когда требуется, чтобы подключаемый измерительный прибор не оказывал влияния на изучаемую электрическую цепь.

5. Выходное дифференциальное сопротивление ЭП (рис.1.23) определяется выражением:

$$R_{ВЫХ}^{ЭП} \approx r_{Э} + \frac{R_{Г}}{\beta}. \quad (1.40)$$

При небольших внутренних сопротивлениях источника сигнала $R_{ВЫХ}^{ЭП} \approx r_{\text{Э}}$ и является малой величиной. Следовательно, ценное свойство большого входного сопротивления сочетается в ЭП с не менее важным достоинством малого выходного сопротивления. С точки зрения теории электротехники ЭП является конвертором сопротивления, т. е. каскадом у которого входное сопротивление пропорционально сопротивлению нагрузки.

Малое выходное сопротивление ЭП, весьма ценно при работе усилительного каскада на нагрузки, имеющие небольшое сопротивление (динамики, кабели, катушки индуктивности соленоидов, оптические излучатели, параллельные нагрузки, подключенные к одному выходу). Так, частности, при работе усилителя на акустический громкоговоритель (динамик, обладающий резонансными свойствами) удастся, согласуя сопротивления, добиваясь передачи максимальной мощности в нагрузку, получить к том же демпфирование малым выходным сопротивлением ненужных резонансных колебаний динамика.

В теории ЭП было показано, что выходное сопротивление ЭП при определенных значениях емкости источника сигнала на высоких частотах может иметь индуктивный характер. Это может давать на выходе паразитные автоколебательные процессы.

Из (1.40) следует, что при больших внутренних сопротивлениях источников сигналов величина выходного сопротивления может оказаться значительной, что приведет к исчезновению ценных свойств ЭП. В таких случаях схема ЭП для значительного снижения выходного сопротивления используют пары Дарлингтона и Шиклаи.

Можно показать, что выходное сопротивление ЭП с парой Дарлингтона определяется соотношением:

$$R_{ВЫХ}^{ДАР} \approx r_{\text{Э}} + \frac{r_{\text{Э}}}{\beta_2} + \frac{R_{\Gamma}}{\beta_1 \beta_2} \approx r_{\text{Э}}. \quad (1.41)$$

Выходное сопротивление ЭП на составном транзисторе Шиклаи равно:

$$R_{ВЫХ}^{ШИК} \approx \frac{r_{\text{Э}}}{\beta_2} + \frac{R_{ИС}}{\beta_1 \beta_2} \approx \frac{r_{\text{Э}}}{\beta_2}, \quad (1.42)$$

где $r_{\text{Э}}$ – входное сопротивление (величина обратная входной проводимости усилительного каскада $g_{21} = \frac{I_{\text{КПТ}}}{\varphi_T}$);

β_1, β_2 – коэффициенты усиления по току транзисторов, из которых образуется составной транзистор.

Сравнение (1.41) и (1.42) показывает, что при прочих равных условиях выходное сопротивление ЭП с парой по схеме Шиклаи меньше, чем у ЭП на составном транзисторе Дарлингтона.

6. Коэффициент нелинейных искажений ЭП определяется как:

$$K_G^{\text{ЭП}} = \frac{K_G^{\text{ОЭ}}}{F}. \quad (1.43)$$

Ясно, что ЭП обеспечивает существенно меньший коэффициент гармоник по сравнению с усилительным каскадом СОЭ.

Следует иметь в виду, что ЭП при работе на емкостную нагрузку присущи некоторые специфические нелинейные искажения. Высокочастотные синусоидальные сигналы на выходе повторителя могут иметь характерный пилообразный вид. Спад импульса на выходе повторителя может оказаться примерно в 300 раз длиннее, чем на входе.

Чтобы не было подобного рода нелинейных искажений в схемах ЭП необходимо, чтобы скорость изменения сигнала была ограничена:

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} \leq \frac{I_{\text{КПТ}}}{C_H} \quad (1.44)$$

7. Наличие глубокой отрицательной обратной связи в ЭП позволяет также: а) ослабить уровень всякого рода внутренних помех (шумов, фона переменного тока, поступающего по цепям питания и т. п.); б) сделать усиление каскада мало зависящим от изменений параметров транзисторов, колебаний напряжений источников питания, изменений величины сопротивления нагрузки.

Подобными ценными свойствами обладают и повторители, выполненные на полевых транзисторах. При этом, однако, следует иметь в виду, что полевые транзисторы, часто обладая меньшей, чем биполярные, крутизной характеристик, дают в схемах истоковых повторителей

небольшую глубину обратной связи F и поэтому ценные свойства в повторителях на полевых транзисторах могут быть выражены слабее.

1.3. Базовые выходные усилительные каскады на транзисторах

1.3.1. Двухтактные выходные каскады усилителей мощности и схемы обеспечения режима их работы

Все рассмотренные выше базовые каскады совсем не приспособлены для усиления электрического сигнала большой мощности, когда через транзистор протекают большие токи. Всякие попытки увеличения их мощности приведут к тому, что эта мощность будет выделяться в виде тепла и впустую рассеиваться на корпусах полупроводниковых приборов, создавать перегрев элементов и схем, ухудшая надежность и долговечность их работы. Однако в ряде случаев получение высокой мощности от усилителя крайне необходимо. Это в первую очередь касается усилителей, которые преобразуют электрическую энергию в механические перемещения каких-то элементов. Например, это требуется для возбуждения электрических двигателей, мощных акустических преобразователей систем звуковоспроизведения, мощных оптических излучателей, наконец, диффузоров (катушек) громкоговорителей, которые, перемещаясь, вызывают колебания воздуха и тем самым создают звук.

Усилители мощности, называемые также оконечными усилителями, предназначены именно для увеличения мощности поступающего на них сигнала до такого уровня, чтобы выходной сигнал были достаточен для работы нагрузки. Такие усилители, потребляя подводимую к ним энергию от источников питания, преобразуют сигнал на входе в выходной, причем такой формы, чтобы форма сигнала на выходе полностью повторяла форму сигнала на входе. При этом усилители мощности должны обладать малым коэффициентом нелинейных искажений и большим КПД (отношением мощности переменного тока на выходе к мощности постоянного тока, подводимого от источника сигнала).

Усилители мощности, как правило, состоят из нескольких каскадов.

Выходной каскад работает в режиме усиления тока при коэффициенте передачи напряжения с входа на выход чуть меньше единицы. Он может рассматриваться также как конвертор (преобразователь) сопротивлений. К его выходу подсоединена нагрузка, обычно характеризующаяся малым сопротивлением, а входное сопротивление усилителя должно быть большим, чтобы можно было обеспечить большой коэффициент усиления по напряжению промежуточного каскада. Выходной каскад работает в режиме класса В или АВ, осуществляя усиление сигнала за два такта. Выходной каскад является главным потребителем энергии. Он вносит также основную долю в нелинейные искажения сигнала.

Осуществляет согласование с входным усилителем, обеспечивает установку необходимого электрического режима выходного каскада, создает требуемую АЧХ, а также усиливает до нужного уровня сигнал по напряжению промежуточный каскад. Он работает в режиме класса А.

Выходные каскады в принципе могут использовать трансформатор. Однако такие усилители относятся к эпохе электровакуумных приборов, когда трансформатор использовался для согласования относительно высокого выходного сопротивления усилителя с низким сопротивлением громкоговорителя или другой нагрузки. Трансформаторы, к сожалению, громоздки, тяжелы, имеют высокую стоимость и ограниченный частотный диапазон.

В настоящее время преимущественное распространение получили бестрансформаторные мощные выходные каскады. Они позволяют осуществить непосредственную связь с нагрузкой, что дает возможность обойтись без громоздких трансформаторов и разделительных конденсаторов, имеют хорошие частотные и амплитудные характеристики, легко могут быть выполнены по интегральной технологии. Кроме того, в связи с отсутствием частотно-зависимых элементов в цепях связи между каскадами можно вводить глубокие отрицательные обратные связи, как по переменному, так и по постоянному токам, что существенно улучшает характеристики усилителя. Наличие мощных $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов с примерно одинаковыми параметрами и характеристиками позволяет создавать усилители на так называемых комплементарных (дополняющих друг друга) транзисторах. Схема выходного каскада усилителя мощности на комплементарных транзисторах показана на рис. 1.24.

В усилителе использованы мощные $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторы Т1 и Т2. Оба транзистора включены по схеме с общим коллектором, по-

этому усилитель как бы состоит из двух эмиттерных повторителей. Резисторы R_1, R_2, R_3 образуют цепь установки рабочей точки транзисторов Т1 и Т2.

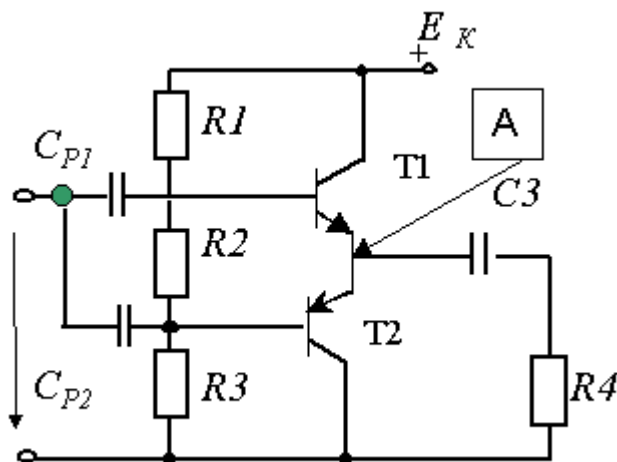


Рис. 1.24. Схема усилителя на комплементарных транзисторах с одним источником питания.

Падение напряжения на резисторе R_2 должно быть примерно 1.4 В, чтобы задавать напряжение рабочей точки транзисторов Т1 и Т2, необходимое для режима АВ. Если транзисторы Т1 и Т2 идентичны, то потенциалы баз относительно эмиттеров примерно равны (чуть больше напряжения порога) и таковы, что транзисторы находятся в активном режиме и через них в состоянии покоя (на вход не подан гармонический сигнал) протекает небольшой постоянный ток коллектора (эмиттера). Постоянное напряжение в точке А равно примерно $E_K/2$. Конденсатор блокирует прохождение этого напряжения на малоомную нагрузку, чтобы не вывести ее из строя.

Когда гармонический сигнал подан на вход (рис.1.10), то положительный период синусоиды переводит Т1 в активный режим, а Т2 в режим отсечки (как бы выключает из работы нижний ЭП). Таким образом, работает верхний эмиттерный повторитель, как усилитель тока, и положительная полуволна, усиленная по току и мощности, поступает в нагрузку. При отрицательном полупериоде синусоиды Т1 переходит в режим отсечки, а Т2 в активный режим. Работает нижний ЭП, как усилитель тока, и отрицательная полуволна, усиленная по току и мощности, поступает в нагрузку. В нагрузке, за два такта (за два полупериода синусоиды)

соиды) из двух «половинок» синусоиды будет сформирован переменный гармонический выходной сигнал.

При подаче на вход усилителя гармонического сигнала максимальная выходная средняя мощность (RMS power), в идеальных условиях, соответствующих наибольшему размаху напряжения $U_{mMAX} = E_K / 2$ и тока $I_{mMAX} = U_{mMAX} / R_{НАГ}$, будет равна:

$$P_{НАГMAX} = \frac{R_{НАГ} I_{mMAX}^2}{2}, \quad P_{НАГMAX} = \frac{U_{mMAX}^2}{2R_{НАГ}} = \frac{E_K^2}{8R_{НАГ}}. \quad (1.45)$$

От источника питания энергия потребляется тогда, когда один из транзисторов находится в активном режиме, поэтому форма тока, потребляемого от источника питания, – полусинусоида. При этом среднее значение мощности (усредненное за времена $T/2$ значение мощности) будет равно:

$$P_{CP} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} p(t) dt = E_K I_{mMAX} / \pi. \quad (1.46)$$

Рассмотренная схема усилителя мощности на комплементарных транзисторах с одним источником питания (рис.1.24) удобна для изучения, но на практике применяется не часто. Для практического применения ее модифицируют. Резистор $R2$, создающий напряжения рабочих точек на эмиттерных переходах комплементарных транзисторов, заменяется двумя диодами, включенными в прямом направлении (рис.1.25). Падение напряжение на них равно 1,4 В (0,7 В + 0,7 В), что необходимо для создания режима АВ. Однако диоды имеют то преимущество, что они способны «отслеживать» напряжение база – эмиттер и стабилизировать работу усилителя при температурных изменениях.

Схема на рис. 1.24 работает от одного источника питания. При этом напряжение в точке А равно $E/2$, что требует включения в схему разделительного конденсатора большой емкости (~ 2000 мкФ).

Нежелательный конденсатор можно исключить путем использования двух источников питания $E1, E2$ (рис.1.25) с одинаковой величиной ЭДС. В точке А, в этом случае, напряжение покоя будет равно нулю, что

позволяет исключить разделительный конденсатор даже для таких нагрузок, которые требуют в принципе исключения постоянной составляющей тока, когда полезный сигнал на входе усилителя отсутствует (катушки соленоидов, реле, громкоговорители, двигатели, и т. п.).

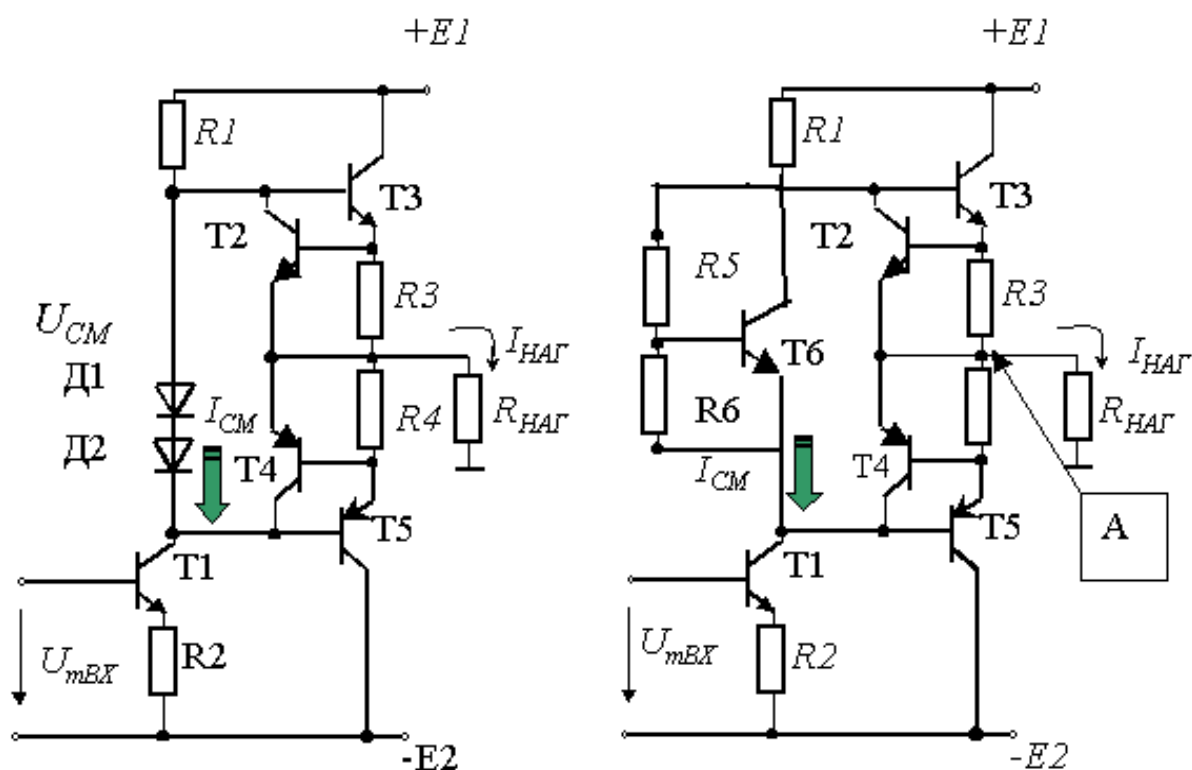


Рис. 1.25. Схема усилителей на комплементарных транзисторах с двумя источниками питания

Выходной каскад усилителя мощности управляется промежуточным усилительным каскадом (рис.1.25), выполненном на транзисторе T1, включенном по СОЭ, с отрицательной обратной связью по току (резистор $R2$). Промежуточный каскад является источником напряжения смещения для оконечного каскада. Этот транзистор своим коллекторным током I_{CM} задает параметры рабочей точки выходного каскада и обеспечивает некоторый коэффициент усиления схемы по напряжению.

В схемах, где промежуточный каскад является источником смещения для оконечного каскада, всегда возникает задача обеспечения стабильной работы транзисторов выходного каскада. Дело в том, что такая схема выходного каскада (рис. 1.25) имеет существенный недостаток:

«выходные» транзисторы Т3 и Т5 склоны к саморазогреву при повышении температуры и увеличении I_{CM} . Такая, как говорят, нежелательная температурная (термическая) положительная обратная связь, обычно приводит к тому, что, в конце концов, транзисторы Т3 и Т5 выходят из строя (сгорают от слишком большого тока). Чтобы ослабить этот недостаток и устранить связь между температурой и током I_{CM} , полезно в эмиттерные выводы включать небольшие по величине резисторы R_3, R_4 , показанные на рис. 1.25. Они позволяют стабилизировать работу усилителя мощности при изменении температуры.

Для предотвращения разрушения транзисторов в выходных каскадах, к которому может привести случайное короткое замыкание нагрузки на «землю» или ее самовозбуждение, применяют специальные схемы, позволяющие ограничивать ток транзисторов на заданном уровне. Принцип работы этих схем основан на измерении (оценке) тока в цепи эмиттеров выходных транзисторов Т3, Т5 и на последующем уменьшении напряжения переходов база – эмиттера, если этот ток начинает превышать наперед заданную величину. Схема защиты транзисторов Т3, Т5 от перегрузок по току работает следующим образом. При номинальном токе транзисторов Т3, Т5 напряжения на резисторах R_4, R_5 , а соответственно, напряжения на эмиттерных переходах транзисторов Т2, Т4, малы (меньше напряжения порога), поэтому транзисторы Т2, Т4 находятся практически в режиме отсечки и представляют собой как бы разомкнутый ключ между коллектором и эмиттером. В момент, когда токи транзисторов Т3, Т5, и, соответственно, напряжения база – эмиттер транзисторов Т2, Т4, превысят определенный порог транзисторы Т2, Т4 переходят в активный режим; сопротивления между коллектором и эмиттером у них уменьшаются, что приводит к снижению напряжения база эмиттер. Таким образом, «шунтирование» переходов база – эмиттер транзисторов Т3, Т5 малыми сопротивлениями между коллектором и эмиттером транзисторов Т2, Т4, в конечном итоге, приводит к тому, что токи транзисторов Т3, Т5 и ток, поступающий в нагрузку, снижаются.

Следует иметь в виду, что в схеме создания смещения с помощью диодов (они обычно монтируются на радиаторах выходных транзисторов) не удастся достичь абсолютной термокомпенсации. Поэтому довольно широкое распространение получила схема (рис. 1.25) создания начального смещения, использующая слабо зависящий от температуры

транзисторный источник опорного напряжения (транзистор Т6, резисторы R_5 , R_6) с малым внутренним дифференциальным сопротивлением. Схема источника напряжения, использующая напряжение $U_{БЭ}$ транзистора Т6, как опорное, представляет собой схему усилительного каскада с делителем напряжения, в которой используется обратная связь по напряжению. Если предположить, что базовый ток транзистора Т6 мал, то напряжение смещения (напряжение между выводами коллектор – эмиттер транзистора Т6) будет определяться следующим соотношением:

$$U_{CM} = U_{БЭ} \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right). \quad (1.47)$$

Очевидно, что, задав $R_5 = R_6$, получим $U_{CM} = 2U_{БЭ}$, т. е. при идентичности переходов получаем желательное напряжение смещения на транзисторы Т3, Т5. Термостабилизация в этой схеме достигается благодаря тому, что с изменением температуры, при $I_{CM} = \text{const}$, уменьшается $U_{БЭ}$. Ток I_{CM} не должен зависеть от уровня входного сигнала и от температуры. Часто, по этой причине, для обеспечения стабильного тока I_{CM} , вместо резистора R_1 в схему устанавливают ГСТ (отражатель тока) Это также позволяет увеличить коэффициент усиления по напряжению промежуточного каскада.

Схемы выходных двухтактных каскадов, работающих в режиме класса АВ, в настоящее время отличаются большим разнообразием. Так вместо транзисторов Т3, Т5 часто используют составные транзисторы по схеме Дарлингтона и Шиклаи.

В выходные каскады вводят различные обратные связи, широко применяют различные ГСТ, используют устройства защиты транзисторов от перегрузок и т. п.

Однако это обилие «деталей» не влияет на суть. Следует помнить, что от такого усилителя, в идеальных условиях, можно получить максимальную выходную среднюю мощность (RMS power), определяемую формулой (10.43), и, при активной нагрузке, КПД его будет равен:

$$\eta = \frac{P_{НАГМАХ}}{P_{CP}} = \frac{\pi U_{mMAX}}{4E_K} \approx \frac{\pi}{4} \approx 78\% \quad (1.48)$$

1.3.2. Мостовые выходные каскады усилителей мощности

Во многих случаях типичной является ситуация, когда напряжение используемых источников питания невелико. К примеру, в автомобиле напряжение источника питания обычно равно напряжению аккумулятора 12 В. В портативных звуковоспроизводящих устройствах, в переносных средствах звуковоспроизведения, подключаемых к персональным и переносным компьютерам оно и того меньше (~ 5 В). Сопротивления нагрузки выпускаемых промышленностью акустических устройств воспроизведения звука обычно находятся в диапазоне 4...8 Ом. Теоретический предел выходной (RMS power) мощности, которую можно получить от двухтактного выходного каскада, согласно (1.45), к примеру, в автомобильном усилителе, будет равен при нагрузке 4 Ом всего 4.5 Вт. Вероятнее всего Вы сделаете вывод «Очень мало...» и будете правы. Из-за шума в автомобиле невозможно будет расслышать тихие фрагменты музыки, как бы при этом не повышали громкость.

Первое, что приходит на ум, глядя на (1.45), это желание повысить напряжение источника питания. Так часто и поступают, применяя преобразователи постоянного напряжения одной величины ЭДС в напряжение другой, большей по величине, ЭДС. Такие преобразователи называют конверторами DC/DC. Однако такой подход к задаче не всегда приемлем, так как требует создания и использования еще одного устройства. В автомобиле его еще можно где-нибудь разместить, а в переносном плеере уже сделать это очень трудно.

Существует и другой подход. Если задуматься, то получается, что в двухтактном усилителе с двумя источниками питания ток в нагрузку поступает только от какого-либо одного источника питания и за весь цикл усиления один из источников питания вообще не работает, а используется лишь для обеспечения двухтактного режима усиления полезного сигнала. Очевидно, что это недостаток и для увеличения выходной мощности надо использовать и «неработающий» источник.

В так называемой мостовой (Full - Bridge) схеме выходного усилителя на общую нагрузку работают два двухтактных каскада, но при этом выходные сигналы каждого из них противофазные (рис. 1.26). Мост содержит 4 транзистора, которые включаются и выключаются попарно: в одной половине периода включаются транзисторы Т1 и Т4, а в другой – транзисторы Т2 и Т3.

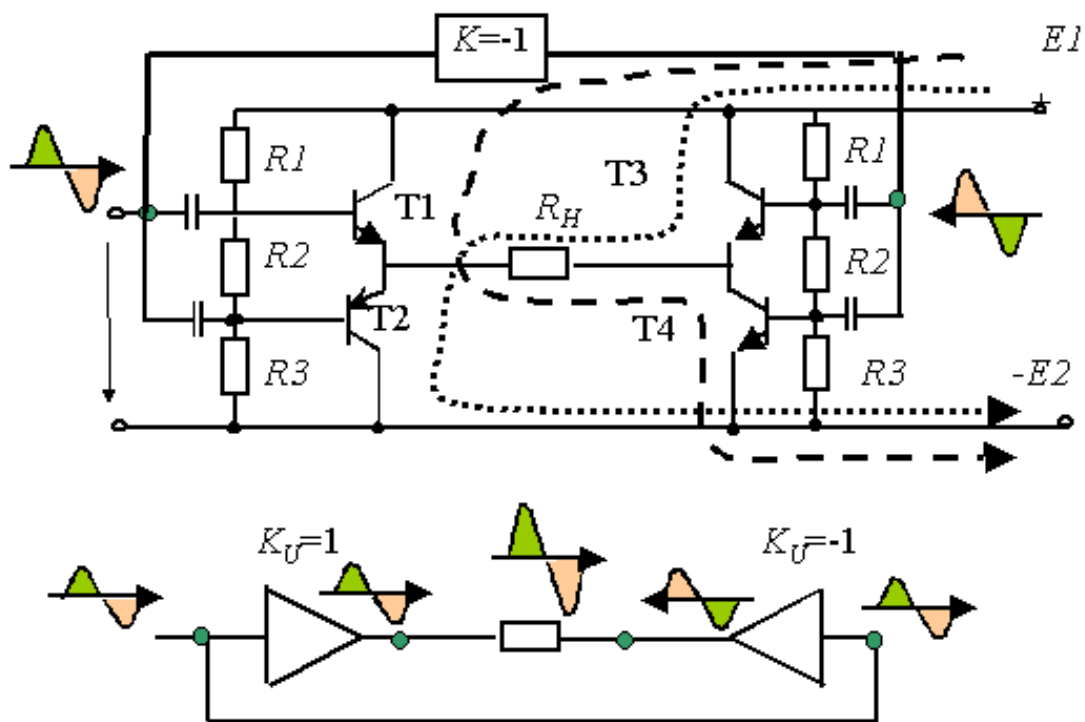


Рис. 1.26. Схема мостового усилителя с двумя источниками питания

Как видно из рис. 1.26, через нагрузку протекает ток больший по амплитуде в два раза. Поскольку каскады работают в противофазе, то средняя точка резистора нагрузки имеет нулевой потенциал (другими словами, заземлена). Это можно толковать таким образом, что каждый, входящий в состав моста усилительный каскад, как бы работает на сопротивление, равное по величине половине сопротивления нагрузки (можно, с другой стороны, говорить о том, что сопротивление нагрузки как бы увеличивается в 2 раза). Амплитуда выходного напряжения на нагрузке оказывается вдвое больше, чем напряжение каждого двухтактного каскада относительно земли (размах напряжения равен удвоенному напряжению питания). Следовательно, имея одинаковый КПД с каждым каскадом, при одном и том же напряжении источников питания выходная мощность на нагрузке, согласно (1.45), получается в 4 раза большей.

Таким образом, мостовая схема включения нагрузки позволяет, несмотря на то, что имеет почти в 2 раза больше элементов, теоретически учетверяя значение выходной средней мощности, обеспечивать усиле-

ние сигналов в низковольтном режиме без потери выходной мощности на одном такте.

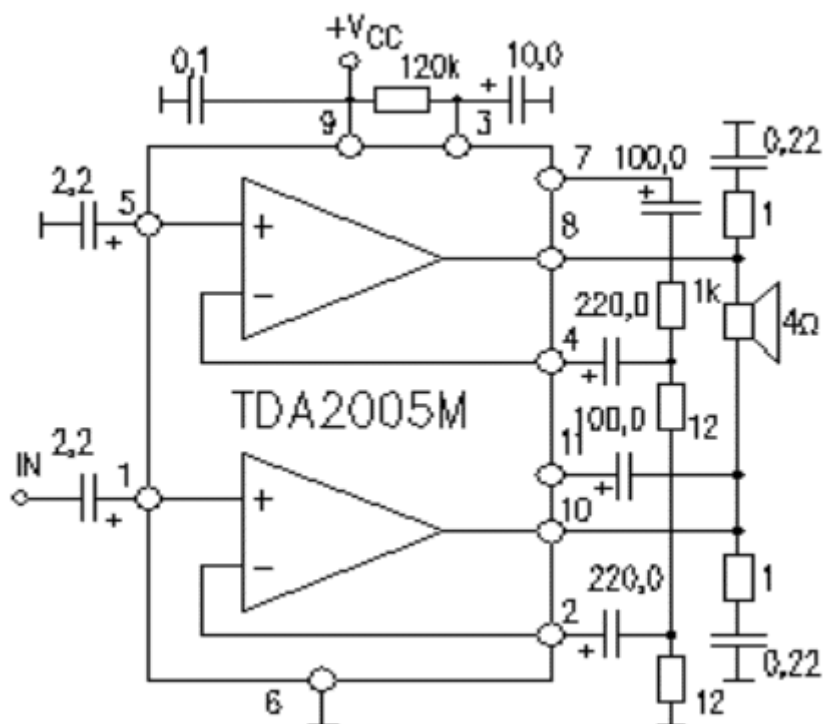


Рис. 1.27. **Схема мостового усилителя на микросхеме TDA2005M с одним источником питания**

Если вернуться к рассмотренному в начале параграфа примеру, то при включении нагрузки по мостовой схеме в салоне автомобиля теоретический предел выходной мощности составит 18 Вт. При пик-факторе равном 5 можно говорить, что пиковая выходная мощность (PMPQ) усилителя, установленного в автомобиле – 90 Вт. Эта цифра, вероятнее всего, произведет должное впечатление на несведущего человека.

Мостовую схему можно использовать и при однополярном питании, так как потенциал покоя выходов (точек А) одинаков. Мостовой каскад можно считать полностью симметричным при усилении обоих полупериодов сигнала, так как в оба полупериода ток через нагрузку определяется одинаковым набором мощных $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов. При однополярном питании мостовая схема включения нагрузки позволяет получить вдвое большую мощность при том же напряжении источника питания. Типичная схема мостового усилителя, выполненного на микро-

схеме TDA2005M и использующего однополярное питание, показана на рис. 1.27.

1.3.3. Выходные каскады усилителей мощности, работающие в импульсном (ключевом) режиме

Рассмотренные ранее оконечные каскады усиления мощности в режиме АВ имеют теоретически максимальный КПД 78,5%. Но в действительности такой высокий КПД получается только при больших амплитудах входных напряжений. У реальных усиливаемых звуковых сигналов амплитуда редко бывает равна максимальной. К примеру, если средняя амплитуда составляет примерно 30% от максимальной, то КПД усилителя даже в режиме В будет лишь 24%. Кроме того, регулятор громкости усилителей звуковой частоты чаще всего устанавливают на малый уровень. При этом КПД также пропорционально снижается.

Повышение КПД усилителей, особенно оконечных каскадов, как главных потребителей энергии, обеспечивает такие ценные качества усилителя как экономия энергии источников питания и уменьшение мощность потерь в транзисторах. В целом же, из этого для усилителя и источника питания также вытекает успешное решение таких проблем, как повышение надежности их работы, уменьшение их размеров, материалоемкости и прочее.

Обеспечить самый высокий КПД позволяет использование ключевого усилителя класса D, в котором выходные транзисторы работают в качестве ключей, переходя из режима насыщения в состояние отсечки и обратно. В этих состояниях, как известно, производство тока на напряжение на выходных мощных транзисторах имеет малую величину и мощность потерь в них также очень мала. Это, главным образом, и обеспечивает высокий КПД. Преимущество усилителей класса D, перед усилителями класса АВ, особенно проявляется при усилении сигналов, имеющих небольшие амплитуды (рис.1.28).

Принцип работы усилителей этого класса, получившего название класс D, состоит в следующем.

В усилителях класса D на вход транзисторов оконечного каскада подается не само усиливаемое колебание, а последовательность прямоугольных широтно – модулированных импульсов. Поэтому прежде всего входной сигнал подвергается так называемой широтно – импульс-

ной модуляции (ШИМ; английский термин PWM – Pulse Width Modulation), в результате которой в ответ на входной сигнал меняется ширина импульсов.

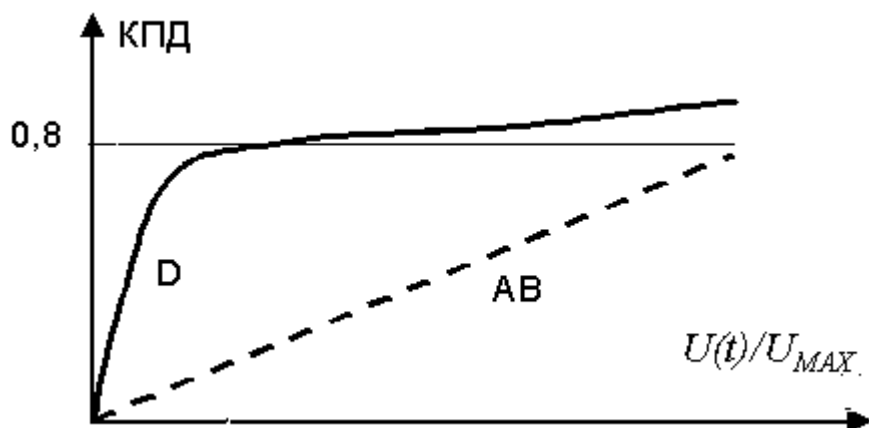


Рис. 1.28. Зависимость КПД усилительных каскадов, работающих в классах АВ и D от нормированного значения входного напряжения

ШИМ сигнал представляет периодическую последовательность прямоугольных импульсов, у которой частота f следования импульсов (период следования импульсов T_{II}) остается неизменной, а изменяется ширина импульсов t_{II} . При этом у ШИМ последовательности длительность (ширина) t_{II} прямоугольных импульсов и, соответственно, площадь импульсов (произведение амплитуды на длительность) изменяются от импульса к импульсу пропорционально мгновенному значению входного напряжения, (к примеру, как показано на рис.1.29, по почти линейному закону). В зависимости от способа формирования ШИМ сигнала различают *одностороннюю, «фронтovou» и двухстороннюю, «центрированную» ШИМ модуляцию*. При первом способе ширина импульса меняется за счет изменения фронта (спада). Во втором случае симметрично смещаются фронт и спад относительно центральной точки (времени дискретизации).

Глубина ШИМ характеризуется коэффициентом заполнения $\gamma = t_{II}/T$ (величина обратная скважности). В общем случае $0 \leq \gamma \leq 1$. При длительности импульса равном половине периода $\gamma = 0,5$.

У любой периодической последовательности прямоугольных импульсов одинаковой длительности, как Вам известно, всегда имеется постоянная составляющая, которая обратно пропорциональна скважно-

сти импульсов $q = T/t_{II}$ и, соответственно, прямо пропорциональна их длительности. Если такие импульсы пропустить через фильтр нижних частот с частотой среза значительно меньшей, чем частота следования импульсов, эту постоянную составляющую можно легко выделить, получив постоянное напряжение. Если же длительность импульсов будет различной, то среднее значение напряжения $U_{CP} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{II}} u(t) dt = \gamma E$ будет определяться величиной ЭДС источника питания и коэффициентом заполнения. В этом случае фильтр выделит меняющееся напряжение, «отслеживающее» закон изменения длительности импульсов.

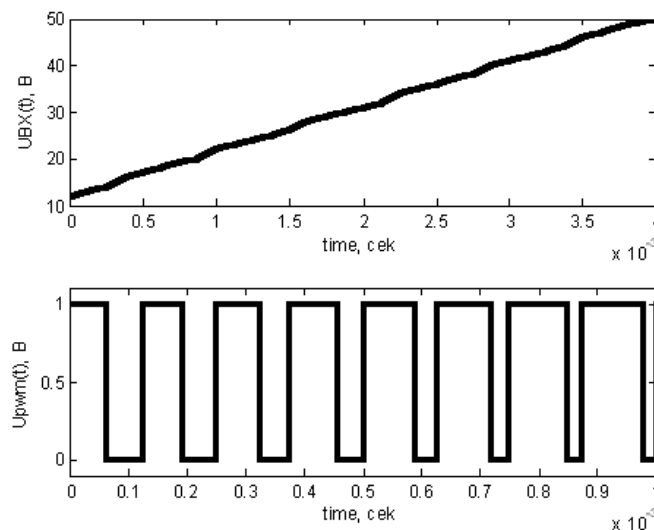


Рис. 1.29. Пример изменения ширины импульса пропорционально мгновенному значению входного напряжения

Предположим теперь в качестве еще одного примера, что входное (модулирующее) напряжение изменяется по закону синуса. Отсчеты мгновенного значения напряжения, взятые в моменты дискретизации сигнала, показаны на рис.1.30 на верхнем графике. ШИМ модуль создает на своем выходе импульсные последовательности с регулируемым коэффициентом заполнения. ШИМ сигнал для этого случая имеет вид, как на нижнем графике рис.1.30. При возрастании или снижении величины мгновенного напряжения длительность импульсов ШИМ сигнала соответственно увеличивается или уменьшается. Спектр ШИМ сигнала имеет вид, показанный на рис.1.31. Энергия такого сигнала распределена по частоте, имея отдельные пики на частотах кратных частоте входного сигнала. В первом «лепестке» спектра амплитуда пиков уменьша-

ется с увеличением частоты. Несложно заметить, что наиболее интенсивная спектральная составляющая имеет частоту исходной синусоиды (входного сигнала) ~ 1 кГц.

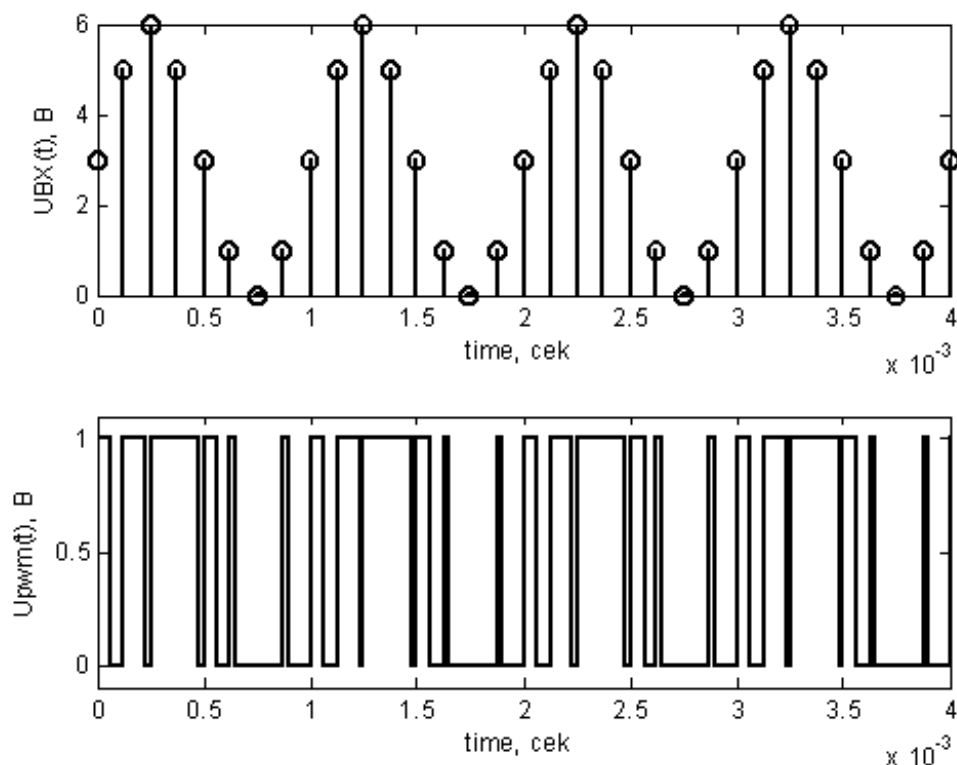


Рис.1.30. ШИМ сигнал, полученный при входном напряжении, изменяющемся по синусоидальному закону

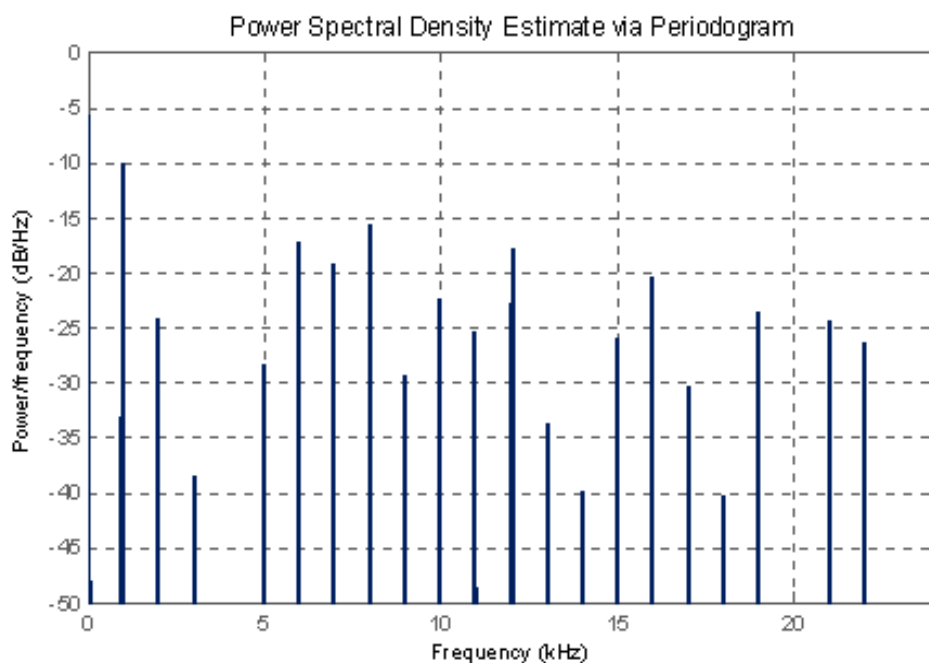


Рис.1.31. Спектр ШИМ сигнала, изменяющегося по синусоидальному закону

Последовательность ШИМ прямоугольных импульсов, затем, поступает на оконечный каскад, который работает в режиме ключа: транзисторы его переходят из режима насыщения в режим отсечки и наоборот. Оконечный каскад усиливает прямоугольные ШИМ импульсы по мощности с КПД почти 100 процентов.

Если уже усиленный ШИМ сигнал пропустить через фильтр нижних частот с малыми потерями пусть даже с относительно большой частотой среза, который выделит спектральные компоненты до частоты 10 кГц и подавит паразитные гармоники, то на выходе фильтра спектр сигнала будет иметь вид, показанный на рис.1.32. При этом на выходе фильтра зависимость мгновенных значений напряжения от времени будет иметь вид, показанный на рис.1.33. Сигнал на выходе напоминает по форме входной сигнал – синусоиду, хотя имеют место и некоторые искажения, обусловленные тем, что в примере использована не очень большая частота дискретизации и качество фильтра недостаточно высокое.

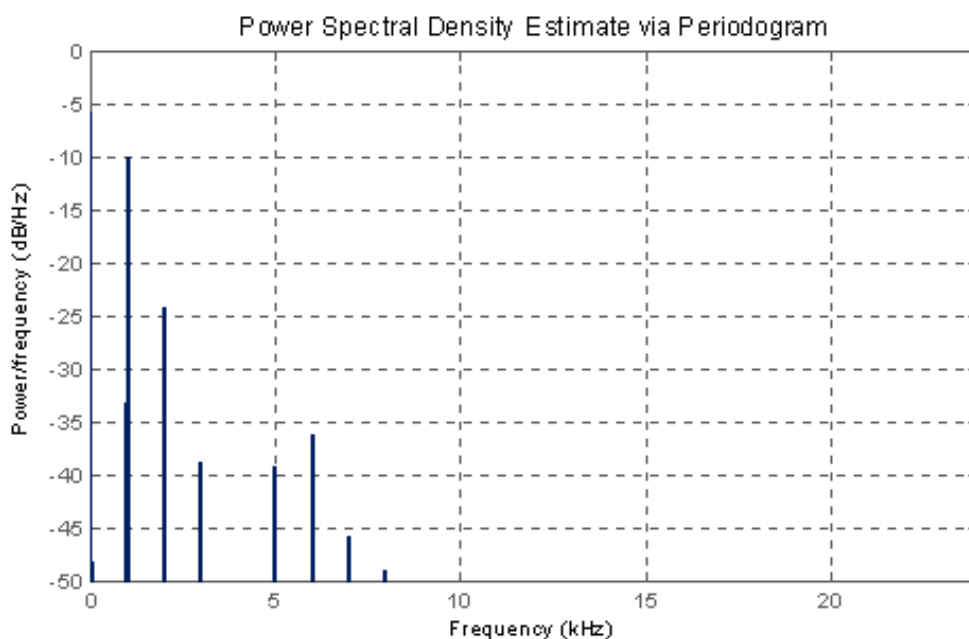


Рис. 1.32. Спектр ШИМ сигнала на выходе фильтра

В качестве преобразователей входного аналогового сигнала в импульсное ШИМ напряжение обычно используют специализированные устройства, реализованные на интегральных микросхемах. При этом часто используется метод преобразования входного аналогового напря-

жения в импульсное напряжение с модуляцией ширины импульса, основанный на сравнении входного сигнала с пилообразным напряжением

Структурная схема усилителя класса D, выполненного на интегральной микросхеме, поясняющая принцип его работы, показана на рис.1.34.

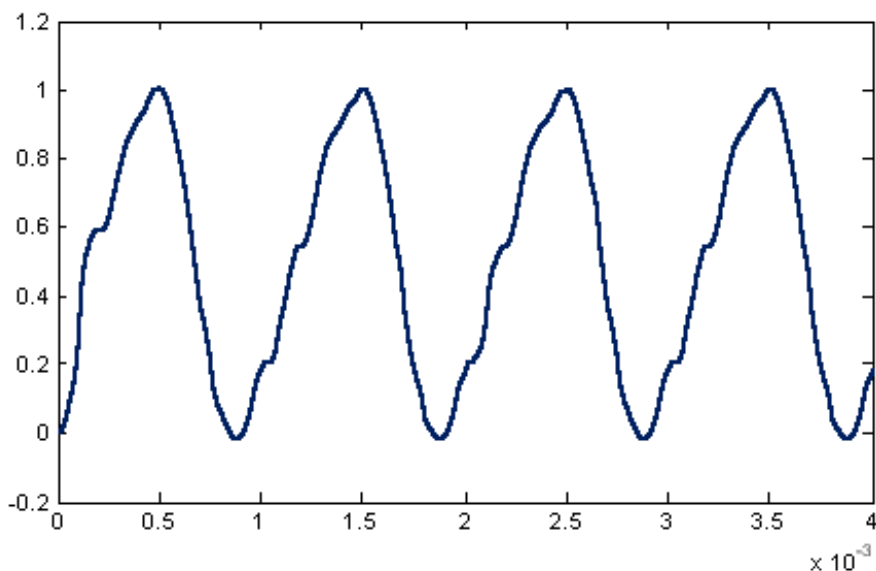


Рис. 1.33. Сигнал на выходе фильтра

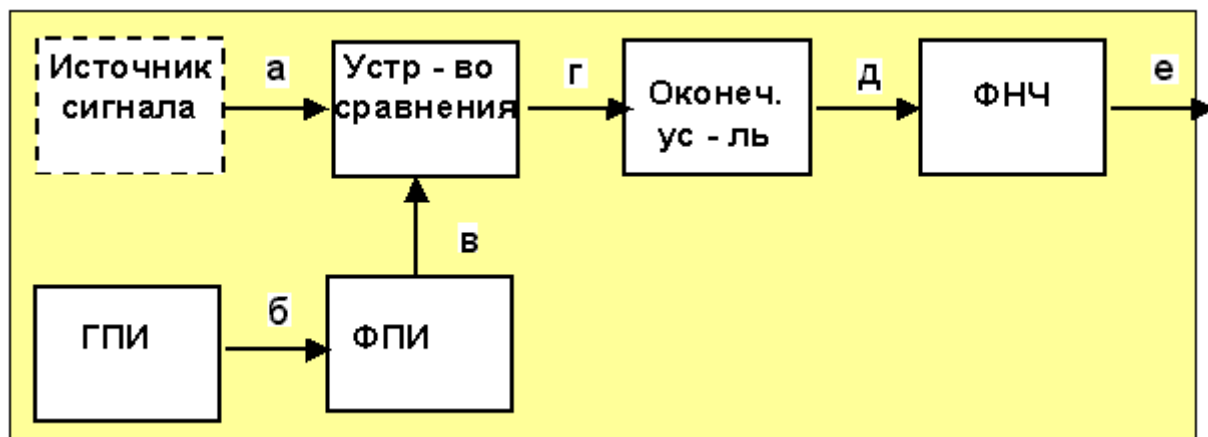


Рис.1.34. Структурная схема интегрального усилителя класса D, реализующего метод, основанный на сравнении входного сигнала с пилообразным напряжением.

На вход усилителя от источника сигнала подается сигнал, который надо усилить. Пусть входной сигнал (в точке а рис.1.34) представляет аналоговый синусоидальный сигнал, взятый по модулю (рис.1.35).

В структуре усилителя имеется генератор тактовых прямоугольных импульсов ГПИ, который создает (в точке **б** рис.1.34) периодическую последовательность импульсов типа «меандр» со скважностью равной 2 и неизменной частотой следования импульсов. Сигнал с ГПИ подается на формирователь пилообразных импульсов (ФПИ), представляющий электронный интегратор. Он формирует на выходе приращение выходного сигнала, пропорциональное интегралу входного сигнала

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{T} \int_0^t u_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

Интегратор преобразует периодическую последовательность прямоугольных импульсов (точка **в** рис.1.34) в треугольный сигнал $s1(t)$, показанный на рис.1.35.

Интегратор преобразует периодическую последовательность прямоугольных импульсов (точка **в** рис.1.34) в треугольный сигнал $s1(t)$, показанный на рис.1.35.

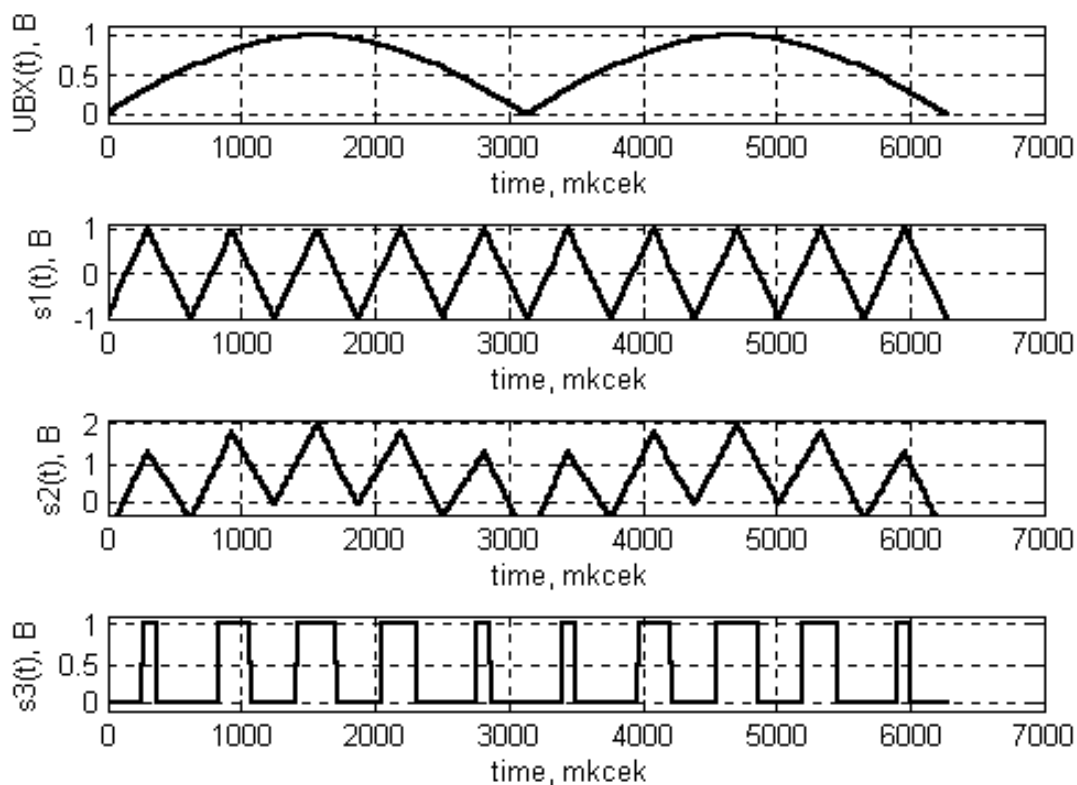


Рис. 1.35. Сигналы в различных точках структуры интегрального усилителя класса D

Входной и треугольный сигнал $s1(t)$, поступают на устройство сравнения, в котором эти сигналы суммируются (сигнал $s2(t)$ на рис.1.35) и сумма сравнивается с опорной величиной, равной 1. Если суммарный сигнал $s2(t) > 1$, то на выходе устройства сравнения выраба-

тывается импульс положительной полярности единичной амплитуды; в противном случае, если $s^2(t) < 1$, на выходе устройства сравнения формируется напряжение равное нулю (сигнал $s^3(t)$ на рис.1.35). Несложно заметить, что сигнал $s^3(t)$ на выходе устройства сравнения имеет вид последовательности прямоугольных импульсов с одинаковой частотой следования, у которых длительность (ширина) пропорциональна мгновенным значениям входного сигнала. При этом период следования импульсов задается треугольным сигналом, а их длительность – уровнем входного сигнала.

Затем последовательность ШИМ импульсов (точка г рис.10.34) подается на оконечный усилитель, работающий в ключевом режиме, который усиливает сигнал по мощности.

Наконец, на выходе усилителя стоит фильтр нижних частот (ФНЧ) с малыми потерями (рис.1.34), который подавляет ненужные гармоники и «выделяет» уже усиленный сигнал. Обычно для облегчения процесса фильтрации выбирают частоту тактовых прямоугольных импульсов (200...500) кГц. При этом коэффициент нелинейных искажений усилителей класса D находится в пределах 0,01...0,1 %.

Схема мощного двухканального усилителя класса «D» на двух микросхемах, который обеспечивает усиление сигнала как в стереофоническом так и в мостовом монофоническом режиме показана на рис. 1.36. При максимальной выходной мощности 120 Вт КПД такого усилителя достигает почти 95 % и, соответственно, почти вся энергия уходит в нагрузку.

Функционально усилитель состоит из трех блоков: широтно-импульсного модулятора на микросхеме DA1, оконечного усилителя на интегральной схеме DA2, транзисторы которого работают в ключевом режиме, и фильтра низкой частоты L5C36 (L6C37). На выходе PWM DA1 формируются прямоугольные импульсы, ширина которых определяется амплитудой сигнала, который надо усилить. Микросхема содержит два идентичных канала формирования ШИМ- сигнала. Переключатель SW1 позволяет менять режимы работы усилителя-«ВКЛЮЧЕН –ON», «ВЫКЛЮЧЕН –OFF», «ПАУЗА –MUTE».

Важной особенностью усилителей класса «D» является то, что они, обладая ценными качествами по усилению аналоговых гармонических и

звуковых сигналов, легко «совместимы» (часто говорят, хорошо «интегрируются») с цифровыми источниками информации.

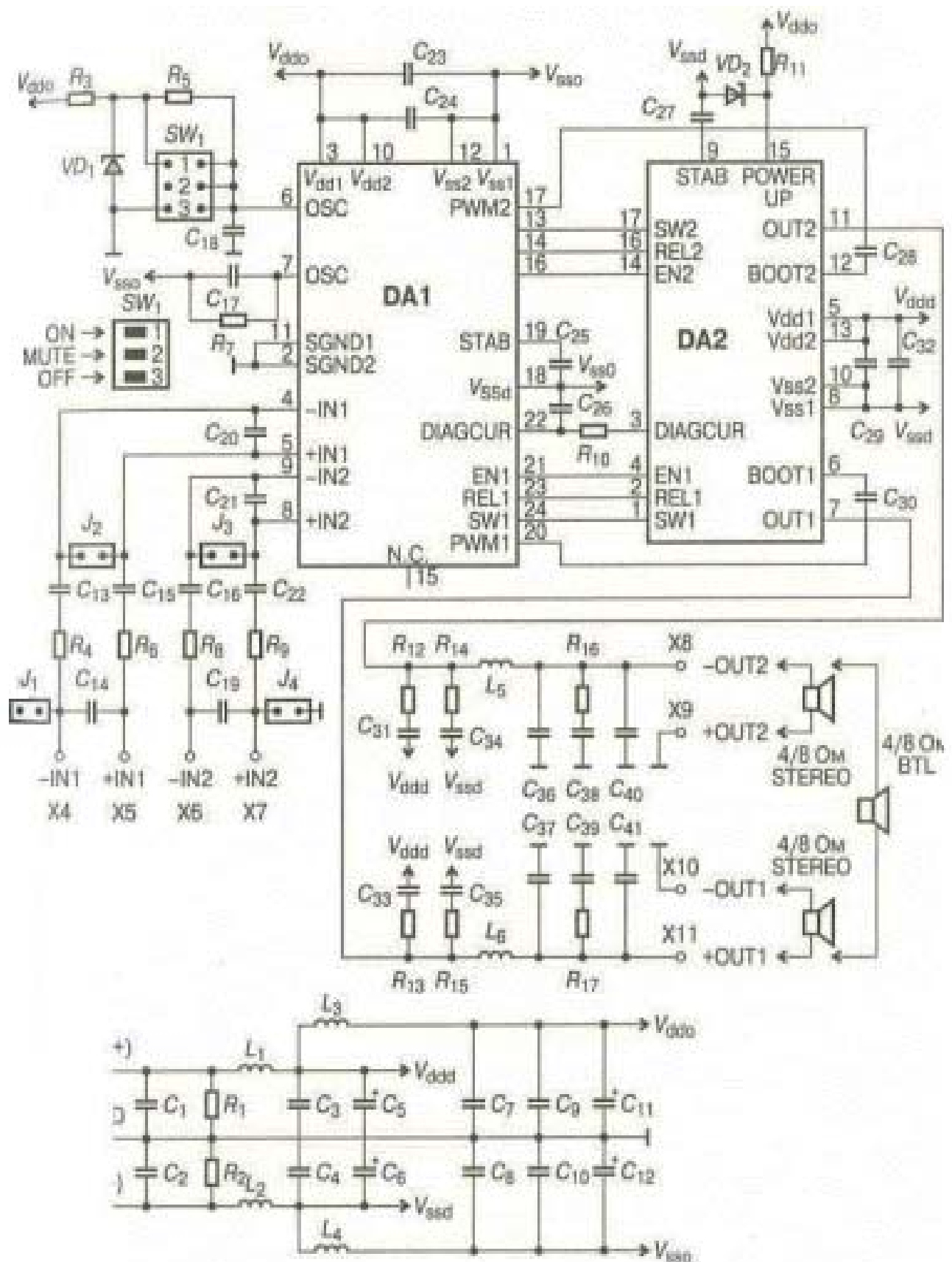


Рис. 1.36. Схема двухканального аудиосилителя класса D на двух микросхемах

В современных микроконтроллерах практически всегда имеется специализированный ШИМ модуль, который относительно просто можно запрограммировать для генерации последовательностей прямоугольных импульсов с регулируемым коэффициентом заполнения. Формировать одностороннюю «фронтную» или двухстороннюю «центрированную» ШИМ – модуляцию можно также в персональных (PC), переносных компьютерах (Notebook computers), проигрывателях компакт – дисков, цифровых магнитофонах, в формирователях различных звуков, сигналов оповещения, создаваемых из цифровой информации. Указанные источники, оперирующие цифровой информацией, могут сами, с помощью различных преобразователей, из информации представленной в цифровом виде, сразу на выходе формировать требуемый сигнал ШИМ сигнал и, тем самым, непосредственно работать с оконечными каскадами высокоэффективных усилителей класса D

1.4. Разновидности интегральных усилителей и вспомогательных устройств к ним.

В настоящее время промышленностью выпущено большое количество различных усилителей интегрального исполнения. Такой усилитель представляет законченный функциональный блок, размещенный в одном корпусе микросхемы, и, как правило, использующий мало внешних навесных элементов. При использовании таких усилителей отпадает необходимость в расчете режимов работы элементов, сборке и настройке отдельных каскадов. Достаточно подключить требуемые напряжения питания, осуществить необходимые соединения, как усилитель будет обеспечивать усиление сигнала с параметрами, указанными в его справочных данных. Важно знать предназначение усилителя и иметь схему его подключения, но их обязательно приводят в качестве справочных данных на этикетке усилителя и всегда помещают на WEB сайте завода-изготовителя. Пример подобной схемы подключения стереофонического усилителя показан на рис.1.37.

Зная, что стоимость изготовления существенно от этого не изменится, в большинстве случаев схему усилителя дополняют различными устройствами, улучшающими качество усилителя. Обычно интегральные усилители в своем составе содержат устройства подавления пульсаций

напряжения питания, защиты от обрыва нагрузки, защиты по постоянному и переменному току от коротких замыканий выхода с землей и шиной питания, защиты от подачи напряжений обратной полярности, температурной защиты. Усилители мощности, как правило, также имеют устройства перевода усилителя в режим очень малого потребления энергии (дежурный режим) при отсутствии входного сигнала («при молчании»), устройства для устранения «щелчков» при включении/ выключении. В отдельных усилителях используют устройства, которые отслеживают нелинейные искажения сигнала на выходе усилителя и, при превышении их выше некоторого порога, вырабатывают сигнал для уменьшения уровня входного сигнала (снижения громкости).

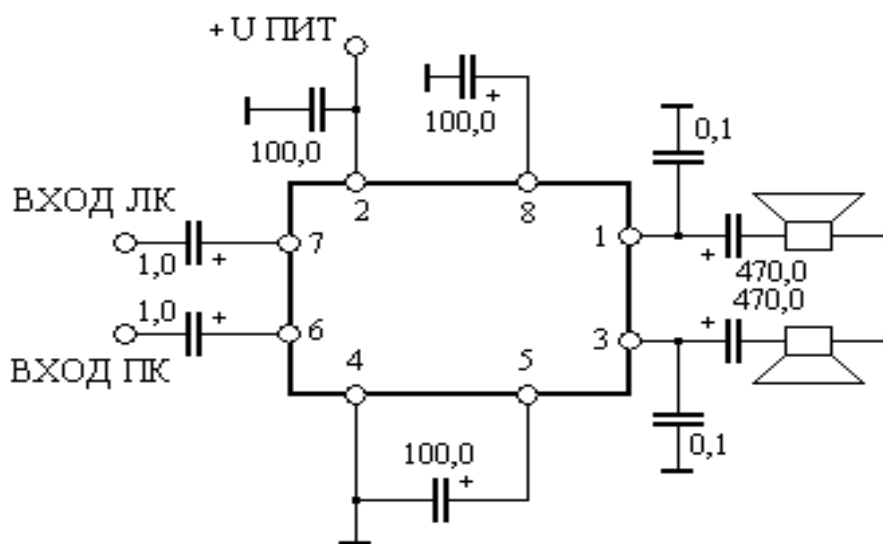


Рис. 1.36. Схема подключения стереофонического усилителя, выполненного на микросхеме

Так как усилители в настоящее время обеспечивают достаточно качественное усиление сигналов, то неотъемлемой частью звуковоспроизводящей аппаратуры становятся вспомогательные устройства, позволяющие менять характер всей воспроизводимой звуковой картины.

Из физиологии слуха известно, что при снижении уровня громкости человек хуже воспринимает составляющие звука в области низких и высоких частот. Для выравнивания звуковой картины в соответствии с субъективными свойствами слуха человека используют частотно-зависимые регуляторы громкости, известные как регуляторы тембра.

Они «искусственно поднимают» составляющие спектра нижних и верхних частот при общем малом уровне звука. Регулирование АЧХ усилителя в отдельных участках частотного диапазона осуществляют с помощью эквалайзера (многополосного регулятора тембра). Он преимущественно представляет собой набор регулируемых полосовых фильтров различного исполнения.

Существуют устройства, создающие эффект расширения стереобазы для звуковоспроизводящих систем с близко расположенными парами громкоговорителей. Эффект расширения стереобазы («ширины» стереофонической звуковой картины) достигается электрически путем перекрестного сложения специальным образом отфильтрованных сигналов левого и правого каналов, благодаря чему ослабляется сигнал середины (подчеркивающий эффект монозвучания).

Для борьбы с шумами в звуковоспроизводящей аппаратуре используют шумоподавители Dolby (Долби) и компандеры, с помощью которых на стороне источника сигнала (на входе канала) динамический диапазон сигнала сжимается, а на стороне приема (выход канала) расширяется по обратному закону.

Контрольные вопросы

1. Назовите и поясните основные признаки усилителя.
2. Как обычно классифицируют усилители?
3. Как различают усилители по типу активного элемента ?
4. Как различают усилители по месту в усилительном тракте?
5. Как различают усилители по усиливаемому параметру (коэффициенту)?
6. Как связаны между собой сопротивления источника сигнала, нагрузки, входное и выходное сопротивления усилителей тока и напряжения?
7. Как различают усилители по роду усиливаемых сигналов?
8. Как различают усилители по характеру изменения усиливаемого сигнала во времени?
9. Назовите и поясните наиболее важные характеристики усилителей.
10. Охарактеризуйте понятия: АЧХ, ФЧХ, полоса пропускания усилителя.
11. Приведите и поясните типичные формы АЧХ и ФЧХ усилителей.
12. Что такое переходная характеристика усилителя? Приведите и поясните типичную форму переходной характеристики усилителя.

13. Что такое импульсная характеристика усилителя?
14. Что такое амплитудная характеристика усилителя? Приведите и поясните типичную форму амплитудной характеристики усилителя.
15. Что такое динамический диапазон по входу усилителя и в каких единицах его измеряют?
16. Охарактеризуйте режим малосигнального усиления сигнала.
17. Что принято называть рабочей точкой транзистора?
18. Поясните работу усилителя при усилении сигнала за два такта.
19. Поясните работу усилителя в режимах А, В; С; D; АВ.
20. Приведите и поясните состав типового предварительного усилительного каскада класса А.
21. Нарисуйте и поясните схему биполярного транзистора, включенного по СОЭ, и определение его рабочей точки в выходной цепи.
22. Нарисуйте и поясните схему элементарного усилительного Н - образного каскада.
23. Какую электронную схему называют дифференциальным усилителем? В чем ее основные особенности?
24. Нарисуйте и поясните схему простейшего дифференциального усилителя на биполярных транзисторах.
25. Перечислите и поясните замечательные свойства, присущие дифференциальному усилителю.
26. С какой целью и как в дифференциальном усилителе применяют ГСТ на транзисторах?
27. Приведите и поясните назначение и работу схемы простейшего эмиттерного повторителя.
28. С какой целью в схеме эмиттерного повторителя применяют пары Дарлингтона и Шиклаи?
29. Поясните особенности и назначение схем усилителей на комплементарных транзисторах с одним и двумя источниками питания.
30. Поясните особенности и назначение схем мостовых выходных каскадов усилителей мощности.
31. В чем состоит принцип работы усилителей класса, получившего название класс D?
32. Объясните структурную схему интегрального усилителя класса D, реализующего метод, основанный на сравнении входного сигнала с пилообразным напряжением.

2. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ

Как Вам уже известно, современные электронные устройства, чаще всего, строят на универсальных интегральных микросхемах. Одним из таких универсальных интегральных компонентов, широко используемых в настоящее время для построения электронных цепей, является операционный усилитель. Обладая названием, доставшимся ему еще из тех времен, когда подобного рода устройства использовались при моделировании объектов для выполнения различных математических операций над сигналами (алгебраического сложения, вычитания, умножения на постоянный коэффициент, дифференцирования, интегрирования, логарифмирования и потенцирования), операционный усилитель стал поистине незаменимым для создания различных современных усилителей электрических сигналов, частотных активных фильтров, устройств согласования трактов с различными входными и выходными сопротивлениями, а также для линейного и нелинейного преобразования сигналов.

Сейчас операционный усилитель представляет собой универсальную интегральную схему с внешними выводами, которая, в идеале, представляет собой усилитель напряжения с бесконечно большим коэффициентом усиления. Именно из-за такого огромного усиления такой компонент электронной цепи отдельно использовать нельзя. К выводам усилителя обязательно надо подключить внешние компоненты (резисторы, конденсаторы, диоды, транзисторы), которые создают в схеме «обратную связь». От того, какая электрическая цепь реализована для создания «обратной связи», зависит выполняемая операционным усилителем функция (его предназначение) а также основные показатели его работы.

Промышленность в настоящее время выпускает широкую номенклатуру операционных усилителей, которые в той или иной степени приближаются к идеалу. По этой причине мы вначале рассмотрим, на какие классы принято делить современные операционные усилители, какими показателями они характеризуются, а также общие принципы их схемотехнического построения.

Далее мы приступим к изучению разновидностей линейных устройств, которые реализуются за счет совместного использования опе-

рационального усилителя и элементов обратной связи. Главным образом это различные усилители электрических сигналов. Рассмотрим также устройства, которые позволяют обеспечить дифференцирование и интегрирование электрических сигналов. Мы уделим также внимание простейшим активным фильтрам высоких и низких частот, основной задачей которых, как известно, является выделение из спектра сигнала некоторой полосы частот и передача этих спектральных компонент с входа на выход. С появлением дешевых операционных усилителей, когда по стоимости, надежности, габаритным размерам и массе оказалось выгодно ставить интегральную схему ОУ, чем катушку индуктивности, применение активных фильтров приобрело особый размах.

Для решения многих задач электроники, к примеру, для линеаризации характеристик датчиков электрических сигналов, для нормализации самих сигналов, для вычисления мощности, а также в устройствах сжатия и расширения динамического диапазона, автоматической регулировки усиления, разнообразных устройствах управления, сигнализации, автоматического контроля изделий, необходимы устройства, осуществляющие нелинейные (с точки зрения математики) преобразования сигналов. Поэтому, в заключение, мы рассмотрим простейшие типы функциональных преобразователей такого рода.

2.1. Общие сведения об операционных усилителях

2.1.1. Понятие «операционный усилитель», его обозначение и устройство

Термин «операционный усилитель» возник в аналоговой вычислительной технике, где подобные усилители, с соответствующими обратными связями, применялись для моделирования объектов и выполнения различных математических операций над сигналами (алгебраического сложения, вычитания, умножения на постоянный коэффициент, дифференцирования, интегрирования, логарифмирования и потенцирования).

Промышленностью сегодня выпускается целая гамма интегральных усилителей с таким названием. При этом ведущие производители аналоговых микросхем производят иногда, по сути, усилители принципиально разных типов. В настоящее время усилители с названием «операционный», если исходить из классификации компонентов электриче-

ской цепи и размерностей входного и выходного сигнала, могут представлять собой либо источники напряжения, управляемые напряжением (ИНУН), либо источники напряжения, управляемые током (ИНУТ).

Наиболее удачными и широко используемыми на практике оказались усилители напряжения. Большинство современных операционных усилителей построено по принципу ИНУН. Эти усилители в зарубежной литературе получили название Voltage Feedback, что в переводе на русский язык означает «усилитель с обратной связью по напряжению». Для обозначения таких усилителей часто используют сокращения VB или VFB. В соответствии с тенденцией повышения рабочих частот в электронной аппаратуре с середины 80-х годов прошлого столетия промышленность также наладила выпуск особых, как говорят, трансимпедансных усилителей, обладающих более высоким быстродействием и построенных по принципу ИНУТ, входным сигналом которых является ток, а выходным – напряжение. Такие усилители в зарубежной литературе получили название Current Feedback, что в переводе на русский язык означает «усилитель с токовой обратной связью». Для обозначения таких усилителей используются сокращения CF или CFB.

Усилители типа VB и CF отличаются типом входного каскада, величинами входного сопротивления и емкости входов, диапазоном входных напряжений и прочее. В литературе подчеркивается, что усилители CF имеют и много общего с усилителями VB.

В дальнейшем мы будем рассматривать традиционные интегральные операционные усилители, опуская обозначение VB и VFB.

Операционным усилителем (ОУ) называют двухвходовый многокаскадный усилитель, выполненный в виде отдельной интегральной микросхемы с очень большим коэффициентом усиления по напряжению, с высоким входным и низким выходным сопротивлениями, который формирует на выходе напряжение, равное по величине усиленной разности потенциалов между его входными выводами.

ОУ, в идеале, имеет:

- дифференциальный вход;
- коэффициент усиления дифференциального сигнала равный бесконечности;
- бесконечный коэффициент ослабления синфазных сигналов;
- входное сопротивление столь большое, что его можно считать бесконечным;

– нулевое выходное сопротивление.

Принципиальным является то обстоятельство, что ОУ, имея очень высокий коэффициент усиления по напряжению, предназначен для использования в устройствах электроники совместно с внешними элементами обратных связей. Только используя внешние элементы (подключаемые между входами и выходом ОУ), реализующие требуемый вид обратной связи, можно осуществить с помощью ОУ операцию над электрическим сигналом, к примеру, усилить его, изменить его масштаб, продифференцировать или проинтегрировать его. В настоящее время с помощью ОУ с обратными связями можно реализовать примерно 200 различных схем, осуществляющих самые различные функции.

На схемах ОУ обычно представляют в виде, как на рис. 2.1.

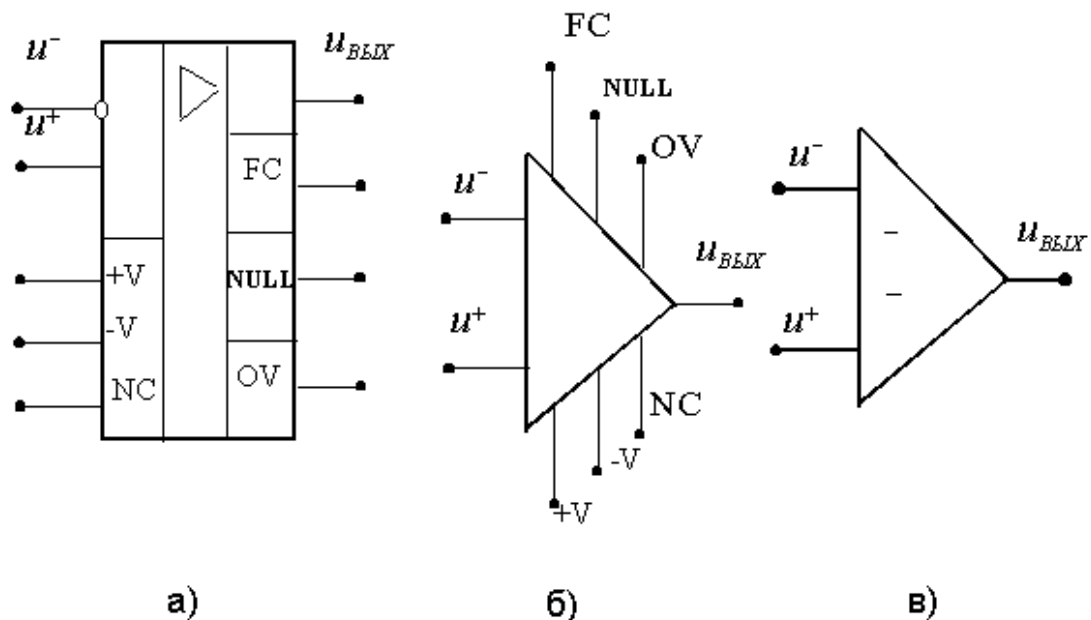


Рис. 2.1. Условное обозначение операционного усилителя на схемах

В общем случае ОУ может подключаться к двум источникам питания, имеющим одинаковую по величине ЭДС, но противоположную полярность. Выводы для подключения «потенциальных» выводов источников питания показывают на схеме «+V», «-V». Вывод, который необходимо подключать к точке нулевого потенциала, обозначают «0V». Выпускаются также ОУ, предназначенные для работы и с одним источником ЭДС.

ОУ имеет два дифференциальных входа и один выход. Один из входов усилителя, отмеченный знаком «+» (U^+) называется неинвертирующим или прямым. Другой вход ОУ, помеченный знаком «-», (U^-) или кружком, называется инвертирующим (инверсия – от лат inversion – перестановка, изменение обычного порядка).

Положительное напряжение, приложенное к неинвертирующему входу, создает положительное напряжение на выходе, а приложенное к инвертирующему входу, создает отрицательное напряжение на выходе ОУ.

ОУ является дифференциальным устройством, способным реагировать на дифференциальный сигнал. Идеализированная модель ОУ предполагает, что связь между дифференциальным сигналом и выходным напряжением описывается соотношением

$$U_{mMAX} = E_K / 2. \quad (2.1)$$

Влияние синфазного сигнала на ОУ, в идеале, пренебрежимо мало и может рассматриваться лишь при оценке погрешности в работе ОУ.

Если оба входа ОУ соединены с точкой нулевого потенциала, то в идеале на выходе ОУ напряжение должно быть равно нулю ($U_{ВЫХ} = 0$). У реальных ОУ в подобном положении на выходе может быть напряжение величиной до нескольких милливольт. В ряде случаев такая ситуация недопустима, поэтому в ОУ обычно имеются выводы, помеченные символами NS, к которым подключают специальный резистор, называемый компенсационным. С помощью подобных резисторов осуществляют «балансировку» ОУ.

ОУ, имеющим большое усиление, свойственно «самовозбуждение», т. е. самопроизвольное генерирование сигнала. Чтобы избежать этого, к контактам ОУ, помеченным символами FC, подключают «корректирующий» конденсатор емкостью 30...40 пФ.

Современные ОУ могут не иметь выводов для подключения балансирующего резистора и корректирующего конденсатора.

Структурная схема ОУ, выполненного по современной технологии, обычно содержит три каскада (рис. 2.2).

В ОУ сначала усиление напряжения осуществляет дифференциальный усилитель (ДУ), включенный на входе. Обычно в ДУ ОУ в каче-

стве резисторов используют «активные нагрузки» такие как токовые отражатели, ГСТ, а также составные транзисторы, применяемые с целью увеличения входного сопротивления ДУ. Второй каскад – однофазный усилитель напряжения (УН) – один из базовых усилителей, в котором транзистор включен по схеме с общим эмиттером. В нем обычно также используются «активные» нагрузки и он так же, как и ДУ, обеспечивает усиление напряжения. Кроме того, за счет УН формируется требуемая амплитудно-частотная характеристика ОУ. ДУ и УН обеспечивают коэффициент усиления по напряжению величиной порядка одного миллиона ($\sim 1000 \times 1000$).

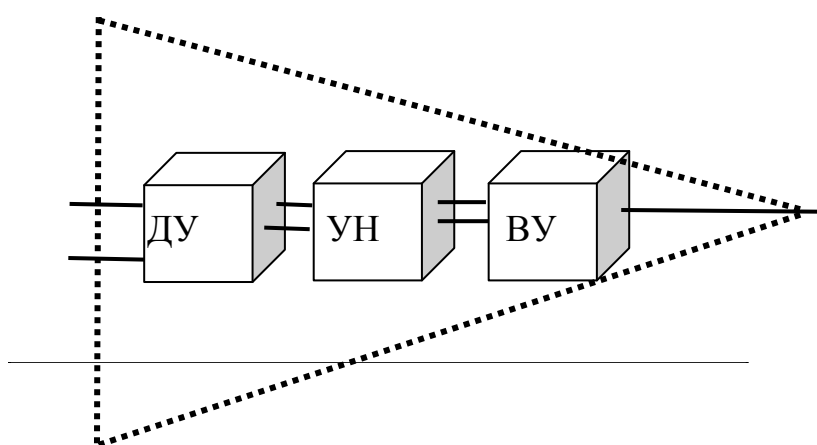


Рис. 2.2. Структурная схема операционного усилителя VB

Выходной усилитель (ВУ) обычно выполняется по двухтактной схеме повторителя на комплементарных транзисторах с цепями защиты от перегрузок. Это обеспечивает низкое выходное сопротивление ОУ, малый уровень нелинейных искажений, большой динамический диапазон всего ОУ.

В сверхмощных ОУ, допускающих выходной ток до 20 А и способных отдавать мощность в нагрузку до 10 кВт, в качестве ВУ используют усилители, работающие в режиме класса D.

Современные ОУ в своем составе содержат и другие дополнительные устройства, улучшающие работу ОУ. В частности, для защиты входных транзисторов ДУ от пробоя и выхода их из строя во входную цепь ОУ включают двухсторонний ограничитель входного напряжения. Пример, демонстрирующий принципиальную схему одного из ОУ, показан на рис. 2.3.

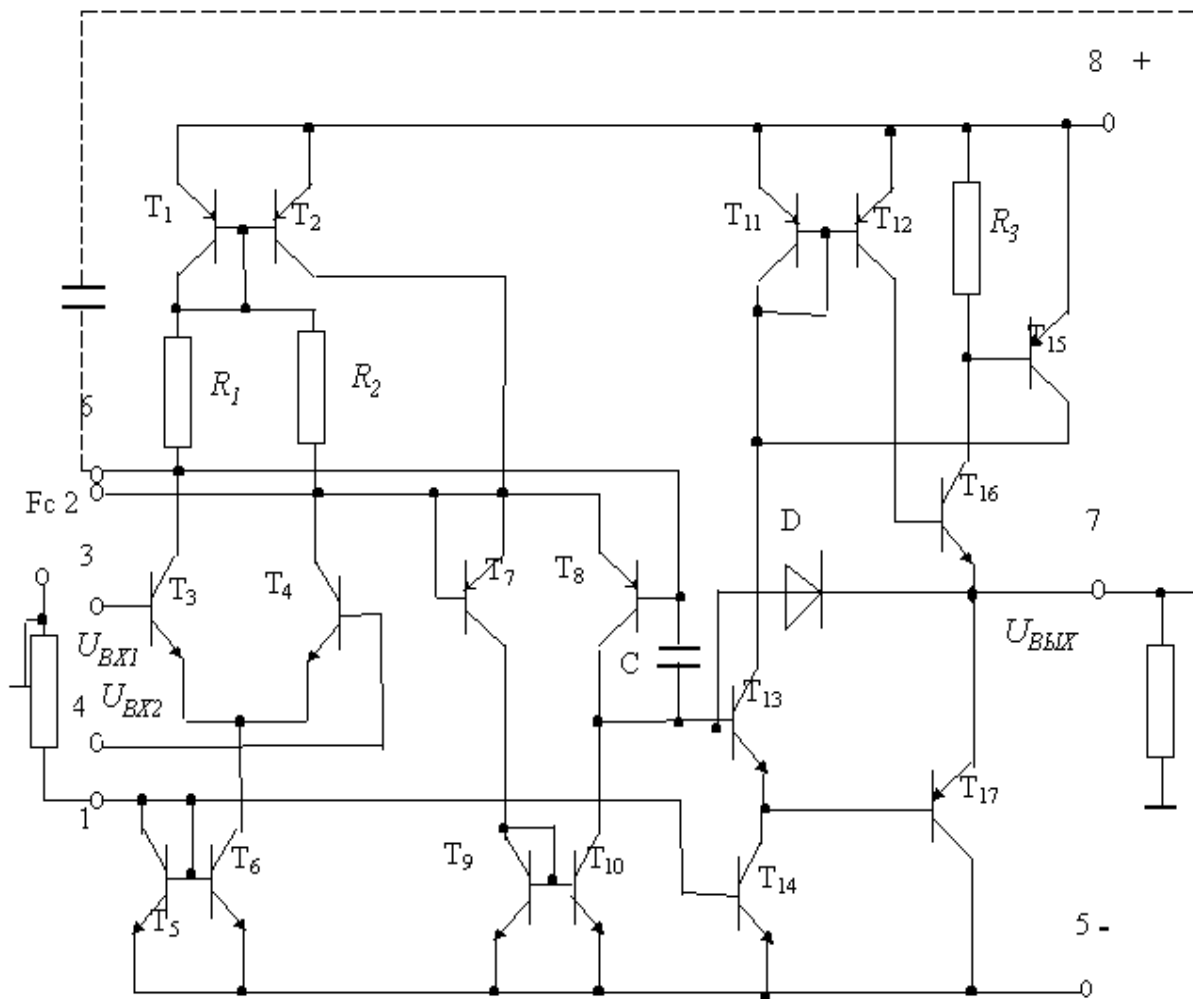


Рис. 2.3. Принципиальная схема одного из операционных усилителей VB

2.1.2. Основные параметры и типы ОУ

Для характеристики ОУ обычно используют следующие основные параметры:

А. Коэффициент усиления по напряжению (K_U) – отношение изменения выходного напряжения ($\Delta U_{\text{ВЫХ}}$) к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения ($\Delta U_{\text{ВХ}}$) при работе ОУ на линейном участке передаточной характеристики.

Б. Коэффициент передачи синфазного сигнала ($K_{\text{СФ}}$) – отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного напряжения ОУ.

В. *Коэффициент ослабления синфазного сигнала* ($K_{C\Phi}$) – отношение коэффициента усиления по напряжению K_U к коэффициенту передачи синфазного сигнала $K_{C\Phi}$.

Обычно для выражения трех названных коэффициентов используют логарифмические единицы – децибелы.

Г. *Входное сопротивление* (R_{BX}) – сопротивление со стороны одного из входов ОУ, в то время как другой вход заземлен.

Д. *Выходное сопротивление* ($R_{ВЫХ}$) – отношение изменения выходного напряжения ($\Delta U_{ВЫХ}$) к отношению выходного тока ($\Delta I_{ВЫХ}$) при изменении сопротивления нагрузки.

Е. *Входной ток смещения* – среднеарифметическое значение токов инвертирующего и неинвертирующего входов при выходном напряжении равном нулю.

Ж. *Напряжение смещения* U_{CM} – значение постоянного входного напряжения, при котором выходное напряжение равно нулю при включении резисторов с оговоренными значениями сопротивлений между любым входным выводом ОУ и источником входного напряжения. Если значения указанных сопротивлений стреляться к нулю, то напряжение смещения называют ЭДС смещения.

Напряжение смещения U_{CM} определяет постоянное напряжение, которое следует присоединить ко входу ОУ, чтобы выходное напряжение стало равным нулю.

З. *Частота единичного усиления* (f_1) – частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице.

Эта частота определяет полосу пропускания, максимально реализуемую для данного типа ОУ.

И. *Граничная частота* ($f_{ГР}$) – частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ уменьшается на 3 дБ (в 1,4 раза) относительно своего значения на низких частотах.

К. *Максимальная скорость нарастания выходного напряжения* – наибольшая скорость изменения выходного напряжения ОУ при воздействии входного импульса напряжения прямоугольной формы максимально допустимой амплитуды.

Мгновенно отреагировать на воздействие входного напряжения усилитель не может из-за своих внутренних емкостей. Скорость заряда

их ограничена и, по этой причине, ограничена и скорость изменения выходного напряжения.

Скорость нарастания характеризует способность ОУ передавать без искажений большие сигналы, в то время как полоса пропускания определяет переходные процессы при усилении слабых сигналов.

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных ОУ. Это многообразие можно условно разделить на группы, объединенные общим характерным признаком.

ОУ можно разделить, если в основу классификации положить используемый при создании интегральной схемы тип элемента, на биполярные, биполярно – полевые и КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным затвором) ОУ.

По предполагаемому применению ОУ делят на следующие группы:

1. Усилители общего применения.

К таким ОУ относятся большая часть номенклатуры ОУ. Это дешевые усилители среднего быстродействия, невысокой точности и малой выходной мощности.

2. Быстродействующие усилители.

ОУ такого типа имеют высокие динамические характеристики (широкую полосу пропускания и высокую скорость нарастания выходного напряжения).

3. Прецизионные усилители.

Такие ОУ имеют высокий дифференциальный коэффициент усиления по напряжению, малые напряжение смещения и входной ток. Существуют ОУ, внутри которых имеются «схемы коррекции нуля смещения», позволяющие радикально уменьшить напряжение смещения.

4. Микромощные ОУ.

ОУ такого типа используют в аппаратуре, получающей питание от гальванических или аккумуляторных батарей. Эти усилители потребляют очень малый ток от источников питания (~ 1мкА). Быстродействие у таких ОУ невысокое.

5. ОУ с однополярным питанием.

Подобные ОУ используются, если источник сигнала однополярный, например, фотодиод. Это позволяет питать усилитель от одной батареи или элемента (например, от литиевого элемента напряжением 3 В).

Основное требование, предъявляемое к ОУ с однополярным питанием, состоит в том, чтобы синфазный сигнал имел отрицательный потенциал и по модулю был меньше величины ЭДС источника питания.

Следует иметь в виду, что промышленность выпускает усилители, диапазоны входных и выходных напряжений которых почти достигают верхнего и нижнего значения ЭДС источников питания. Такие усилители получили название rail – to – rail (в пределах напряжения питания) вход или (и) выход.

6. Высоковольтные и мощные ОУ.

Большинство ОУ рассчитаны на напряжения питания, ЭДС которых не превышает по модулю 15 В. Этого недостаточно для управления, например, пьезоэлектрическими преобразователями, $p - i - n$, лавинными фотодиодами и т. п. Поэтому промышленность производит высоковольтные ОУ, допускающие более высокие ЭДС питания и выходные напряжения. К высоковольтным относят ОУ, имеющие разность положительного и отрицательного питающих напряжений свыше 50 В. Имеются ОУ с напряжением питания ± 200 В. ОУ общего применения обычно допускают выходной ток до 5 мА. Для работы с нагрузками, требующими для своего функционирования больших токов, используют мощные ОУ. К мощным относят усилители, допускающие выходной ток свыше 500 мА. Отдельные экземпляры мощных ОУ допускают выходной ток до 10 А, а сверхмощных – до 100 А. Существуют и другие системы классификации ОУ. На Internet-сайтах фирм-производителей, к примеру, при представлении быстродействующих усилителей, их сначала подразделяют на ОУ низкой стоимости, ОУ с низкими шумами, ОУ с низкими искажениями, с большим выходным током, ОУ микромощные, ОУ высоковольтные и т. п. В свою очередь, названные ОУ могут быть с однополярным и с двухполярным питанием, rail – to – rail по входу, по выходу или одновременно по входу и выходу.

2.1.3. Допущения, используемые при анализе схем на ОУ

Большую помощь при анализе схем ОУ с обратными связями оказывают два допущения:

1. Допущение виртуального замыкания входных выводов ОУ.

Напряжение $U_{ВЫХ}$ у ОУ ограничено напряжениями источника питания $\pm E$. Коэффициент усиления дифференциального сигнала (K_U) без

петли обратной связи обычно имеет очень большое значение, которое, в идеале, стремится к бесконечности. Тогда получаем:

$$U_{BX}^- - U_{BX}^+ = \frac{U_{ВЫХ}}{K_U} = \frac{2E}{\infty} \rightarrow 0. \quad (2.2)$$

Если $U_{BX}^- - U_{BX}^+ = 0$, то:

$$U_{BX}^- = U_{BX}^+. \quad (2.3)$$

Условие (2.3) означает, что при анализе схем на ОУ можно полагать, что входы ОУ соединены между собой накоротко виртуальной (мнимой, мысленной) короткозамкнутой перемычкой (рис. 2.4).

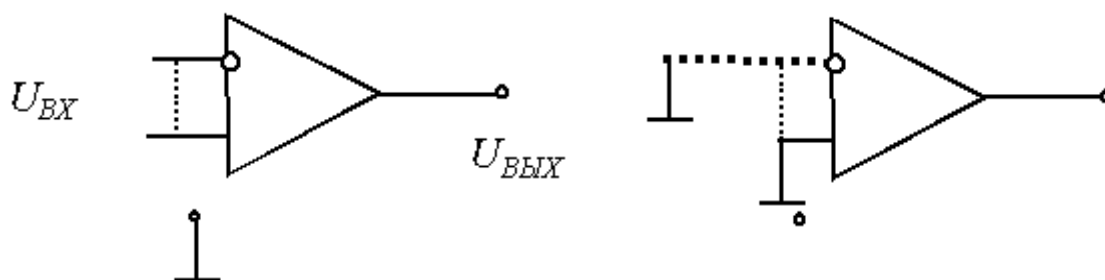


Рис. 2.4. Допущение виртуального замыкания входов у операционного усилителя

При этом всегда необходимо помнить, что хотя при виртуальном замыкании напряжение между входными зажимами и равно нулю, все же, в отличие от обычного реального замыкания, ток по виртуальной перемычке не протекает. Другими словами, виртуальная перемычка, с точки зрения протекающего через нее тока, эквивалентна разрыву цепи.

Важным следствием первого допущения является то, что, если один из входов ОУ соединен с точкой нулевого потенциала, то другой вход ОУ также виртуально соединен с точкой нулевого потенциала (смотри рис. 2.4).

2. Допущение отсутствия входных токов ОУ.

Если считать, что входное сопротивление ОУ очень высокое (составляет \sim МОм), и, в идеале, стремиться к бесконечности, то можно полагать, что входные токи равны нулю. Это означает, что для практических вычислений можно считать, что входы ОУ отделены от самого ОУ, ток не потребляют. Другими словами, между выводами входов и самим ОУ имеется разрыв цепи (рис. 2.5).

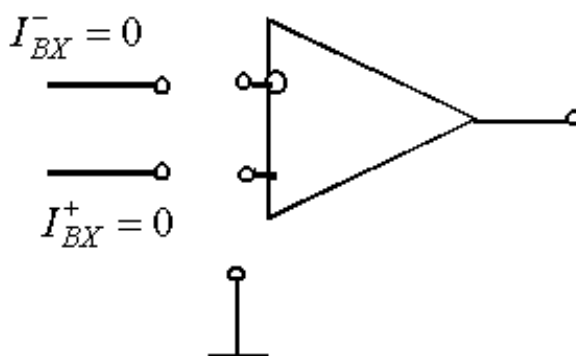


Рис. 2.5. Допущение отсутствия входных токов у операционного усилителя

Следствием этого допущения является то, что при подключении ко входу ОУ элементов цепей обратной связи токи будут протекать только по внешним элементам, а «затекать» в ОУ (вытекать из ОУ) не будут.

2.1.4. Понятие «обратная связь»

В электронике схемой с обратной связью называют электрическую цепь, в которой часть выходной мощности поступает на вход. Применительно к усилителю это означает, что выходной сигнал усилителя, взятый в определенном масштабе, поступает на его вход, где складывается или вычитается из входного сигнала, и затем, уже разность (сумма) этих величин подается на вход усилителя и усиливается.

Может показаться, что это глупая затея. Именно такой отзыв получил Гарольд С. Блек, который в 1928 году пытался запатентовать отрицательную обратную связь. На самом деле это не так. Как мы увидим в дальнейшем, отрицательная обратная связь действительно снижает коэффициент усиления. Однако при этом она существенно улучшает другие параметры, например, устраняет искажения, уменьшает нелиней-

ность характеристик усилителя, увеличивает динамический диапазон, улучшает термостабильность. Это Вы уже видели на примере эмиттерного повторителя, H - образного усилительного каскада, дифференциального усилителя, где использовались различные виды отрицательной обратной связи.

Теория обратных связей – это довольно сложная тема. Мы приведем лишь ее некоторые понятия, чтобы стал ясным предмет нашего изучения – использование обратных связей в операционных усилителях.

Мы будем использовать отрицательную обратную связь (ООС), при которой в процессе передачи части выходного сигнала на вход усилителя выходной сигнал поступает по отношению к входному в противофазе, сигнал обратной связи вычитается из входного. На вход усилителя поступает меньший сигнал, что эквивалентно уменьшению коэффициента усиления. *Положительная обратная связь (ПОС)* – это процесс передачи части выходного сигнала на вход усилителя в фазе с входным сигналом. Сигнал обратной связи складывается с входным, увеличивается, и, при определенных обстоятельствах, когда коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности, возможно возникновение генерации колебаний.

По способу передачи выходного сигнала на вход принято говорить о следующих видах обратных связей:

А. *Обратной связи по напряжению.* С выхода усилителя берется часть напряжения и подается на его вход.

Б. *Обратной связи по току.* В этом случае последовательно с нагрузкой усилителя включается резистор и напряжение с этого резистора, пропорциональное выходному току, подается на вход усилителя.

По способу подачи сигнала обратной связи на вход усилителя обратную связь называют:

А. *Последовательной обратной связью* – сигнал обратной связи подается на вход усилителя последовательно с источником входного сигнала.

Б. *Параллельной обратной связью* – сигнал обратной связи подается на вход усилителя параллельно с источником входного сигнала.

Применяя внешние ООС к ОУ можно осуществить самые различные линейные и нелинейные операции над аналоговыми (непрерывными) и импульсными сигналами. Рассмотрим эти вопросы подробно.

2.2. Применение операционных усилителей в линейных устройствах электроники

2.2.1 Усилители с резистивными отрицательными обратными связями

2.2.1.1 Инвертирующий усилитель на основе ОУ

Схема инвертирующего усилителя имеет вид, как на рис. 2.6.

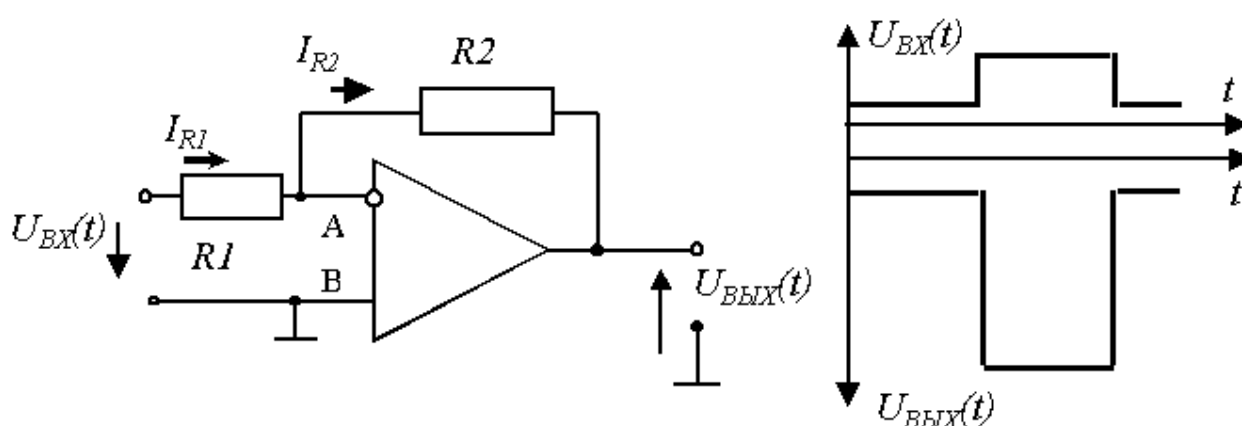


Рис. 2.6. Схема инвертирующего усилителя на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе

Схема представляет собой ОУ, охваченный параллельной ООС по напряжению. Несложно заметить, что напряжение на входе и ООС, подаваемое на вход посредством R_2 , находятся в противофазе, следовательно, обратная связь отрицательная. Входное напряжение и напряжение ООС на входе усилителя складываются параллельно, поэтому ООС – параллельная по напряжению. Вычислим для данной схемы коэффициент усиления по напряжению. На основании допущения 1 (о том, что точки А и В соединены виртуальной короткозамкнутой перемычкой) можно записать:

$$I_{R1} = \frac{U_{BX}(t)}{R_1}, \quad I_{R2} = \frac{-U_{ВЫХ}(t)}{R_2}. \quad (2.4)$$

На основании допущения 2 (о том, что токи, втекающие в ОУ равны нулю) получаем:

$$I_{R1} = I_{R2} \Rightarrow \frac{U_{BX}(t)}{R_1} = \frac{-U_{BЫX}(t)}{R_2} \Rightarrow$$
$$K = \frac{U_{BЫX}(t)}{U_{BX}(t)} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.5)$$

Из формулы (2.5) вытекает ряд важных выводов.

Схема называется «инвертирующий усилитель» потому, что в ней напряжение на выходе находится в противофазе с напряжением на входе. Говорят также, что с уменьшением входного напряжения выходное напряжение увеличивается (рис. 2.6).

Коэффициент усиления по напряжению не зависит от ОУ, а определяется внешними элементами цепи отрицательной обратной связи (резисторами). Так как резисторы обуславливают величину коэффициента усиления, его температурную, временную стабильность, другие показатели усилителя, а они, как известно, имеют малый температурный коэффициент изменения сопротивления (ТКС) и стабильны во времени, то в схеме инвертирующего усилителя удастся добиться величины коэффициента (K_U) высокой точности и стабильности.

Если резисторы выполнены из одного материала, по одной технологии, размещены рядом, то температурные и другие изменения каждого из них практически не сказываются на величине коэффициента усиления, поскольку одинаковые изменения числителя и знаменателя фактически не сказываются на величине дроби (2.5).

Инвертирующий усилитель с точно заданным коэффициентом усиления по напряжению может использоваться как масштабирующий усилитель, например для изменения масштаба напряжения, вырабатываемого датчиком. Если в качестве резистора R_2 использовать выпускаемый промышленностью в виде одной микросхемы набор резисторов и подключать нужный резистор с помощью быстродействующих электронных ключей, то можно обеспечить установку величины коэффициента усиления, в зависимости от требуемой ситуации, по программе (осуществлять программирование коэффициента усиления).

2.2.1.2. Суммирующий усилитель на основе ОУ

Типичная схема суммирующего усилителя имеет вид, как показано на рис. 2.7.

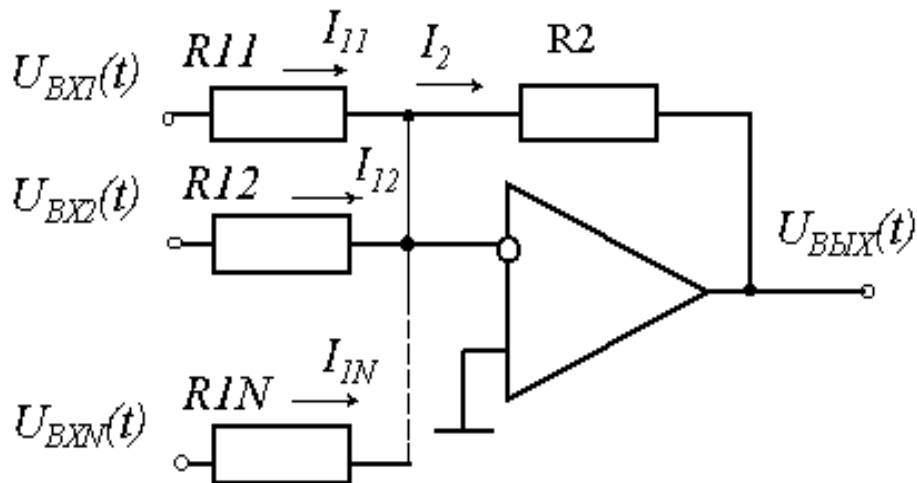


Рис. 2.7. Схема инвертирующего сумматора на основе ОУ

Проделав аналогичные выкладки, при условии, что $R11=R12 = \dots = R1N = R1$, можно получить:

$$U_{ВЫХ}(t) = -\frac{R_2}{R_1} [U_{BX1}(t) + U_{BX2}(t) + \dots + U_{BXN}(t)] \quad (2.6)$$

Как следует из (2.6) схема представляет собой инвертирующий сумматор.

Если резисторы взять разной величины, то получим схему суммирования с различными «весами».

2.2.1.3. Неинвертирующий усилитель на основе ОУ

Схема неинвертирующего усилителя имеет вид, показанный на рис. 2.8. В этой схеме ОУ охвачен последовательной ООС по напряжению. Напряжение обратной связи, поступающее посредством резистора

R_2 , воздействует на вход усилителя последовательно с входным напряжением $U_{BX}(t)$.

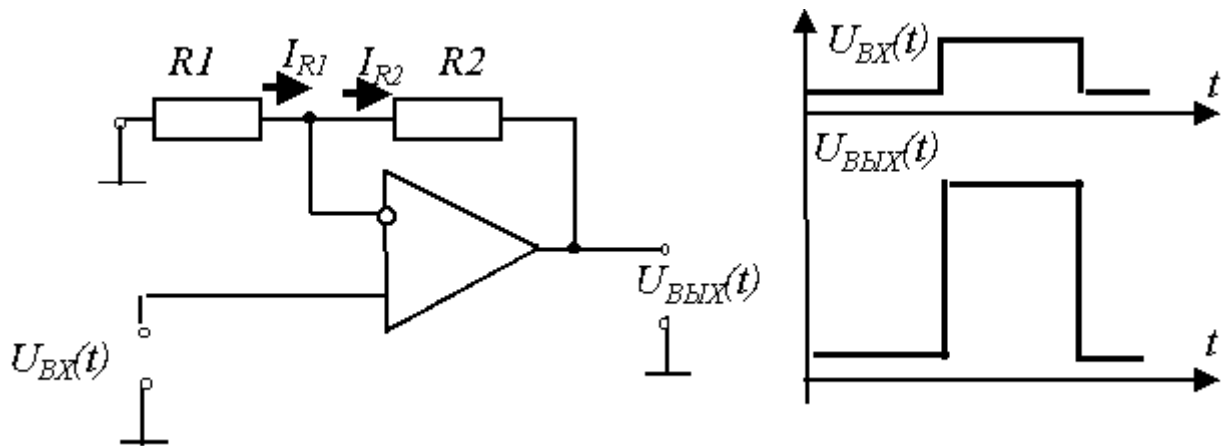


Рис. 2.8. Схема неинвертирующего усилителя на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе

Используя допущения 1 и 2, получаем:

$$I_{R1} = \frac{U_{BX}(t)}{R_1}, \quad I_{R2} = \frac{U_{ВЫХ}(t)}{R_1 + R_2}. \quad (11.7)$$

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}(t)}{U_{BX}(t)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (11.8)$$

В этом случае, как и ранее коэффициент усиления зависит от отношения резисторов и не зависит от используемого ОУ.

Неинвертирующий усилитель часто используют в режиме повторителя напряжений (рис. 2.9). Такую схему также называют буфером. Из формулы (2.8) следует, что при величине резистора R_2 , равной нулю (используется короткозамыкающая перемычка), коэффициент усиления

по напряжению будет $K_U = \frac{U_{ВЫХ}(t)}{U_{BX}(t)} = \frac{R_1 + 0}{R_1} = 1$ при любом R_1 не равном нулю. Использование R_1 теряет смысл.

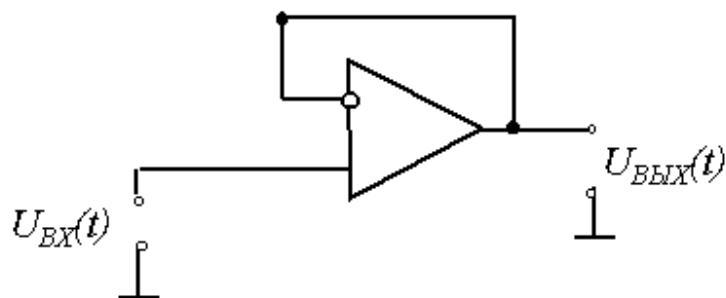


Рис. 2.9. **Схема неинвертирующего усилителя на основе ОУ в режиме повторителя напряжения (буфера)**

Основные свойства такого повторителя состоят в следующем:

1. Он имеет одинаковые напряжения на входе и выходе, усиливая сигнал по мощности.
2. Буфер обладает входным сопротивлением, в идеале, стремящемся в бесконечности.
3. Выходное сопротивление повторителя напряжения на ОУ очень мало и, в идеале, стремиться к нулю.

Следует иметь в виду, что из-за малой величины K_U , буфер имеет очень широкую полосу пропускания. По этой причине на высоких частотах отрицательная обратная связь может стать положительной, из-за чего повторитель напряжения на ОУ может «самовозбуждаться».

2.2.1.4. Измерительный усилитель на основе ОУ

Измерительные усилители (ИУ) обычно используются для усиления сигналов датчиков, включенных по мостовой схеме. Эти усилители должны выделять и усиливать малые дифференциальные сигналы на фоне больших синфазных помех. Так как аналогичную функцию реализуют дифференциальные усилители, то часто измерительные усилители на ОУ называют также дифференциальными.

Схема простейшего ИУ имеет вид, показанный на рис. 2.10.

Используя допущения 1, 2 и правило простейшего делителя напряжения, записываем:

$$\varphi_{ВХ}^+ = \varphi_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \varphi_{ВХ}^-, \quad (2.9)$$

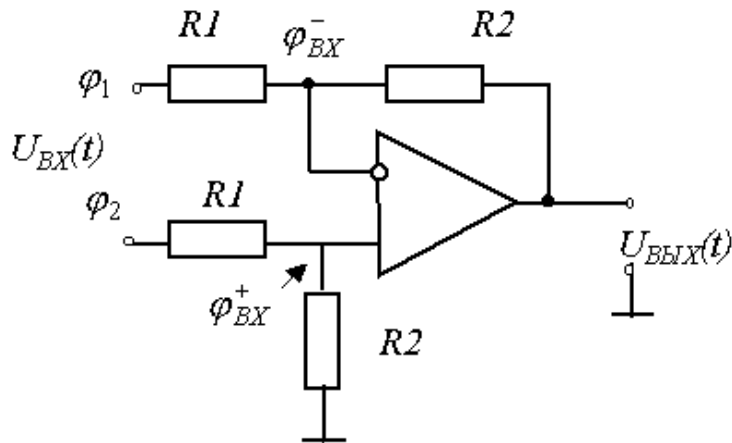


Рис. 2.10. Схема простейшего измерительного усилителя на основе ОУ

$$I_{R1} = I_{R2} \Rightarrow \frac{\varphi_1 - \varphi_{BX}^-}{R_1} = \frac{\varphi_1 - \varphi_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_1}. \quad (2.10)$$

Из второго закона Кирхгофа следует:

$$U_{BЫX}(t) - \varphi_{BЫX}^+ + I_{R2} = 0 \Rightarrow U_{BЫX}(t) = \varphi_{BЫX}^+ - I_{R2} = \varphi_{BЫX}^- - I_{R2}. \quad (2.11)$$

Тогда:

$$U_{BЫX}(t) = \varphi_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{\varphi_1 - \varphi_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} (\varphi_1 - \varphi_2). \quad (2.12)$$

Из формулы (2.12) следует, что выходное напряжение ИУ прямо пропорционально разности потенциалов на входе усилителя (дифференциальному сигналу). В случае синфазных сигналов потенциалы входов одинаковы и выходное напряжение будет равно нулю. Таким образом, измерительный усилитель усиливает дифференциальные сигналы и подавляет синфазные.

Простейший ИУ не обеспечивает тех требований, которые предъявляются к усилителям такого рода. К недостаткам простейшего ИУ следует отнести: а) большие смещения нуля; б) низкий коэффициент подавления синфазных помех; в) малая линейность амплитудной характеристики; г) он очень критичен к обеспечению точности подбора резисторов.

стором. По этой причине на практике применяют ИУ, составленные из трех ОУ (трехусилительные ИУ). В такой схеме (рис. 2.11) все элементы размещаются на одной подложке интегральной схемы и ОУ DA1, DA2, DA3 являются идентичными.

Напряжения смещения усилителей DA1, DA2 поступают на измерительный усилитель на основе ОУ DA3 как синфазный сигнал и там подавляются. Кроме того, синфазные сигналы подавляются также за счет схемы, выполненной на DA1, DA2. В целом коэффициент ослабления синфазного сигнала будет велик.

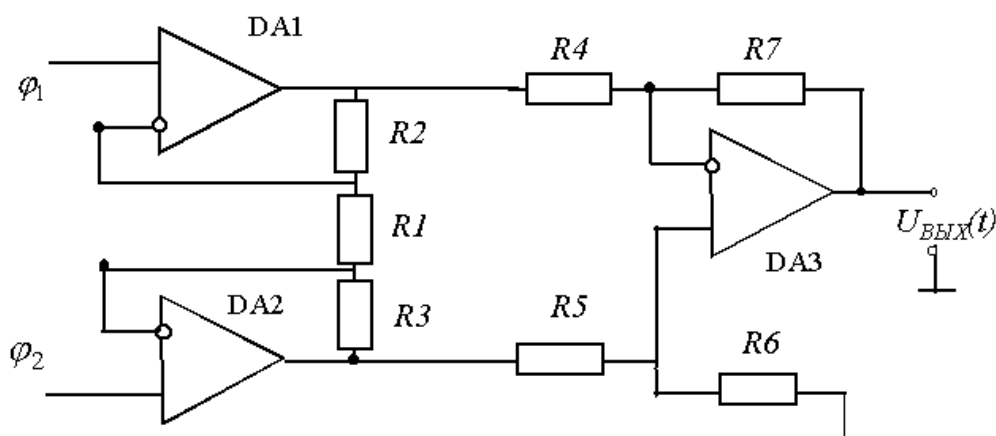


Рис. 2.11. **Схема измерительного усилителя, выполненного на основе трех ОУ**

Напряжение на выходе схемы ИУ на основе трех ОУ определяется выражением:

$$U_{BLYX}(t) = K(\varphi_1 - \varphi_2). \quad (2.13)$$

2.2.2. Усилители с частотно-зависимыми отрицательными обратными связями

Использование в цепях обратной связи реактивных элементов позволяет значительно круг операций, выполняемых с помощью ОУ

2.2.2.1. Аналоговый интегратор с операционным усилителем

На основании допущения 1 (о том, что точки А и В соединены виртуальной короткозамкнутой перемычкой) можно записать (рис. 2.12):

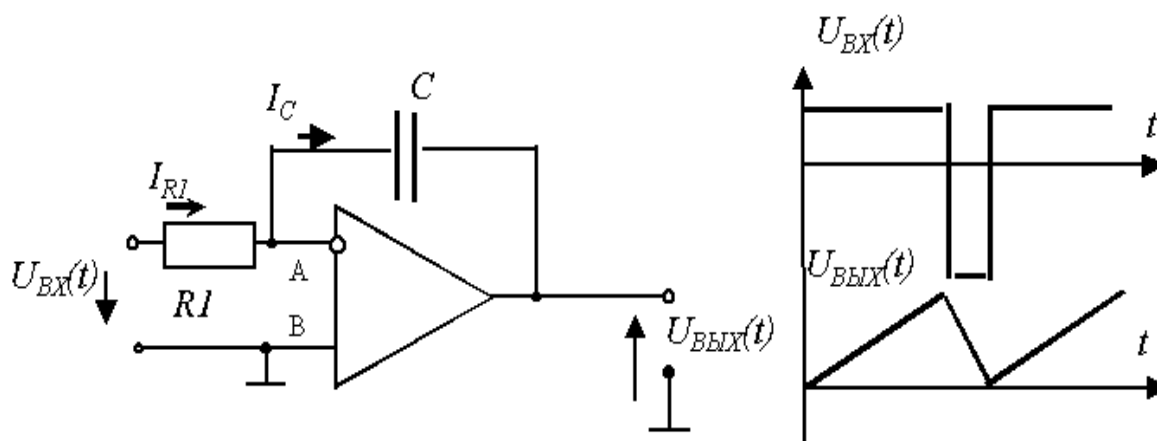


Рис. 2.12. Схема аналогового интегратора на основе ОУ и эюры напряжений на его входе и выходе

$$I_{R1} = \frac{U_{BX}(t)}{R_1}, \quad I_C = C \frac{U_C(t)}{dt} = C \frac{U_{BЫX}(t)}{dt}. \quad (2.14)$$

На основании допущения 2 (о том, что токи, втекающие в ОУ равны нулю) получаем:

$$I_{R1} = I_C \Rightarrow \frac{U_{BX}(t)}{R_1} = C \frac{U_{BЫX}(t)}{dt} \Rightarrow$$

$$U_{BЫX}(t) = \frac{1}{R_1 C} \int U_{BX}(t) dt + U_{BЫX}(t=0), \quad (2.15)$$

где $U_{BЫX}(t=0)$ – начальное напряжение на выходе, которое равно начальному напряжению на конденсаторе.

Следует обратить внимание на два важных обстоятельства.

Во-первых, как видно из рис. 2.12, интегратор может быть использован для формирования треугольных и пилообразных импульсов при условии, что на его вход подаются прямоугольные импульсы.

Во-вторых, как следует из (2.15), простейший интегратор может иметь большие погрешности интегрирования, если на конденсаторе, пе-

ред началом процесса интегрирования, имеется напряжение. Наличие напряжения может быть обусловлено явлением диэлектрической абсорбции заряда на обкладках конденсатора. По этой причине в интеграторах используют конденсаторы, у которых диэлектрик минимальным образом подвержен этому явлению. Это конденсаторы из полистирола, поликарболита, тефлона, фторопласта. Кроме того, часто используют интегратор с электрическим ключом.

Ключ используется для разряда конденсатора и установки $U_{ВЫХ}(t=0) = 0$. Ключ включается параллельно конденсатору. Перед интегрированием ключ замыкает обкладки конденсатора, устанавливая напряжение $U_{ВЫХ}(t=0) = 0$. Затем ключ размыкается и процесс интегрирования ведется при разомкнутом ключе.

2.2.2.2. Аналоговый дифференциатор с операционным усилителем

Схема дифференциатора имеет вид, показанный на рис. 2.13. Используя допущения 1 и 2, получаем:

$$I_{R1} = I_C \Rightarrow \frac{U_{ВЫХ}(t)}{R_1} = C \frac{U_{ВХ}(t)}{dt} \Rightarrow U_{ВЫХ}(t) = R_1 C \frac{U_{ВХ}(t)}{dt}. \quad (11.16)$$

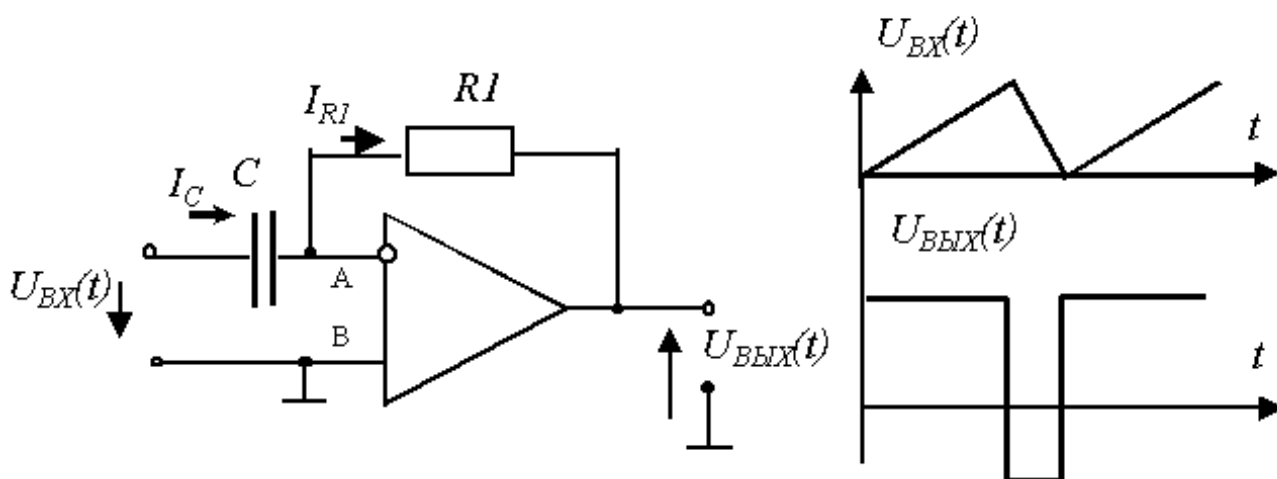


Рис. 2.13. Схема аналогового дифференциатора на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе

Как следует из (2.16) напряжение на выходе пропорционально производной входного напряжения.

Простейший дифференциатор может перестать работать, если на его вход подается сигнал с высокочастотным «шумом». В этом случае на выходе появляется сигнал, мгновенные значения которого хаотически меняются от положительных до отрицательных значений.

Чтобы можно было работать в условиях высокочастотных шумов, в схему дифференциатора вводят частотную коррекцию, которая, «сглаживая» шумы, подавляет высокочастотные помехи. Кроме того, следует иметь в виду, что простейший дифференциатор практически не пригоден для дифференцирования очень медленно меняющихся сигналов.

2.2.2.3. Активные фильтры

Мы уже рассматривали фильтры, составленные из пассивных элементов, таких как резисторы, конденсаторы. Эти простые RC - фильтры. С появлением дешевых интегральных схем ОУ широкое распространение получили «активные» фильтры, которые выполняют на основе ОУ. Немалую роль в этом сыграло то, что ОУ удается легко объединить с резисторами и конденсаторами в одну микросхему. С другой стороны, активные фильтры по стоимости, надежности, габаритным размерам и масса оказались выгоднее ставить, чем катушку индуктивности. Как известно, изготовление катушек индуктивности весьма трудная задача.

Для выделения из спектра сигнала некоторой полосы частот и передачи их с входа на выход в простейшем случае используют активные фильтры первого порядка (с одним конденсатором). В качестве простейшего фильтра низких частот может выступать интегратор, а в качестве фильтра высоких частот – дифференциатор.

У таких фильтров имеет место плавный переход от полосы прозрачности к полосе заграждения. В ряде случаев вид АЧХ и ФЧХ простых фильтров не удовлетворяет практическим потребностям. По этой причине используют фильтры более высоких порядков. С их помощью удается добиться очень резкого перехода от полосы прозрачности к полосе подавления.

В настоящее время используется большое количество вариантов исполнения активных фильтров, с помощью которых реализуются желаемые АЧХ. В частности, широко применяются специальные активные

фильтры, имеющие название Салена и Ки, Бесселя, Баттерворта, Чебышева и т.п. В них используется несколько операционных усилителей и реактивных элементов.

2.3. Нелинейные аналоговые устройства электроники

2.3.1. Усилители с нелинейными обратными связями

2.3.1.1. Логарифмирующие усилители

Схема простейшего логарифмирующего усилителя имеет вид, показанный на рис. 2.14.

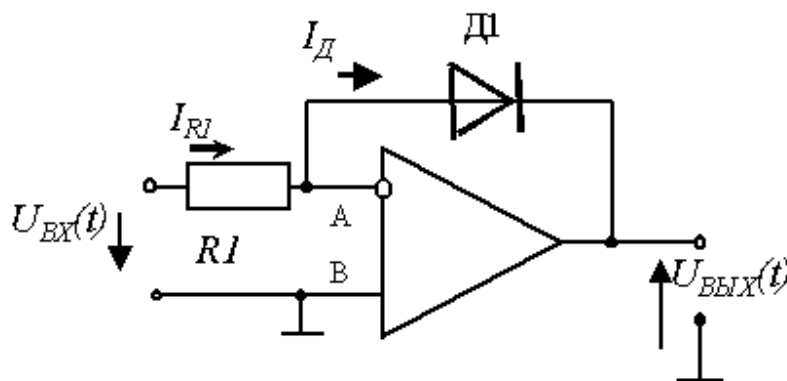


Рис. 2.14. Схема простейшего логарифмирующего усилителя

На основании допущения 1 (о том, что точки А и В соединены виртуальной короткозамкнутой перемычкой) можно записать:

$$I_{R1} = \frac{U_{BX}(t)}{R_1}, \quad I_D = I_0 \left(\ell^{\frac{U_{ВЫХ}(t)}{m\varphi_T}} - 1 \right) \approx I_0 \left(\ell^{\frac{U_{ВЫХ}(t)}{m\varphi_T}} \right). \quad (2.17)$$

На основании допущения 2 (о том, что токи, втекающие в ОУ равны нулю) получаем:

$$I_{R1} = I_D \Rightarrow \frac{U_{BX}(t)}{R_1} = I_0 \left(\ell^{\frac{U_{ВЫХ}(t)}{m\varphi_T}} \right). \quad (2.18)$$

Логарифмируя по натуральному основанию, находим:

$$\ln[U_{BX}(t)] - \ln R_1 = \ln I_0 + \frac{U_{ВЫХ}(t)}{m\varphi_T} \Rightarrow \quad (2.19)$$

$$U_{ВЫХ}(t) = m\varphi_T \{ \ln[U_{BX}(t)] - \ln R_1 I_0 \}. \quad (2.20)$$

Видим, что выходное напряжение представляет, в определенном масштабе, прологарифмированное входное напряжение.

При использовании простейшего логарифмирующего усилителя, как следует из (2.20), возникает две проблемы.

1. Выходное напряжение логарифмирующего устройства зависит от температуры.

2. Ток I_0 оказывает существенное влияние на работу логарифмирующего усилителя. Поскольку ток I_0 мал, то логарифм $\ln I_0$ – это большое отрицательное число, которым нельзя пренебречь. Кроме того, ток I_0 , в свою очередь, существенно меняется при изменении температуры.

В этой связи на практике используют схему логарифмирующего устройства с измерительным усилителем (рис. 2.15).

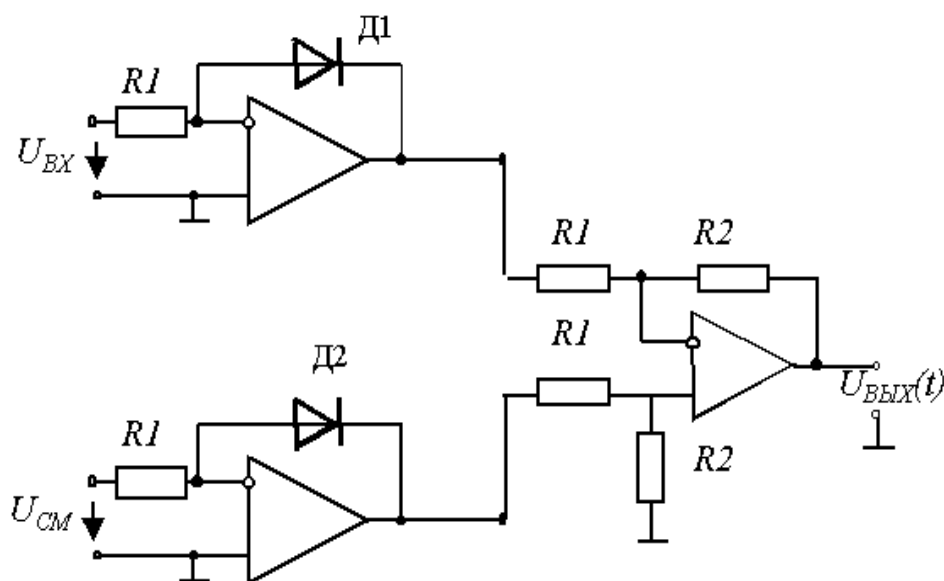


Рис. 2.15. Схема логарифмирующего усилителя с измерительным усилителем

Напряжение смещения подбирается таким образом, чтобы, за счет действия измерительного усилителя, членом $\ln RI_0$ в выражении (2.20) можно было пренебречь.

При изменении температуры меняется прологарифмированное выходное напряжение обоих логарифмирующих усилителей, включенных на входе. Но, поскольку оба этих напряжения подаются затем на измерительный усилитель, который на своем выходе создает разность, то любые температурные изменения, в конце концов, компенсируются.

2.3.1.2. Антилогарифмирующие (потенцирующие) усилители

Выходной сигнал в таком усилителе экспоненциально зависит от входного напряжения. Используя допущения 1,2 и проделав, как и ранее, выкладки, получаем:

$$\frac{U_{ВЫХ}(t)}{R_2} = I_0(\ell^{m\varphi_T}) \Rightarrow U_{ВЫХ}(t) = I_0 R_2(\ell^{m\varphi_T}). \quad (2.21)$$

Схема простейшего антилогарифмирующего усилителя имеет вид, показанный на рис. 2.16.

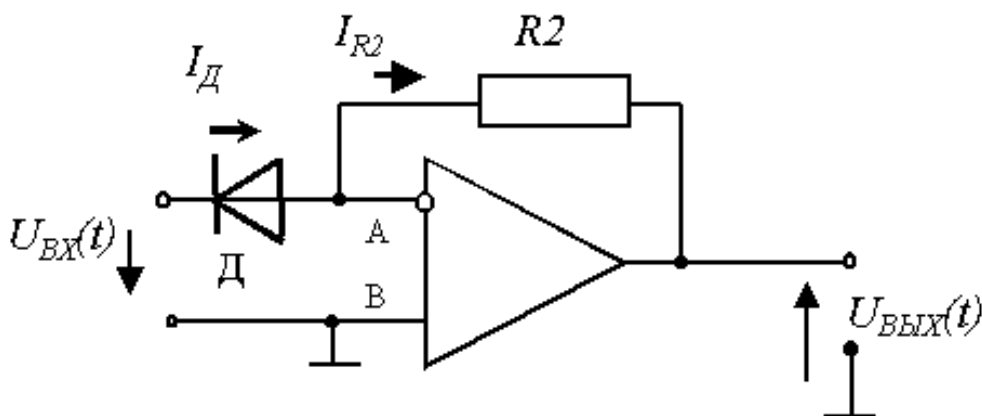


Рис. 2.16. Схема простейшего антилогарифмирующего усилителя

Логарифмические усилители часто используют для сжатия (компрессии) динамического диапазона входного сигнала в устройствах, называемых компаундерами. Антилогарифмические усилители применяют

для расширения динамического диапазона сигнала в устройствах, именуемых *экспандерами*.

2.3.2. Аналоговые компараторы

Компаратор напряжения это устройство электроники, имеющее, в простейшем случае, два входа (один – для входного сигнала, другой – для опорного напряжения) и выход, на котором, в зависимости от того больше или меньше входной сигнал опорного, формируется один бит информации (либо потенциал U^0 , соответствующий уровню логического 0, либо потенциал U^1 , соответствующий уровню логической единицы):

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} U^1, & \text{при } U_{\text{ВХ}}(t) > U_{\text{ОП}}; \\ U^0, & \text{при } U_{\text{ВХ}}(t) \leq U_{\text{ОП}}. \end{cases} \quad (2.22)$$

Эпюры напряжений, поясняющие работу аналогового компаратора, как обнаружителя превышения некого уровня входным сигналом, показаны на рис. 2.17. Если опорное напряжение равно нулю, то компаратор формирует сигнал на выходе при положительных мгновенных значениях входного сигнала. Импульс на выходе появляется в момент перехода напряжения через нуль, поэтому компараторы такого типа называют еще нуль - органом.

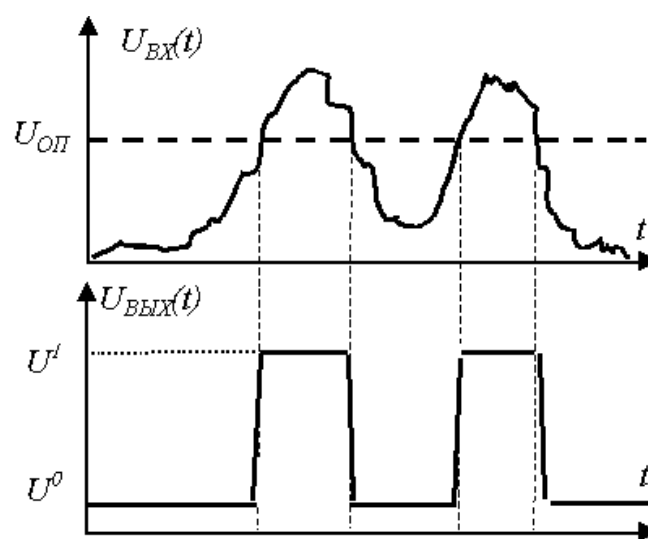


Рис. 2.17. Эпюры напряжений на входе и выходе аналогового компаратора

Выходной сигнал компаратора, как правило, подается на вход логических схем, поэтому выходные напряжения компаратора «согласованы» с требуемыми для работы логических схем (напряжениями логических уровней)

Для работы в качестве компаратора может быть применен ОУ с очень большим коэффициентом усиления напряжения. Однако такому устройству будут присущи следующие недостатки.

А. Несовместимость уровней выходного напряжения ОУ со стандартными напряжениями цифровых интегральных логических схем.

Б. Невысокое быстродействие. ОУ предназначены для работы с обратными связями в линейном режиме, поэтому они создаются исходя из соображений того, что обязательно будут использоваться отрицательные обратные связи, а также из того, что ОУ не должен самовозбуждаться на высоких частотах. Это неизбежно приводит к относительно небольшой полосе пропускания и времени нарастания напряжения ОУ, а, следовательно, к малому быстродействию компаратора. По этой причине создаются специализированные устройства для сравнения напряжений, в которых нормальным является нелинейный режим. Кроме того, компараторы используют положительную обратную связь для повышения быстродействия и борьбы с паразитными самовозбуждениями.

Передаточная характеристика компаратора имеет зону неопределенности $\Delta U_{ВХНЕОПР}$, ширина которой (рис. 2.18) зависит от коэффициента усиления и характеризует чувствительность (минимальный разностный сигнал, который может обнаружить компаратор, разрешающую способность) компаратора под которой понимают минимальную разность входных напряжений, способную переключать компаратор из одного логического состояния в другое.

Такой вид характеристики приводит к двум неприятным последствиям. Прежде всего, при очень медленном изменении входного напряжения выходной сигнал также будет изменяться замедленно, что плохо отразится на работе последующих логических схем. Еще хуже то, что под воздействием шумов и помех, при медленном изменении $U_{ВХ}(t)$, выход компаратора может многократно менять свое логическое состояние («дребезг выхода»). Выходом из положения является использование положительной обратной связи, охватывающей усилитель с большим коэффициентом усиления. В таких схемах при совпадении уровней

входного и опорного сигналов возникает скачок напряжения и зона неопределенности уменьшается.

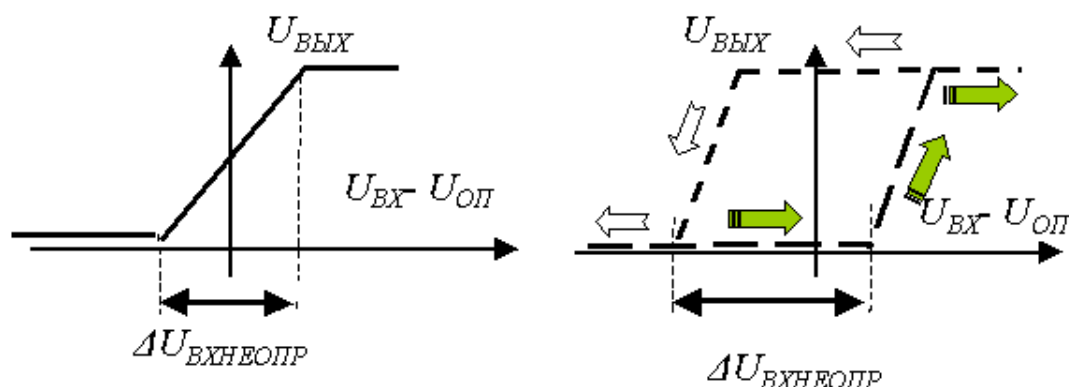


Рис. 2.18. Передаточная характеристика обычного компаратора и компаратора с гистерезисом

При этом у передаточной характеристики компаратора может появиться «петля гистерезиса» (рис. 2.18). «Гистерезис» компаратора проявляется в том, что переход из состояния U^0 в состояние U^1 происходит при одном входном напряжении, а возвращение из U^1 в U^0 при другом. Наличие гистерезиса связано с использованием в компараторе положительной обратной связи. Введение гистерезиса позволяет получить время переключения выхода, не зависящее от скорости изменения входного сигнала и избежать «дребезга выхода», вызванного шумами.

В компараторах применяется также «стробирование» - включение компаратора в работу на время пока действует импульс, называемый стробом. Это позволяет проводить операцию сравнения только в определенное, четко фиксированное время. Такие компараторы имеют вход, предназначенный для подачи импульса строба (С).

Интегральные схемы компараторов можно условно разделить по совокупности параметров на три группы: общего применения; быстродействующие; прецизионные. Кроме того, компараторы можно разделить на стробируемые и нестробируемые.

Условное обозначение компаратора, применяемое в схемах, показано на рис. 2.19.

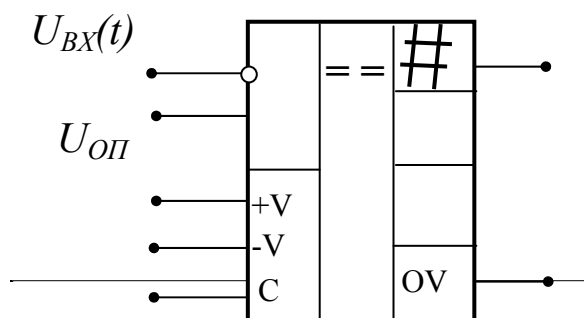


Рис. 2.19. Условное обозначение компаратора на схемах

Аналоговые компараторы обычно используют для решения следующих задач:

А) Для преобразования уровня измеряемого напряжения U_{BX} в длительность временных интервалов (в ширину импульсов). Обычно эта операция осуществляется в широтно - импульсных модуляторах.

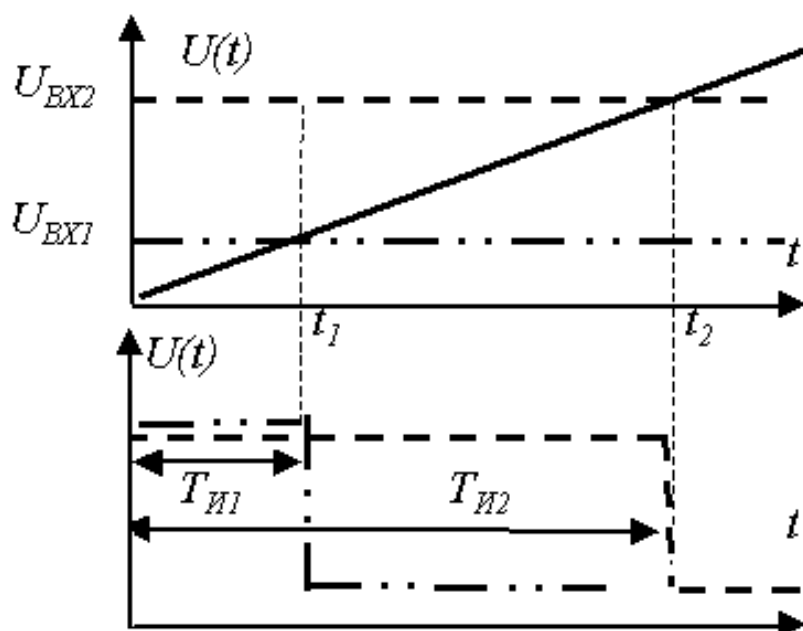


Рис. 2.20. Формирование импульсов различной длительности $T_{И1}$ и $T_{И2}$ (ширины) при подаче на вход компаратора входного напряжения $U_{BX}(t)$, разной величины, совместно с линейно нарастающим напряжением

При подаче на один вход компаратора входного напряжения U_{BX} , а на второй линейно изменяющегося напряжения с известным наклоном «пилы» на выходе будет сформирован импульс, длительность которого будет пропорциональна величине U_{BX} .

Б) Для построения схем аналогового сигнала в цифровой код в устройствах сопряжения цифровых и аналоговых сигналов. Часто такие устройства называют аналогово-цифровыми преобразователями (АЦП).

В) Для индикации состояния различного оборудования при автоматическом и полуавтоматическом контроле

Схема устройства, у которого светиться лампочка «Параметры в норме» при нахождении напряжения $U_{BX}(t)$ в заданном диапазоне величин, показана на рис. 2.21.

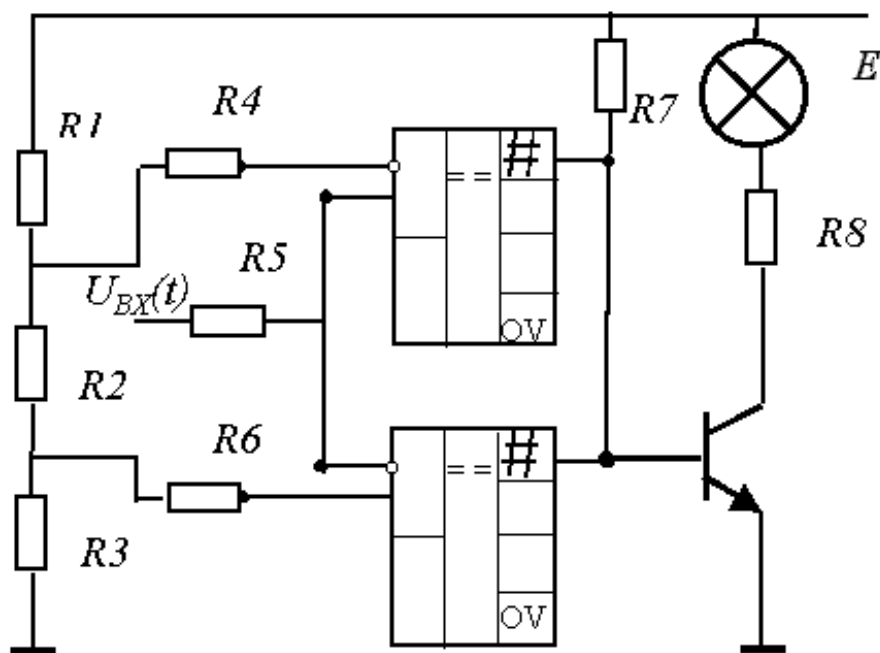


Рис. 2.21. Схема устройства индикации состояния аппаратуры, у которого, если напряжение $U_{BX}(t)$ находится в заданных пределах, то будет светиться лампочка «Параметры в норме»

При $U_{BX}(t) < U_{BX1}(t)$ нижний компаратор вырабатывает сигнал логического нуля, а верхний компаратор – логической единицы. Так как выходы объединены, то напряжение на общем выходе будет мало. При этом транзистор будет находиться в состоянии отсечки, ток через него протекать не будет. Аналогичная ситуация будет иметь место при

$U_{BX}(t) > U_{BX2}(t)$, только с точностью до наоборот: нижний компаратор будет формировать сигнал логического нуля, а верхний – единицы. В случае $U_{BX2}(t) \geq U_{BX}(t) \geq U_{BX1}(t)$ оба компаратора выработают на своих цифровых выходах логическую единицу. Потенциал базы станет достаточным, чтобы транзистор перешел в режим насыщения, через него начнет протекать ток, и лампочка будет светиться.

2.3.3. Триггер Шмитта

В прошлом столетии О.Г. Шмит впервые описал устройство так называемого несимметричного триггера на лампах. Впоследствии все разрабатываемые устройства подобного рода, в том числе на ОУ, логических интегральных элементах называют триггерами Шмитта (ТШ).

ТШ отличается следующее.

Когда входное напряжение меньше так называемого напряжения срабатывания $U_{BX}(t) < U_{CP}$, то на выходе ТШ действует низкое напряжение, равное по величине уровню логического нуля. При $U_{BX}(t) \geq U_{CP}$ входное напряжение скачком увеличивается, и становится равным по величине уровню логической единицы.

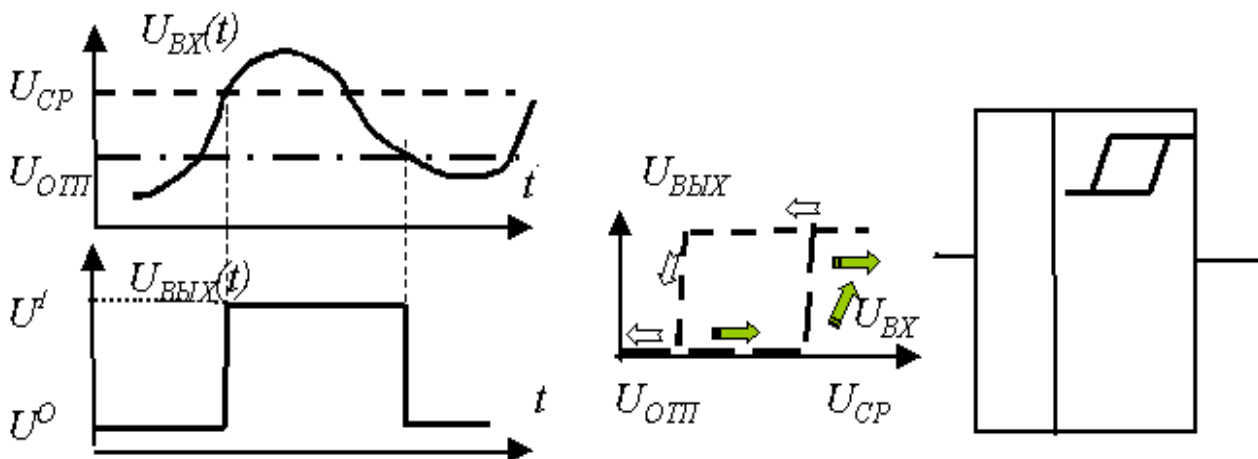


Рис. 2.22. Формирование выходного импульса в триггере Шмитта и его условное обозначение на схемах

В ТШ имеет место положительная обратная связь, поэтому процесс переключения протекает очень быстро и формируемый на выходе сигнал имеет очень короткий фронт импульса. По этой причине ТШ

обычно используется для формирования резких перепадов (скачков) напряжения из сравнительно медленно меняющихся входных сигналов. В ряде ситуаций очень важно, что плавные входные сигналы превращаются в стандартные по амплитуде импульсы с коротким фронтом.

При входном напряжении, меньшем, чем так называемое напряжение отпускания $U_{ВХ}(t) < U_{ОТП}$, ТШ возвращается в исходное состояние, при котором на его выходе формируется напряжение по уровню равное напряжению логического нуля.

Промышленностью выпускаются отдельные микросхемы ТШ. Устройства, выполняющие функции триггеров Шмитта, входят в состав более сложных интегральных схем. ТШ можно реализовать за счет введения положительной обратной связи в ОУ (рис. 2.23).

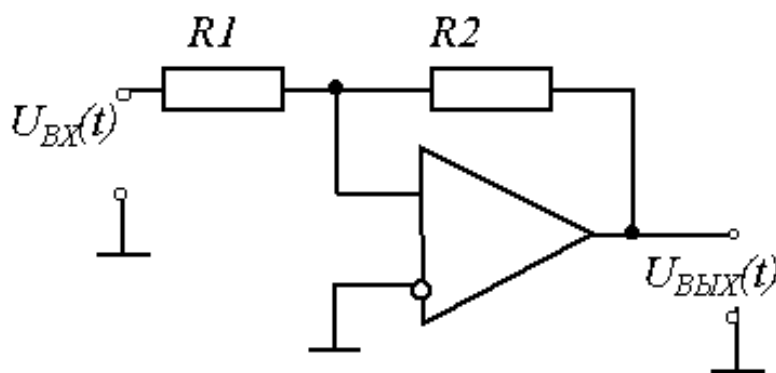


Рис. 2.23. Триггер Шмитта на операционном усилителе

2.3.4. Аналоговые интегральные перемножители сигналов

Аналоговым перемножителем сигналов (ПС) называется универсальное устройство с двумя входами (X и Y), выходное напряжение которого пропорционально произведению мгновенных значений сигналов на входах:

$$U_{ВЫХ}(t) = KU_X(t)U_Y(t), \quad (2.23)$$

где K – масштабный коэффициент.

В идеале на выходе перемножителя должно быть равно нулю, если напряжение на любом из входов равно нулю.

Аналоговые перемножители сигналов являются основой для широкого класса функциональных преобразователей, воспроизводящих определенные математические операции: умножения; деления; возведения в степень; извлечения корня. На схемах интегральные аналоговые перемножители обозначают так, как показано на рис. 2.24.

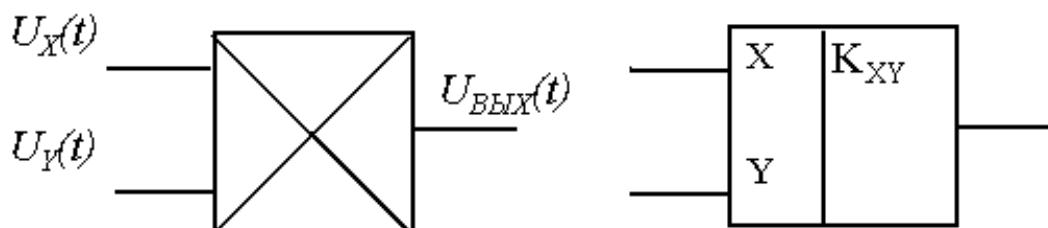


Рис. 2.24. Условное обозначение на схемах аналоговых интегральных перемножителей

Аналоговый интегральный перемножитель может быть реализован по методу логарифмических и антилогарифмических преобразований (рис. 2.25).

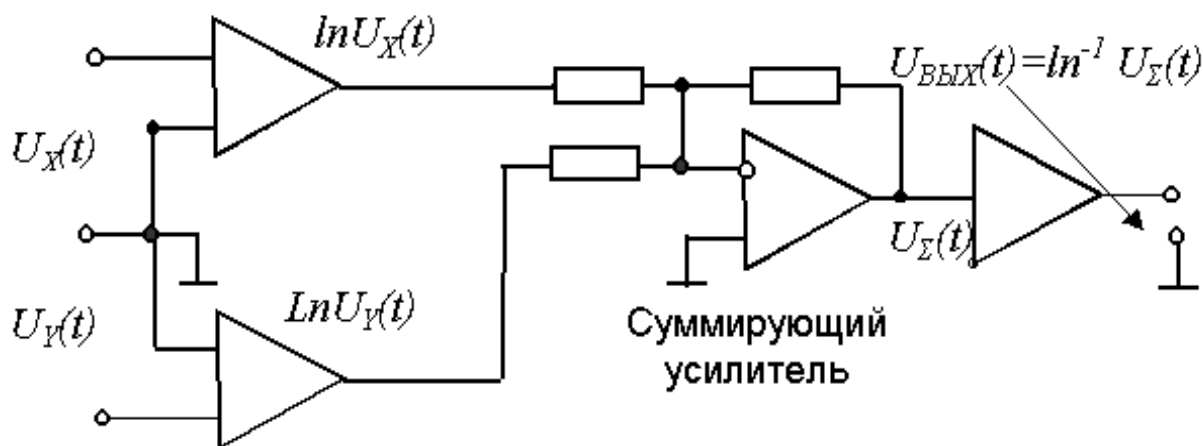


Рис. 2.25. Структурная схема аналогового интегрального перемножителя, использующего метод логарифмических и антилогарифмических преобразований

Перемножитель состоит из двух логарифмических, суммирующего и антилогарифмирующего усилителей. Несложно записать:

$$U_{\Sigma}(t) = K_1 \{ \text{Ln}[U_X(t)] + \text{Ln}[U_Y(t)] \} = K_1 \text{Ln}[U_X(t)U_Y(t)],$$

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \text{antiLn}[U_{\Sigma}(t)] = K_2 U_X(t)U_Y(t). \quad (11.24)$$

С помощью перемножителей, включаемых по определенным схемам совместно с ОУ, осуществляют операции возведения в квадрат, извлечения корня, деления, преобразования координат (к примеру, из декартовой в полярную систему координат и наоборот).

2.3.5. Генераторы сигналов и таймеры

Во многих изделиях аналоговой и цифровой электроники используются генераторы импульсов. Как правило, они задают «ритм работы» устройства или, как чаще говорят, - осуществляют синхронизацию (совмещение во времени) работы устройства. В телевизионном изображении за счет подобной синхронизации строк и кадров мы видим передаваемую «картинку» на телевизионном экране. В мобильном телефоне происходит обмен «посланиями» только в определенные промежутки времени, которые как раз и задают импульсами. Аналогичные задачи решаются генераторами и в других устройствах электроники.

При этом в устройствах, в электронных системах в целом, обычно используются несколько генераторов. Один из них как бы главный, независимый от других. Другие, зависимые генераторы, «согласуют свою работу с главным» и их работа определяется работой независимого генератора.

Независимые генераторы импульсов формируют высокостабильную тактовую последовательность, как правило, прямоугольных импульсов, параметры которой известны с очень высокой точностью. Зависимые генераторы импульсов создают вспомогательные импульсные последовательности заданной формы, длительности, периода следования. При этом появление вспомогательного импульса либо совпадает с началом фронта тактовой последовательности, либо происходит с задержкой на некоторое время относительно фронта тактовой последовательности.

Для создания тактовых последовательностей импульсов, по форме приближающейся к прямоугольной, используют:

Процесс формирования импульсов в АМВ на ОУ удобно разбить на несколько этапов:

1. После включения питания благодаря положительной обратной связи схема окажется в одном из двух состояний, характеризующихся «насыщением» выхода ОУ. Действительно, так как в начале $U_C = 0$, то вход 1 ОУ имеет потенциал близкий к нулю. У ОУ, как отмечалось, всегда имеется небольшое напряжение сдвига, поэтому на вход 2 поступит напряжение с выхода (либо положительное, либо отрицательное в зависимости от напряжения смещения). Разница напряжений на входах 1 и 2 усиливается ОУ, имеющим очень большой коэффициент усиления по напряжению, и рабочая точка ОУ скачком переместится по динамической характеристике к положительному пределу. Это переводит ОУ в режим ограничения напряжения (положительного насыщения).

2. Далее работа АМВ будет состоять из двух тактов.

Пусть в момент включения на выходе ОУ сформировалось положительное напряжение. Величина его будет зависеть от величины напряжения стабилизации стабилитрона, так как при росте напряжения на выходе ОУ в нижнем стабилитроне наступит электрический пробой и напряжение зафиксируется на уровне $+U_{CT}$, определяемом типом стабилитрона.

Тогда, начиная с момента t_0 , конденсатор C через резистор R начнет заряжаться (накапливать между обкладками энергию электрического поля) с постоянной времени $\tau = RC$. Напряжение на его обкладках начнет расти, а потенциал точки 1 увеличиваться (на графике рис. 2.26 показано штриховой линией).

Напряжение на входе 2 будет неизменным и, согласно правилу простейшего делителя напряжения, будет при этом равно:

$$U_{BX2}^+ = \frac{U_{CT} R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.25)$$

Конденсатор будет заряжаться до тех пор, пока напряжение на нем не окажется по величине чуть больше U_{BX2}^+ . В этот момент t_1 , благодаря большому усилению ОУ и положительной обратной связи, возникнет, как говорят, регенеративный процесс переключения и напряжение на

выходе схемы скачком изменит свою полярность, перейдя в «отрицательное насыщение». Напряжение на входе 2, согласно правилу простейшего делителя напряжения, станет при этом равным:

$$U_{BX2}^- = \frac{-U_{CT}R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.26)$$

С этого момента конденсатор через резистор R начнет перезаряжаться, отдавая накопленную энергию электрического поля, и напряжение на нем будет уменьшаться, стремясь по величине к U_{BX2}^- .

В момент t_2 , разница напряжений на входах 1 и 2 опять станет малой, начнется регенеративный процесс, и рабочая точка ОУ скачком переместится по динамической характеристике к положительному пределу, в режим «положительного насыщения». Далее начнут протекать процессы заряда конденсатора C , о чем мы уже говорили.

Период колебаний T для рассмотренного случая равенства абсолютных величин высокого и низкого уровней выходного напряжения

$|U_{ВЫХ}^+| = |U_{ВЫХ}^-|$ определяется соотношением:

$$T = t_u^+ + t_u^- = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right). \quad (2.27)$$

Таким образом, напряжение на выходе схемы АМВ будет иметь вид периодической последовательности импульсов длительность и период следования которых будет определяться величинами конденсатора C и резистора R .

Мультивибратор на основе двух интегральных компараторов часто называют таймером. Он, как специализированное импульсное устройство, может формировать высокостабильные временные интервалы, величиной от долей микросекунд до двух часов. Он может работать как в автоколебательном режиме, так и в режиме ждущего мультивибратора. В основе принципа работы таймера, как и большинства рассмотренных выше импульсных устройств, лежит процесс заряда (разряда) конденса-

тора. Для того, чтобы зафиксировать достижение заданных уровней заряда (разряда), используются компараторы. Внутренняя структура таймера и эюры напряжения на нем показаны на рис. 2.27.

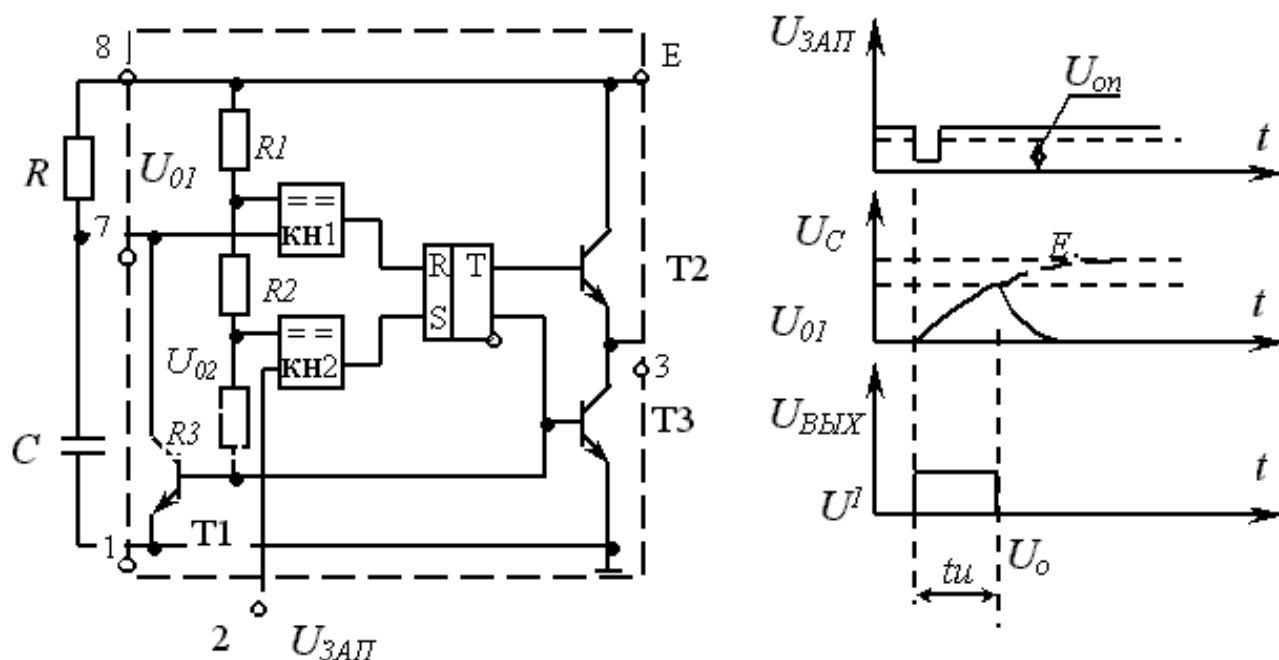


Рис. 2.27. Схема мультивибратора на основе таймера (двух компараторов) и эюры напряжений на нем

Одинаковые по величине резисторы $R1$, $R2$ и $R3$, расположенные внутри микросхемы, создают опорные напряжения U_{01} и U_{02} для компараторов $KH1$ и $KH2$. Так как все три резистора имеют одинаковые сопротивления, то, согласно правилу простейшего делителя напряжения, пороговое напряжение верхнего компаратора составляет $2/3$ ($0,66 E$) от напряжения питания, а нижнего компаратора – $1/3$ ($0,33E$) от напряжения питания. Когда напряжение на нижнем по схеме компараторе (по входу «запуск») достигает величины, равной $1/3$ напряжения питания, на выходе нижнего по схеме компаратора формируется сигнал логической единицы, который по входу S («установить») запускает RS – триггер и на его прямом выходе устанавливается высокий потенциал (сигнал логической единицы). На вход верхнего по схеме компаратора (именуемый как «вход» таймера) обычно поступает напряжение с конденсатора C , что задает время. Как только напряжение на конденсаторе при зарядке достигает величины $2/3$ от напряжения питания, то верхний по схеме ком-

паратор формирует на своем выходе сигнал логической единицы, который по входу R (сброс) устанавливает на прямом выходе триггера низкий потенциал (сигнал логического нуля). Результаты сравнения входных напряжений, зафиксированные RS - триггером, после усиления транзисторами T1 и T3, поступают на выход таймера в виде логических уровней. Транзистор T1 – это электронный ключ, который служит для быстрого разряда конденсатора. Резистор R и конденсатор C являются внешними элементами, которые подключаются к выводам микросхемы.

Рис. 2.27 иллюстрирует работу таймера в режиме ждущего мультивибратора, когда мультивибратор генерирует одиночный прямоугольный импульс заданной длительности. В исходном состоянии конденсатор C разряжен через открытый внутренний транзистор T1. Действительно, если на вход таймера (вход «запуск») подается напряжение, которое превышает U_{02} , то на выходе нижнего по схеме компаратора формируется сигнал, который устанавливает RS – триггер по прямому выходу в единичное состояние. На инверсном выходе RS – триггера – нулевое состояние. Транзистор T2 закрыт, а транзисторы T1 и T3 открыты и насыщены. Конденсатор разряжен ($U_{co} \sim 0$), на выходе таймера $U_{ВЫХ} = U^0 \sim 0$.

При подаче импульса запуска отрицательной полярности выходное напряжение компаратора КН2 будет соответствовать логическому нулю, и RS - триггер переводится по прямому выходу в нулевое состояние. Транзисторы переключаются. Транзисторы T1 и T3 переходят в режим отсечки, а транзистор T2 – в режим насыщения. На выходе таймера появится напряжение, соответствующее логической единице $U_{ВЫХ} = U^1$.

С этого момента конденсатор C начинает заряжаться от источника питания E через резистор R. Когда напряжение на нем достигает уровня U_{01} , компаратор КН1 срабатывает, в результате чего RS - триггер возвращается в исходное состояние.

На рис. 2.28 показана схема включения таймера в автоколебательном режиме и эпюры напряжений, иллюстрирующие его работу. Конденсатор подключен ко входу 2 таймера «запуск». Он может заряжаться от источника питания через внешние резисторы. В этом случае мультивибратор будет генерировать последовательность прямоугольных импульсов напряжения с заданными значениями частоты и скважности.

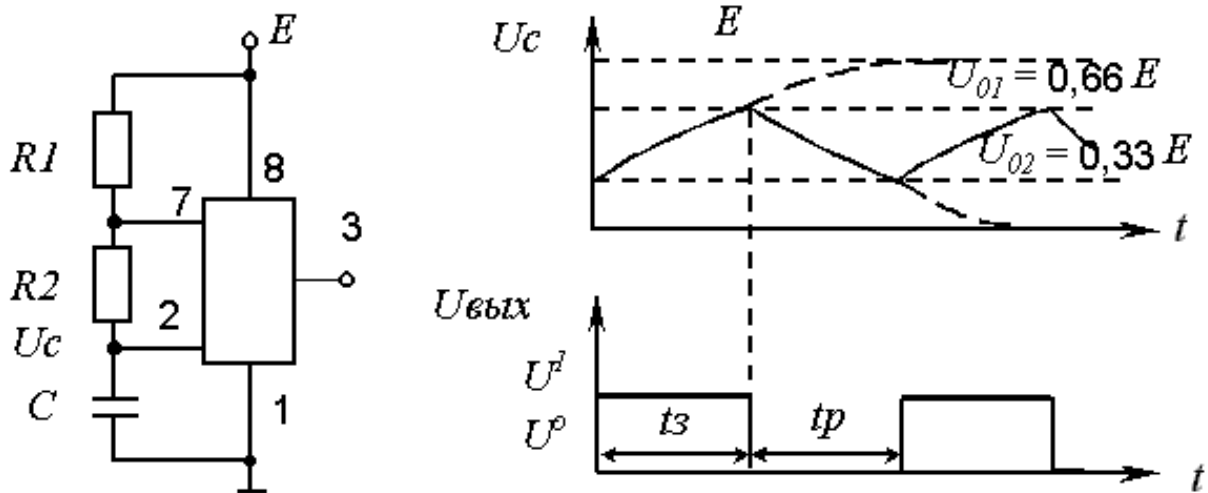


Рис. 2.28. Схема автоколебательного мультивибратора на основе таймера и эпюры напряжений на нем

Предположим, что в момент времени $t = 0$ напряжение на выходе таймера $U_{ВЫХ} = U^1$. Конденсатор начинается заряжаться через внешние резисторы $R1$ и $R2$. Пока напряжение на выводе 7 («вход» таймера), состоящее из суммы напряжений U_C на конденсаторе C и резисторе $R2$, меньше опорного $U_{01} = 0,66 E$, верхний по схеме компаратор КН1 не срабатывает – на его выходе U^0 . Напряжение на входе 2 таймера (вход «запуск») выше опорного напряжения $U_{02} = 0,33 E$, поэтому на выходе нижнего по схеме компаратора КН2 логическая единица. Триггер в единичном состоянии, на выходе таймера $U_{ВЫХ} = U^1$.

Когда напряжение на выводе 7 достигает уровня U_{01} , компаратор КН1 срабатывает, на его выходе появляется напряжение логической единицы, которое устанавливает RS - триггер в нулевое состояние. На выходе таймера $U_{ВЫХ} = U^0$. Конденсатор начинает разряжаться через резистор R и открытый транзистор Т1. Через некоторое время напряжение на конденсаторе, а, следовательно, и на входе «вход» уменьшится до одной трети напряжения питания. Нижний компаратор возвратит триггер в исходное состояние (состояние логической единицы). На выходе компаратора снова появится напряжение высокого уровня.

В электронике, помимо генераторов импульсов, используют генераторы синусоидальных колебаний. Последние, по типу колебательной

системы и условий создания процесса генерации, разделяют на следующие группы:

А. RC – автогенераторы.

Б. LC – автогенераторы.

В. Автогенераторы с кварцевой стабилизацией.

На низких частотах удобно использовать резисторы и конденсаторы. Поэтому RC – автогенераторы работают, когда необходимо создавать синусоидальные сигналы с частотами 0,1 Гц...100 кГц.

На низких частотах габариты катушки индуктивности очень велики. Они становятся приемлемыми на высоких частотах. По этой причине LC – автогенераторы применяют тогда, когда требуется генерировать гармонические сигналы с частотами 100 кГц...100 МГц.

В процессе работы автогенератор подвергается воздействию различных внешних (говорят - дестабилизирующих) факторов, которые могут приводить к изменению частоты его колебаний. Основными причинами нестабильности генерируемой частоты автогенератора являются: а) изменения температуры окружающей среды; б) изменения напряжения источников питания; в) механические воздействия (тряски, вибрации, деформации и т. п.). Автогенераторы обычного исполнения не позволяют добиться относительной стабильности частоты меньшей чем $\Delta f / f \leq 10^{-4}$. В тех случаях, когда требуется получать большие стабильности частоты генерируемых колебаний $\Delta f / f \leq 10^{-7}$, применяют кварцевые автогенераторы. Как Вам уже известно, кварц, обладая пьезоэлектрическим эффектом, позволяет получать стабильные колебания.

В электронике часто требуется для работы устройств несколько стабильных гармонических колебаний. Создавать на каждую частоту свой кварцевый автогенератор дорого и нецелесообразно. Обычно в таких случаях используют синтезаторы частот. В них используют один высокостабильный кварцевый автогенератор, а другие требуемые частоты получают, производя такие операции как деление, умножение, суммирование и вычитание основной частоты и гармоник. В синтезаторах используют устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые позволяют добиваться стабильности всех генерируемых синтезатором частот такой же, как и опорной, получаемой от кварцевого автогенератора. ФАПЧ позволяет реализовывать также высокоэффективные следящие системы для стабилизации скорости вращения электродвигателя.

Контрольные вопросы

1. Какое устройство называют операционным усилителем?
2. Приведите и поясните условное обозначение операционного усилителя на схемах.
3. Укажите связь между дифференциальным сигналом и выходным напряжением идеализированной модели ОУ.
4. Приведите и поясните структурную схему ОУ, выполненного по современной технологии.
5. Приведите и поясните основные параметры, которыми обычно характеризуют ОУ.
6. Охарактеризуйте на какие группы делят ОУ по предполагаемому применению.
7. Какие допущения используют при анализе схем ОУ с обратными связями?
8. Охарактеризуйте понятие в электронике: обратная связь.
9. Какие виды обратной связи по способу передачи выходного сигнала на вход Вы знаете?
10. Какие виды обратной связи по способу подачи сигнала обратной связи на вход усилителя?
11. Нарисуйте и поясните схему инвертирующего усилителя на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе.
12. Нарисуйте и поясните схему инвертирующего сумматора на основе ОУ.
13. Нарисуйте и поясните схему неинвертирующего усилителя на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе.
14. Нарисуйте и поясните схему неинвертирующего усилителя на основе ОУ в режиме повторителя напряжения (буфера).
15. Поясните назначение простейшего измерительного усилителя на основе ОУ. Нарисуйте схему.
16. Нарисуйте и поясните схему аналогового интегратора на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе.
17. Поясните назначение и схему аналогового дифференциатора на основе ОУ и эпюры напряжений на его входе и выходе.
18. Поясните назначение и схему простейшего логарифмирующего усилителя.

19. Поясните назначение и схему простейшего антилогарифмирующего усилителя.
20. Что такое аналоговый компаратор напряжения?
21. Какие особенности присущи триггерам Шмитта?
22. Поясните назначение аналоговых перемножителей сигналов.
23. Что такое таймер и для чего его используют в электронике?
24. Нарисуйте и поясните схему автоколебательного мультивибратора на основе таймера и эюры напряжений на нем
25. На какие группы разделяют генераторы синусоидальных колебаний по типу колебательной системы и условий создания процесса генерации?
26. В чем состоит назначение ФАПЧ?

3. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Вам уже известно, что для обеспечения функционирования электронных устройств необходимы источники электрической энергии. Привычнее всего, когда энергию, как говорят, для «питания», электронная аппаратура получает от промышленной сети переменного тока. Для «питания» ряда устройств используют также другие первичные источники, к примеру, аккумуляторы, которые преобразовывают неэлектрическую энергию в электрическую.

Довольно редко удается осуществить питание всех устройств непосредственно от источника первичной энергии. В большинстве случаев первичный источник или стандартная сеть по виду временной зависимости, стабильности, уровню напряжения оказываются непригодными для питания современных электронных устройств. В этой связи всегда возникает необходимость преобразования электрической энергии в требуемый вид и качество и неотъемлемой частью электронной аппаратуры становятся источники вторичного электропитания, которые обеспечивают ее энергией, соответствующей нуждам. Класс устройств, преобразующих электрическую энергию весьма разнообразен. Например, с энергетической точки зрения, он охватывает диапазон мощностей от долей ватта до сотен киловатт. Современному специалисту, независимо от его узкой специализации, постоянно приходится иметь дело с вторичными источниками питания, с электрическими преобразователями, используемыми в различных изделиях.

Мы рассмотрим основные или, как говорят, классические звенья таких преобразователей. В частности, будут изучены такие устройства, как силовые трансформаторы, выпрямители, сглаживающие фильтры, которые применяются для преобразования энергии переменного электрического тока, потребляемой от первичной сети, в энергию с почти неизменным во времени законом изменения напряжения. Мы также будем говорить о стабилизаторах постоянного напряжения, которые необходимы для поддержания постоянства выходного напряжения источника питания.

Миниатюризация потребителей энергии, обострение проблемы энергосбережения, в частности, необходимость получения КПД с величиной, приближающейся к единице, привели к созданию вторичных ис-

точников, в которых используется ключевые режимы работы приборов и принцип импульсного регулирования. Мы изучим принципы построения импульсных источников вторичного питания с бестрансформаторным входом, основные звенья преобразователей такого рода - конверторы и инверторы. Наряду с жесткими требованиями к качеству выходных напряжений, высокой стабильности и повышенной надежности, современным вторичным источникам электрического питания присуще наличие технических решений, позволяющих не вносить в первичную сеть помех, обеспечивать высокий «косинус фи», адекватно реагировать на возникновение различных аварийных ситуаций. Мы изучим принципы построения дополнительных блоков источников питания, позволяющих решать названные задачи. В частности, будут рассмотрены идеи, лежащие в основе работы корректоров мощности и устройств, чувствительных к уровню напряжения.

3.1. Общие сведения об источниках электропитания

Неотъемлемой частью электронной аппаратуры является источник питания, обеспечивающий ее электрической энергией требуемого вида и качества. В каждом из видов электронной аппаратуры, будь то персональный компьютер, принтер, CD – проигрыватель, система управления оборудованием печати или сложным техническим объектом, имеется устройство, выполняющее одну и ту же функцию: обеспечение электропитанием всех входящих в данное устройство элементов. Наличие в той или иной электронной аппаратуре, какой бы сложной она не была, источника электропитания настолько очевидно, что часто на общей функциональной электрической схеме аппаратуры он даже не указывается. При этом оговаривается лишь перечень необходимых номиналов напряжений и требования по мощности.

В настоящее время промышленностью выпускается огромное разнообразие источников электропитания различного назначения и класса. Чтобы научиться ориентироваться в этом многообразии и выбрать тот, который наиболее подходит, надо понимать по какому основанию разделяют (классифицируют) источники электропитания и к какой группе относиться тот или иной источник энергии.

Если исходить из классификации компонентов электрической цепи, то простейший источник питания это активный компонент, источник элек-

ромагнитной энергии, обеспечивающий ею всю электрическую цепь. По отношению к внешним выводам и с точки зрения главных его свойства источник питания, в идеале, приближается к идеализированному источнику напряжения (ИИН) с заданной и не зависящей от величины тока, отдаваемого во внешнюю цепь, электродвижущей силой (ЭДС). Обычно источник питания есть источник постоянной ЭДС. У него напряжение на внешних выводах есть величина постоянная $U_0 = \text{const}$, не зависящая от времени, тока, сопротивления нагрузки и воздействия различных факторов окружающей среды. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) источника питания, в идеале, имеет вид, показанный на рис. 3.1.

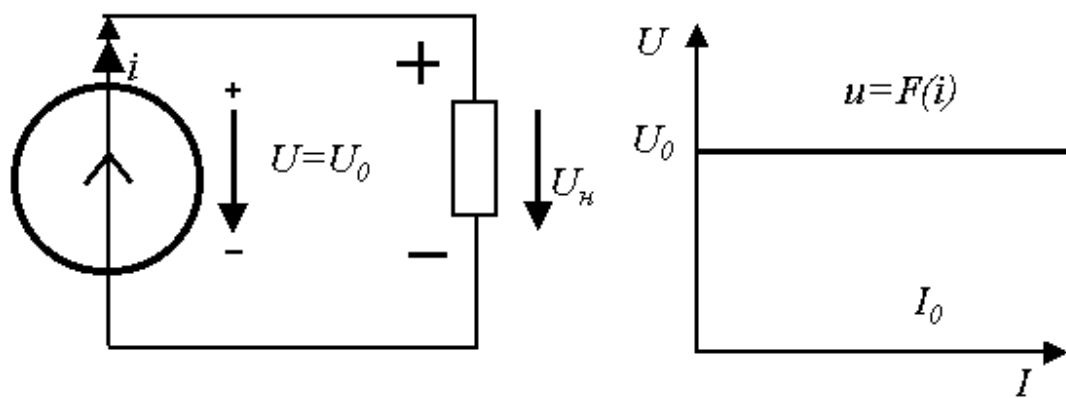


Рис.3.1. Модель простейшего источника питания с нагрузкой и его вольт-амперная характеристика

Такой вид графика ВАХ источника питания означает, что ему присущи следующие свойства:

1. Величина выходного напряжения на выводах источника питания U_0 не зависит от свойств подключенной к нему цепи (нагрузки). Каково бы не было сопротивление нагрузки (какой бы ток не потребляла нагрузка), как бы оно не менялось по величине и с течением времени напряжение на выводах источника питания должно оставаться одним и тем же неизменным, стабильным. Предполагается, что у источника питания ЭДС также не зависит от условий окружающей среды, в первую очередь от температуры (ИИН должен быть термостабильным), и от всякого рода других дестабилизирующих факторов (к примеру, от старения элементов, из которых он изготовлен и т.п.).

2. Дифференциальное внутреннее сопротивление источника питания, являясь производной от постоянной величины, в идеале стремится к нулю.

3. Такой идеализированный источник способен отдавать потребителю требуемую от него мощность.

Все источники электропитания можно также разделить на первичные и вторичные.

К *первичным* обычно относят такие источники, которые преобразуют неэлектрическую энергию в электрическую. Обычно это электромеханические генераторы, электрохимические источники — аккумуляторы или гальванические элементы, фотоэлектрические генераторы — солнечные батареи и фотоэлементы, термоэлектрические источники и др. Если источники электропитания являются составной частью стационарной электронной аппаратуры, то в качестве системы электроснабжения используется стационарная промышленная электросеть. При размещении аппаратуры на подвижном (переносимом) носителе используется автономная система электроснабжения. В этом случае это может быть аккумуляторная батарея транспортного средства, специальный бензиновый электрогенератор, установленный на подвижном средстве или прицепе к нему.

Непосредственное использование первичных источников затруднено тем, что их выходное напряжение в большинстве случаев не поддается регулировке, а стабильность его недостаточно высокая. Кроме того, для питания электронной аппаратуры в большинстве случаев требуется высокостабильное напряжение с различными номинальными значениями — от единиц вольт до нескольких сотен вольт, а в ряде случаев даже выше. Например, для питания электронной схемы телевизора необходимо несколько различных напряжений: +12 В — для питания блока радиоканала, +130 В — для питания блока разверток, +25 кВ — для питания кинескопа. Можно также отметить, что для питания персонального компьютера нужны несколько напряжений. По этой причине любое электронное устройство содержит так называемый вторичный источник электропитания, который подключается к одному из первичных источников,

Источники *вторичного* электропитания (ИВЭП) предназначены для формирования, за счет использования энергии первичных источников питания, напряжений с заданными параметрами и характеристиками, необходимых для работы компонентов и элементов электронных устройств. Они могут быть выполнены в виде отдельных блоков или входить

в состав других, более сложных, функциональных электронных узлов. Их основной задачей является преобразование энергии первичного источника в комплект выходных напряжений, которые могут обеспечить нормальное функционирование электронного устройства.

В состав ИВЭП, кроме самого источника питания, могут входить дополнительные устройства, которые обеспечивают его нормальную работу при различных внешних воздействиях. Обычно ИВЭП включается между первичным источником и нагрузкой, поэтому на него воздействуют различные факторы, связанные с изменениями характеристик, как первичного источника, так и нагрузки. К примеру, устройство защиты и коммутации позволяет сохранить работоспособность ИВЭП при возникновении различных нестандартных режимов: короткого замыкания в нагрузке, ее внезапного отключения, резкого повышения окружающей температуры и др. Это дополнительное устройство, в свою очередь, может быть обеспечено собственными источниками электропитания, включая резервные аккумуляторы или гальванические элементы. ИВЭП также должен обеспечивать нормальное функционирование питаемой им электронной аппаратуры при увеличении или понижении напряжения первичного источника. Устройство управления и контроля, входящее в состав ИВЭП, может быть использовано для дистанционного включения или выключения источника, перевода его в режим энергосбережения, формирования сигналов, подтверждающих, что параметры напряжения находятся в норме, и др.

Классификацию ИВЭП можно выполнить и по другим признакам: принципу действия, назначению, количеству каналов выходного напряжения, виду используемых первичных источников и др.

По принципу действия ИВЭП можно разделить на две большие группы:

- а) источники вторичного электропитания, получающие электроэнергию от сети переменного тока через силовой трансформатор;
- б) бестрансформаторные.

В ИВЭП с *силовым трансформатором* напряжение переменного тока, например, силовой сети, вначале изменяется по величине амплитуды при помощи трансформатора, а затем выпрямляется и стабилизируется. Такие источники из-за применения низкочастотного силового трансформатора имеют наихудшие массогабаритные показатели. Это связано с тем, что используется трансформатор, работающий на частоте

50Гц и с необходимостью фильтрации низкочастотных пульсаций, что увеличивает массу и габаритные размеры фильтров. Удельная мощность таких источников не выше 20 – 50 Вт/кг, КПД при отсутствии стабилизации не выше 0,4 – 0,5 а при наличии стабилизаторов не выше 0,1 – 0,4. В связи с этим источники этого типа почти повсеместно вытесняются источниками, работающими в импульсном режиме.

В *бестрансформаторных (импульсных)* ИВЭП переменное напряжение сети сразу же выпрямляется, а затем преобразуется в импульсное напряжение более высокой частоты. На заключительной стадии импульсное напряжение снова выпрямляется и стабилизируется. У таких источников отсутствует в составе низкочастотный силовой трансформатор, имеющий большие габаритные размеры и массу. Источники этого типа имеют сетевой выпрямитель, питаемый от первичной сети переменного тока, импульсный преобразователь (обычно с широтно-импульсным регулированием и с высокочастотным трансформатором, функционирующем на частоте порядка сотен килогерц), ряд высокочастотных выпрямителей, питающих ток нагрузки.

На выходе выпрямителей могут включаться стабилизаторы, непрерывного действия.

Поскольку элементы выходных электронных цепей в таких источниках обычно работают в импульсном режиме, то и ИВЭП такого типа часто называют импульсными. Если быть более точным, то их следует называть несколько иначе: с бестрансформаторным входом.

Благодаря включению на выходе сетевого выпрямителя импульсного ИВЭП конденсатора большой емкости возможна работа некоторое время таких источников при внезапном отключении (провале) сети. Время работы после провала определяет промежуток, в течение которого выходные напряжения не выходя за заданные пределы. Обычно это время равно 20 – 50 мс, а иногда и выше (зависит от емкости конденсатора на выходе выпрямителя).

Импульсный режим работы облегчает получение высоких КПД (~90%), даже если транзисторы преобразователя (импульсного ключа) имеют довольно высокие остаточные напряжения (до 5 – 10 В). Кроме того, применение импульсного режима работы в ИВЭП дает ряд других преимуществ: снижение массогабаритных показателей высокочастотного трансформатора и фильтров, уменьшение времени реакции на изменение нагрузки, повышение надежности. При частотах преобразования 20 –

200 кГц удельная мощность импульсных источников доведена до 200 – 500 Вт/кг. Она (и частоты преобразования) имеет тенденцию к непрерывному росту по мере разработки новых ферромагнитных материалов для сердечников высокочастотных трансформаторов, электролитических конденсаторов с большой удельной емкостью и выпрямительных диодов с малой инерционностью и малым падением напряжения в открытом состоянии (в частности, диодов Шотки). Источники этого типа имеют КПД 0,8 – 0,95.

В зависимости от формы напряжения используемого первичного источника электропитания и вида напряжения на выходе, ИВЭП можно разделить на две группы: инверторные и конверторные.

Инверторные ИВЭП используются для преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока или наоборот, т. е. они изменяют не только значение, но и род выходного напряжения. К инверторным ИВЭП относятся также преобразователи постоянного напряжения первичного источника в переменное напряжение, питающее нагрузку. Например, к инверторам можно отнести обычный выпрямитель, который преобразует переменное напряжение сети в почти постоянное выходное напряжение, а также электронный генератор, который преобразует напряжение аккумулятора или гальванического элемента в переменное выходное напряжение, питающее электродвигатель.

Конверторные ИВЭП используются для преобразования напряжения одного вида в напряжение того же вида, но другое по величине и по параметрам. Например, к конверторам постоянного напряжения можно отнести обычные электронные стабилизаторы постоянного напряжения, а к конверторам переменного напряжения можно отнести трансформаторы. Заметим, что любой конвертор может содержать внутри себя инвертор, и наоборот.

По количеству выходных напряжений, отличающихся полярностью и величиной, ИВЭП можно разделить на одноканальные и многоканальные. Если в каждом канале используется отдельный стабилизатор выходного напряжения, то говорят, что это многоканальный ИВЭП с индивидуальной стабилизацией. Если же для стабилизации всех выходных напряжений используется выходное напряжение только одного источника (который называется главным или ведущим), то такие источники называются ИВЭП с групповой стабилизацией.

По выходной мощности ИВЭП принято делить на *микромощные* (<1 Вт), *маломощные* (от 1 до 100 Вт), *средней мощности* (от 100 Вт до 1 кВт) и *мощные* (> 1 кВт).

При использовании ИВЭП необходимо знать их технические и эксплуатационные характеристики. Этими характеристиками обычно руководствуются при анализе работы ИВЭП в электронной аппаратуре. Все характеристики ИВЭП можно разделить на три группы: входные, выходные и эксплуатационные.

К входным характеристикам ИВЭП относят:

- значение и вид напряжения первичного источника питания, например, питающей силовой сети или аккумулятора;
- нестабильность питающего напряжения;
- частоту питающего напряжения и ее нестабильность;
- количество фаз источника переменного напряжения;
- допустимый коэффициент гармоник питающего напряжения.

К выходным характеристикам ИВЭП обычно относят:

- значения выходных напряжений;
- нестабильность выходных напряжений;
- ток нагрузки или выходную мощность по каждому каналу;
- наличие гальванической изоляции между входом и выходом;
- наличие защиты от перегрузки или повышения выходного напряжения.

К эксплуатационным характеристикам относят:

- диапазон рабочих температур;
- допустимую относительную влажность;
- диапазон допустимых давлений окружающей атмосферы.

Как показывает опыт, электропитание многих электронных устройств осуществляется от первичной сети переменного тока промышленной частоты 50 Гц. Напряжение первичной сети должно составлять 380/220 В с допустимыми отклонениями от + 10 до –15%. Однако при этом в первичной сети могут иметь место кратковременные изменения напряжения первичной сети (провалы) и импульсные помехи, обусловленные переходными процессами в мощных энергетических установках или коммутацией мощности. Кратковременные изменения напряжения первичной сети и помехи могут значительно превышать нормы колеба-

ний напряжения первичной сети. Это должно быть учтено при работе ИВЭП.

3.2. Источники вторичного электропитания, получающие электроэнергию от сети переменного тока через силовой трансформатор

3.2.1. Общие сведения об элементах источника нестабилизированного напряжения

Функциональная схема вторичного источника питания, получающего электроэнергию от сети переменного тока через силовой трансформатор, имеет вид (рис.3.2):

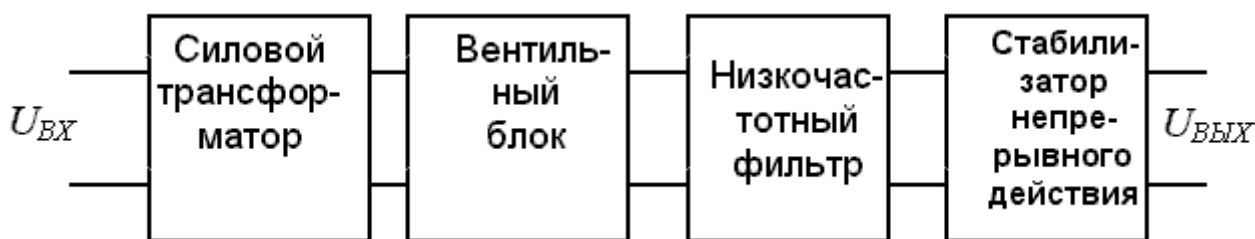


Рис.3.2. Функциональная схема вторичного источника питания, получающего электроэнергию от сети переменного тока через силовой трансформатор

Силовой трансформатор служит для преобразования напряжения сети в напряжение, удобное для дальнейшего выпрямления, а также для гальванической развязки (электрической изоляции друг от друга) нагрузки (потребителя) от первичной электрической сети.

Элементы вентильного блока служат для преобразования переменного гармонического напряжения на выходе трансформатора в пульсирующий ток одного направления. Вентиль - электронный прибор, сопротивление которого в прямом включении очень мало, а в обратном - очень велико. В качестве электрических вентильных элементов, обеспечивающих однонаправленное протекание тока в нагрузке, обычно применяются полупроводниковые диоды.

Так как диод пропускает ток в одном направлении (рис.3.3), то ток через нагрузочное сопротивление R_H будет проходить только в течение половины периода.

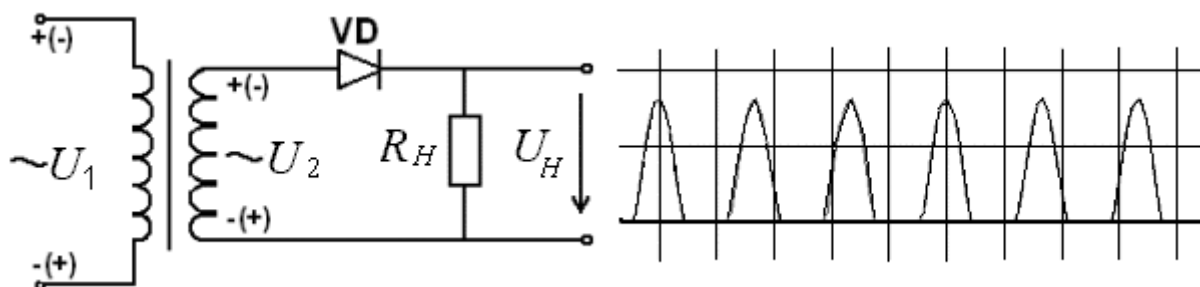


Рис.3.3. Модель силового трансформатора, вентиля с одним диодом и временные диаграммы тока через диод

В положительные полупериоды входного переменного напряжения диод открыт его сопротивление мало и через нагрузку протекает ток:

$$I = \frac{U_2}{R_{ДПР} + R_H} \approx \frac{U_2}{R_H}. \quad R_{np} \ll R_H. \quad (3.1)$$

В отрицательные полупериоды (знаки в скобках) диод закрыт и ток равен 0. При этом все напряжения вторичной обмотки приложено к диоду, т. к. $R_{ДОБР} \gg R_H$. Таким образом, в вентиле с одним диодом через нагрузку протекает *импульсный* (пульсирующий) ток одного направления (одной полярности).

Прямой ток вентиля ограничен его разогревом из-за потерь электрической мощности, пропорциональных падению напряжения на вентиле. При обратном напряжении вентиль пропускает хотя и малый, но отличный от нуля обратный ток. Этим током, как правило, пренебрегают.

Вы помните, что малый обратный ток соответствует обратному напряжению, не превосходящему некоторого предельного значения. За этим пределом наступает пробой электронно-дырочного перехода, обратный ток резко возрастает и вентиль может выйти из строя. Это обстоятельство ограничивает значение обратного напряжения, которое может быть приложено к вентилю.

Фильтр служит для выполнения ряда функций. С частотной точки зрения фильтр блокирует прохождение гармоник в спектре напряжения, возникающих после прохождения диода, и, тем самым, уменьшает высокочастотные переменные составляющие в выходном напряжении. Фильтр как бы «сглаживает» пульсации выпрямленного напряжения, поэтому его обычно называют сглаживающим. Необходимость в фильтре, с энергетической точки зрения, вызвана тем, что мгновенная мощность переменного тока пульсирует во времени, а мгновенная мощность на выходе выпрямителя должна быть практически неизменной. Следовательно, выходу вентиляльного блока надо подключить компонент электрической цепи, который бы запасал энергию в те моменты, когда мощность переменного тока близка к максимуму и отдавал этот накопленный запас в нагрузку в моменты, соответствующие минимуму мгновенной мощности переменного тока. Накопление (запасание) энергии можно осуществить лишь в реактивных элементах (конденсаторах и катушках индуктивности), поэтому сглаживающий фильтр содержит в своем составе хотя бы один такой элемент. Вентильный блок и сглаживающий фильтр часто называют выпрямителем. В этой связи все схемы выпрямителей в зависимости от исполнения фильтра можно разбить на две группы, отличающиеся друг от друга характером реактивности первого элемента фильтра и, следовательно, формой токов в обмотках трансформатора. Эти группы следующие: а) выпрямитель, нагрузка которого начинается с индуктивного элемента; б) выпрямитель.

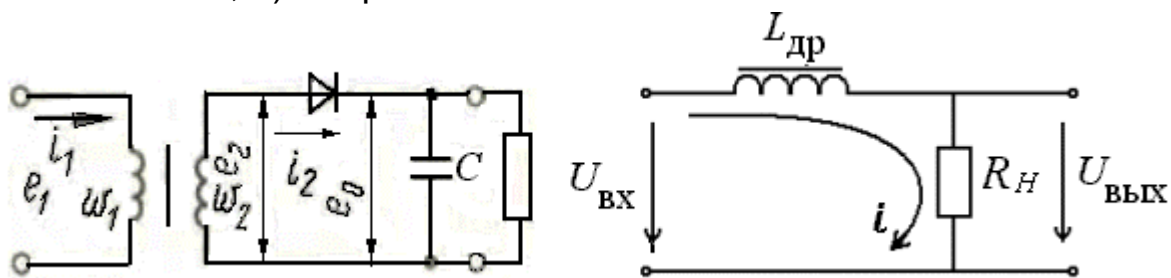


Рис.3.4. Выпрямитель, нагрузка которого начинается с емкостного или индуктивного элемента

Из схем выпрямителей, содержащих один накопительный элемент, практическое применение находит лишь схема с конденсатором. У схемы с катушкой индуктивности (дросселем) нельзя получить малое выходное сопротивление для переменных составляющих тока нагрузки. Связано

это с тем, что индуктивность дросселя, по которому проходит весь ток нагрузки, для хорошего сглаживания пульсаций должна быть значительной. А при большой индуктивности дросселя на нем возникают большие падения напряжения при изменениях тока нагрузки. С целью получения малого выходного сопротивления фильтра для переменных составляющих тока нагрузки его схему усложняют, второй реактивный элемент – конденсатор.

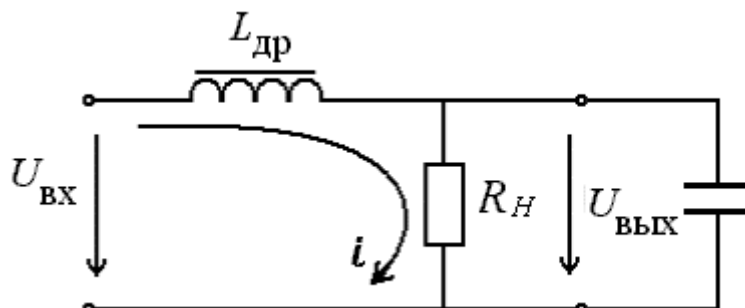


Рис.3.5. Нагрузка выпрямителя, содержащая два реактивных элемента

В зависимости от времени, в течение которого ток протекает в нагрузку, выпрямители делятся на однополупериодные и двухполупериодные.

В *однополупериодных* ток в нагрузку протекает только в течение одного полупериода гармонического напряжения, а в другой полупериод ток равен нулю (рис.3.3). В этой связи для однофазного выпрямителя, работающего на нагрузку, начинающуюся с емкостного элемента, ток во вторичной обмотке трансформатора имеет форму усеченных косинусоидальных импульсов.

В *двухполупериодной мостовой* схеме выпрямителя используются оба полупериода переменного напряжения. В таких выпрямителях (рис.3.6) ток в нагрузке протекает как в четные так и в нечетные полупериоды, но всегда в одном направлении. В один полупериод ток идет по ветвям, в которые включены диоды VD1 и VD2. При этом можно считать, что в ветвях с диодами VD3 и VD4 ток отсутствует. В другой полупериод ток идет по ветвям с диодами VD3 и VD4, а на участках с диодами VD1 и VD2 ток отсутствует. В обоих случаях через сопротивление R_H ток протекает в одном направлении.

Мостовые схемы выпрямителей характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике.

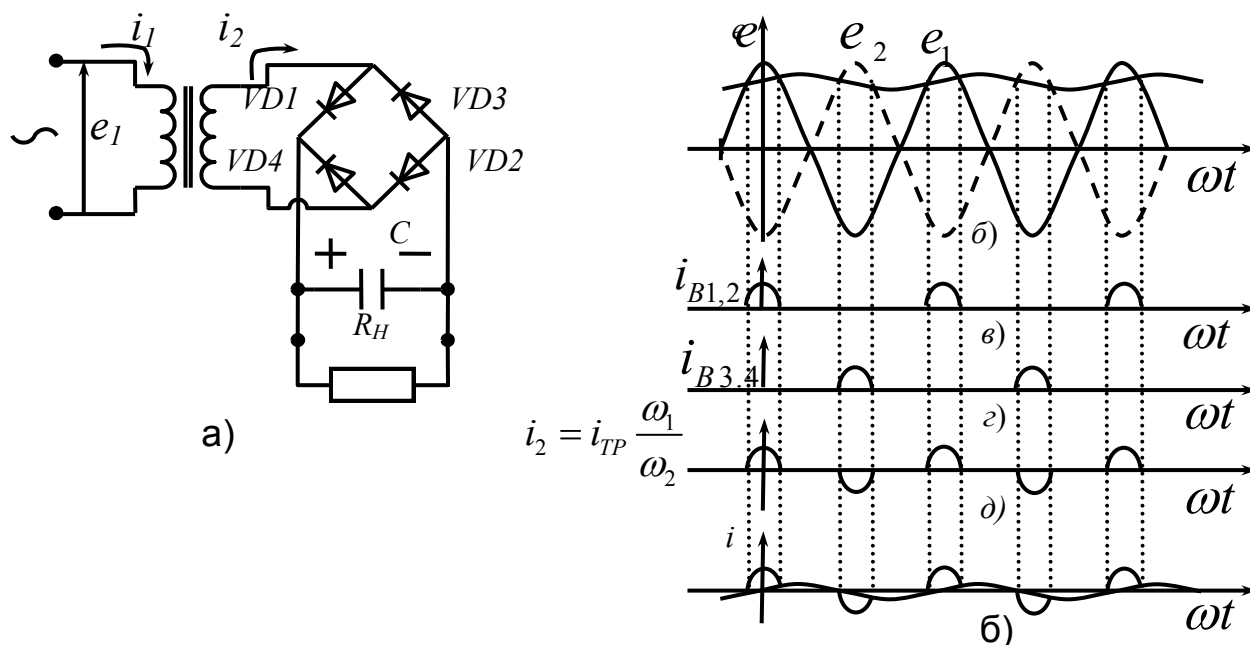


Рис.3.6. Двухполупериодная мостовая схема выпрямителя

Обратим внимание на следующее:

1) при нагрузке, начинающейся с конденсатора, выпрямитель работает с отсечкой тока. Импульсы тока вентилей имеют длительность, меньшую, чем полупериод напряжения;

2) выпрямленное напряжение и ток нагрузки имеют пилообразную форму; чем больше ток нагрузки, тем больше угол отсечки тока и тем меньше выпрямленное напряжение; емкость конденсатора определяет как напряжение пульсаций, так и отклонение от косинусоидальной формы импульса тока.

3) с уменьшением сопротивления фазы зарядный ток возрастает и напряжение на выходном конденсаторе нарастает круче

Надо иметь в виду также следующее. Если ток во вторичной обмотке силового трансформатора протекает только в одном направлении, то имеет место постоянное намагничивание сердечника трансформатора, что способствует увеличению его габаритов и массы. Если в течении одного полупериода входного напряжения ток во вторичной обмотке протекает в одном направлении, а в течении другого – в противоположном, то среднее значение тока равно нулю и постоянного подмагничивания сердечника трансформатора нет.

В зависимости от числа фаз входного переменного напряжения выпрямители делятся на: а) однофазные; б) трехфазные; в) многофазные. В трехфазных и многофазных выпрямителях можно получить меньшую величину пульсаций.

3.2.2. Стабилизаторы постоянного напряжения непрерывного действия

Выпрямитель, если не предпринимать никаких мер, имеет два существенных недостатка. Во-первых, его выходное напряжение в определенном масштабе повторяет все колебания напряжения в первичной сети. Во-вторых, он имеет большое выходное сопротивление. По этой причине на нагрузке, включенной после выпрямителя, всегда будут колебания (пульсации, вариации) напряжения. Изменения постоянного напряжения на нагрузке такого ИВЭП вызывается рядом причин: колебаниями напряжения первичного источника питания (изменением амплитуды напряжения сети переменного напряжения, аккумулятора, гальванического элемента); изменением температуры окружающей среды; изменением величины нагрузки или тока нагрузки и пр. Для ИВЭП, который по своим параметрам должен приближаться к идеальному источнику постоянного напряжения, такая ситуация недопустима, поскольку это может приводить не только к существенному ухудшению качества работы питаемой от источника аппаратуры, но и вообще к отказам в ее работе. Чтобы устранить значительные вариации напряжения, имеющие место после выпрямителя, используют стабилизаторы.

Стабилизатором напряжения называют устройство класса S/SO, поддерживающее с определенной точностью неизменным напряжение на нагрузке. Говорят, что стабилизатор создает на выходе стабильное постоянное напряжение. Если быть точным, то напряжение на выходе стабилизатора все же меняется в небольших пределах, но относительные изменения выходного напряжения, по сравнению с относительными изменениями на входе, существенно меньше.

Основными параметрами стабилизаторов также является:

- величина номинального выходного напряжения $U_{\text{ВЫХОД}}$;
- диапазон изменения входного напряжения;
- диапазон изменения тока нагрузки; температурный коэффициент нестабильности;

– коэффициент сглаживания пульсаций; коэффициент полезного действия (КПД).

Стабилизаторы постоянного напряжений непрерывного действия по принципу работы делят на 2 типа: а) параметрические; б) компенсационные.

К параметрическим стабилизаторам относят те, у которых стабилизация напряжения осуществляется за счет изменения параметров стабилитронов. Простейший параметрический стабилизатор (рис.3.7) представляет собой делитель напряжения, составленный из линейного R_{Γ} и нелинейного r сопротивлений. В качестве нелинейных сопротивлений применяются кремниевые стабилитроны, которые работают в режиме электрического пробоя. В интегральной схемотехнике часто используют также обратный смещенный переход интегрального транзистора. Как несложно заметить из вольт-амперной характеристики стабилитрона, напряжение на выходе стабилизатора будет меняться в очень малой степени при изменении напряжения на входе (тока через стабилитрон).

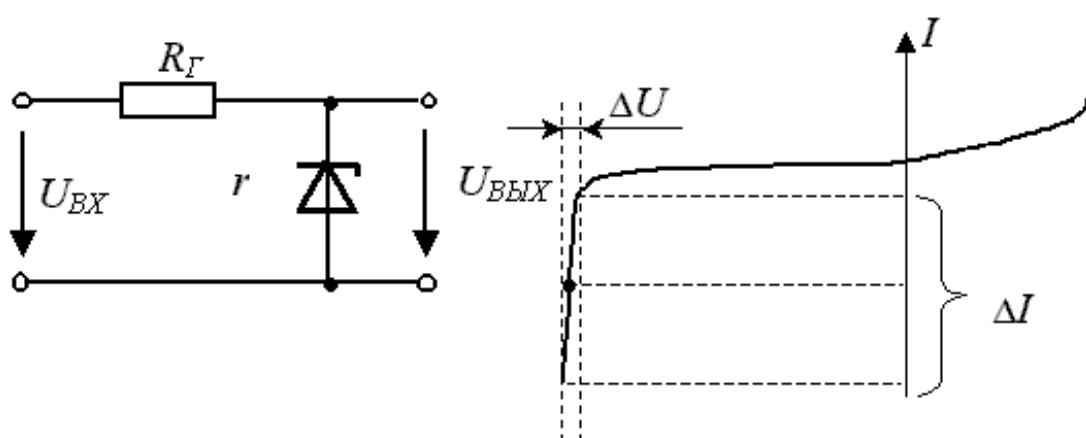


Рис.3.7. Модель простейшего параметрического стабилизатора и вольт-амперная характеристика стабилитрона

Наряду простотой, малыми габаритами и относительно высокой температурной стабильностью простейшие параметрические стабилизаторы имеют следующие недостатки:

1. У них невозможно регулировать $U_{ВЫХ}$.
2. У разных диодов одного и того же типа имеет место разброс значений $U_{СТАБ}$.
3. Стабилизаторы такого типа маломощны из-за того, что обычно малы рабочий ток диода $i_{д.доп}$ и мощность рассеяния $P_{РАСС}$ диода.

4. Хорошая стабилизация имеет место лишь для больших сопротивлений нагрузки $R_{НАГР}$.

Поэтому на практике применяют модернизированные параметрические стабилизаторы, в которых нагрузка подключается к стабилизатору посредством буфера, выполненного на неинвертирующем операционном усилителе или посредством эмиттерного повторителя (рис.3.8). При этом величина R_H может быть достаточно малой.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования напряжения на нагрузке, выполненные на транзисторах. Выходное напряжение в таких стабилизаторах поддерживается равным или пропорциональным высокостабильному опорному напряжению, которое создается работающим в благоприятных условиях параметрическим стабилизатором.

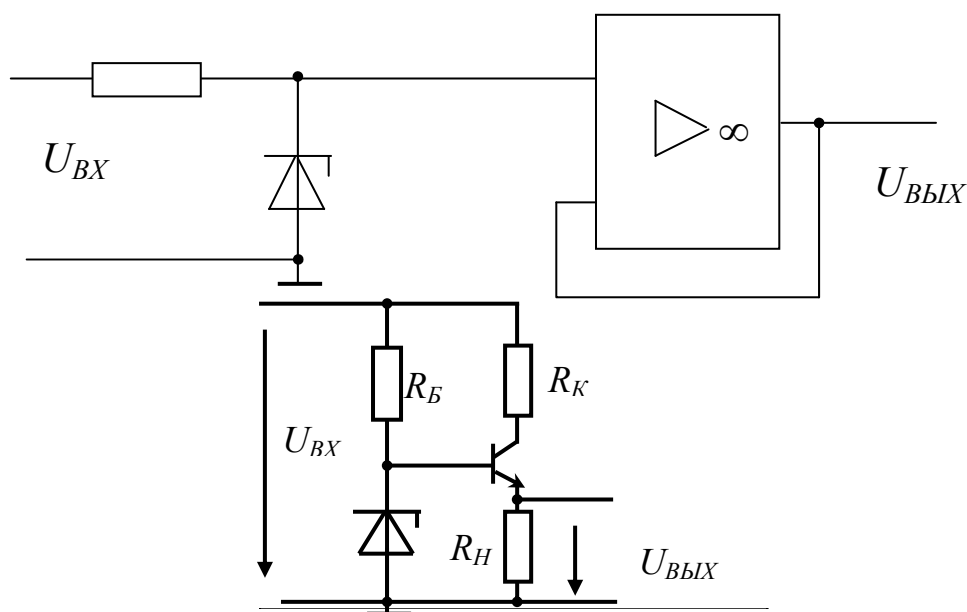


Рис.3.8. Параметрические стабилизаторы, в которых нагрузка подключается к стабилизатору посредством буфера, выполненного на операционном усилителе, или посредством эмиттерного повторителя

Структурная схема компенсационного стабилизатора имеет вид, показанный на рис.3.9.

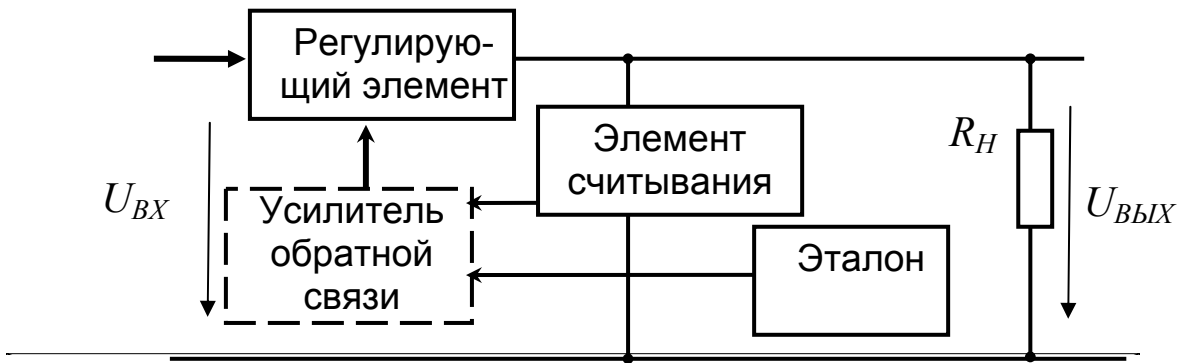


Рис.3.9. Структурная схема компенсационного стабилизатора

Принципиальная схема компенсационного стабилизатора показана на рис.3.10.

В состав компенсационного стабилизатора обязательно входят 3 основных элемента:

1. Источник опорного (эталонного) напряжения (эталон);
2. Элемент считывания (измеритель нестабильности $U_{ВЫХ}$);
3. Регулирующий элемент.

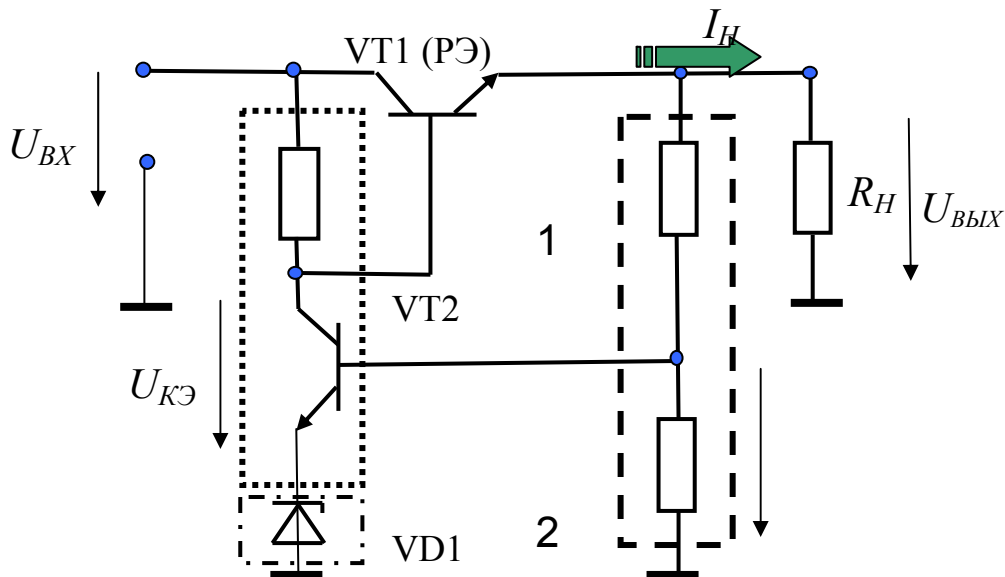


Рис.3.10. Принципиальная схема компенсационного стабилизатора

Регулирующий элемент (РЭ) стабилизатора выполнен на мощном транзисторе VT1. В качестве усилителя обратной связи выступает усили-

тель на транзисторе VT2, включенном по СОЭ, на вход которого поступает напряжение с элемента считывания, выполненного в виде простейшего делителя напряжения. Эталоном, или как еще говорят, источником опорного напряжения, является стабилитрон VD1.

Принцип действия компенсационного стабилизатора состоит в следующем. Выходное напряжение стабилизатора поступает на элемент считывания откуда, после деления его делителем напряжения на резисторах R1 и R2, поступает на базу транзистора VT2. Потенциал эмиттера определяется напряжением стабилизации источника опорного напряжения на диоде VD1. На транзисторе VT2 усилителя обратной связи происходит сравнение части выходного напряжения стабилизатора с эталонным, в результате чего подается сигнал рассогласования на РЭ в виде тока базы транзистора VT1. При этом имеет место отрицательная обратная связь, то есть при превышении напряжения на выходе стабилизатора выше нормы изменение сопротивления коллектор - эмиттер РЭ VT1 таково, что его сопротивление увеличивается ($U_{ВЫХ} \uparrow \rightarrow R_{РЭ} \uparrow \rightarrow U_{ВЫХ} \downarrow$).

Работу компенсационного стабилизатора напряжения условно можно описать с помощью следующей цепочки выражений $\Delta U_{ВЫХ} \uparrow \Rightarrow U_{R2} \uparrow \Rightarrow I_{КVT2} \uparrow \Rightarrow U_{КЭVT2} \downarrow \Rightarrow I_{БVT} \downarrow \Rightarrow R_{КЭVT} \uparrow \Rightarrow \Delta U_{ВЫХ} \downarrow$. В результате при появлении приращения напряжения на выходе стабилизатора выше номинальной величины регулирующий элемент, через определенное время увеличивает свое сопротивление и компенсирует приращение напряжения, оставляя на выходе напряжение равным номинальной величине. Аналогично действие стабилизатора при уменьшении напряжения на выходе стабилизатора относительно номинальной величины.

В качестве РЭ, как, правило, используется транзистор большой мощности. Для снижения мощности, что расходуется по цепи управление этого транзистора, часть вместо одного транзистора используют составные транзисторы, к примеру, Дарлингтона или Шиклаи.

Несложно заметить, что выходное напряжение снимается с точки схемы, которая является выходом эмиттерного повторителя, выполненного на элементах VT1, R_H. Поэтому, если рассматривать компенсационный стабилизатор со стороны выхода, то его выходное сопротивление, по сути, есть выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Известно, что это сопротивление у эмиттерного повторителя мало, поэтому

со стороны выхода стабилизатор напряжения в большой степени приближается по свойствам к идеальному источнику напряжения.

К выходу стабилизатора, для сглаживания пульсаций $U_{ВЫХ}$, могут быть подключены дополнительные LC фильтры с большой постоянной времени.

Рассмотренная схема компенсационного стабилизатора является простейшей. Она не всегда удовлетворяет требованиям практики. По этой причине в настоящее время эту схему усложняют и модернизируют, за счет чего улучшают показатели ее работы. Как правило, подобного рода схемы выполняют в виде единой интегральной микросхемы с большим количеством транзисторов. Стабилизаторы постоянного напряжения в этом случае называют интегральными стабилизаторы напряжения непрерывного действия.

Промышленность в настоящее время выпускает разнообразные интегральные стабилизаторы напряжения непрерывного действия. Эти стабилизаторы можно разделить на два вида: универсальные стабилизаторы (с регулируемым выходным напряжением) и стабилизаторы с фиксированным $U_{ВЫХ}$.

Универсальные стабилизаторы имеют внешнюю схему делителя на сопротивлениях, что позволяет регулировать $U_{ВЫХ}$ в широком диапазоне.

Стабилизаторы с фиксированным $U_{ВЫХ}$ представляют собой функционально законченное изделие, не требуют дополнительных внешних компонент и имеют стандартный ряд напряжений питания, к примеру, 1, 2; 2,4; 3; 4; 5; 6; 9; 12; ± 15 ; 24; 27 и т. д. Обычно это трехвыводные микросхемы. Они имеют высокую температурную стабильность за счет большого усиления и тепловой связи между элементами. Большинство микросхем стабилизаторов непрерывного действия имеют минимальное число выводов: вход, выход и общий.

Структурные схемы таких стабилизаторов несколько сложнее ранее рассмотренных. В состав микросхем обычно вводят дополнительные элементы защиты от аварийных ситуаций (блок защиты от токовых перегрузок, защиту от ошибочных включений питания, термовыключатель и прочее). В ряде случаев, если предполагается работа ИВЭП от батарей в схему стабилизатора встраивают устройство, ко-

торое переводит стабилизатора в «дежурный» («спящий») режим с очень низким потреблением тока.

3.3. Импульсные источники вторичного Электропитания

3.3.1. Необходимость появления и использования импульсных источников вторичного электропитания

Появление импульсных источников вторичного электропитания обусловлено теми тенденциями, которые имеют место при создании современной электронной аппаратуры.

Первая особенность современных устройств электроники состоит в том, что в настоящее время для своего «питания» они требуют от ИВЭП, как правило, низких значений напряжений питания и больших токов. При этом напряжение должно быть стабильным, а потребляемый нагрузкой большой ток может иметь импульсный или почти случайный характер.

Значительное увеличение токов, потребляемых от ИВЭП, при снижении напряжений, связано с тем, что произошел переход к большим интегральным схемам, особенно, к цифровым. Это привело к тому, что, с одной стороны, все возрастающая плотность «упаковки» элементов интегральных микросхем на кристалле (а, следовательно, уменьшение их размеров и увеличение удельной мощности рассеивания) требует снижения рабочих напряжений элементов, а с другой стороны, увеличивающееся количество элементов ведет к увеличению потребляемых токов. В качестве примера можно привести имеющую место тенденцию снижения напряжений питания процессоров персональных и переносных компьютеров и, одновременно, значительного возрастания ток потребления. Кроме того, потребляемый процессором ток существенно зависит от режима его работы, от программы, выполняемой на компьютере.

Вторая особенность современных устройств электроники состоит в том, что современные интегральные микросхемы требуют от ИВЭП повышенной точности стабилизации выходных напряжений при воздействии всякого рода неблагоприятных факторов.

Как показывает опыт электропитания от первичной сети 220 В, 50 Гц, напряжение характеризуется существенными кратковременными снижениями амплитуды (кратковременными пропадающими напряжения и полным его исчезновением на определенное время), импульсными помехами, обусловленными различными причинами (передачей по сети информации, появлением быстрых и острых «пиков» на синусоиде и пр.). Как оказалось, стабилизаторы непрерывного действия обычно «не успевают» отреагировать на такие кратковременные изменения напряжения и компенсировать импульсные помехи, что приводит, в конечном счете, к сбоям в работе устройств и к «потере» полезной информации. Даже кратковременные перерывы в энергообеспечении отдельных видов запоминающих устройств ведут к нарушению исполняемой программы. Наконец, третья особенность современных устройств электроники состоит в том, что ИВЭП с силовым трансформатором на входе имеют относительно малый КПД (35...40 %). Из-за этого много энергии идет просто на ненужное «нагревание» окружающей среды. Если при этом учесть, что один стационарный персональный компьютер потребляет энергии около тысячи киловатт-часов в год, а их количество миллионы, то несложно представить, что суммарные потери за счет низкого КПД оказываются просто ошеломляющими. Повышение КПД, к тому же, позволяет, за счет количества выделяемого тепла, уменьшить массу и габариты ИВЭП.

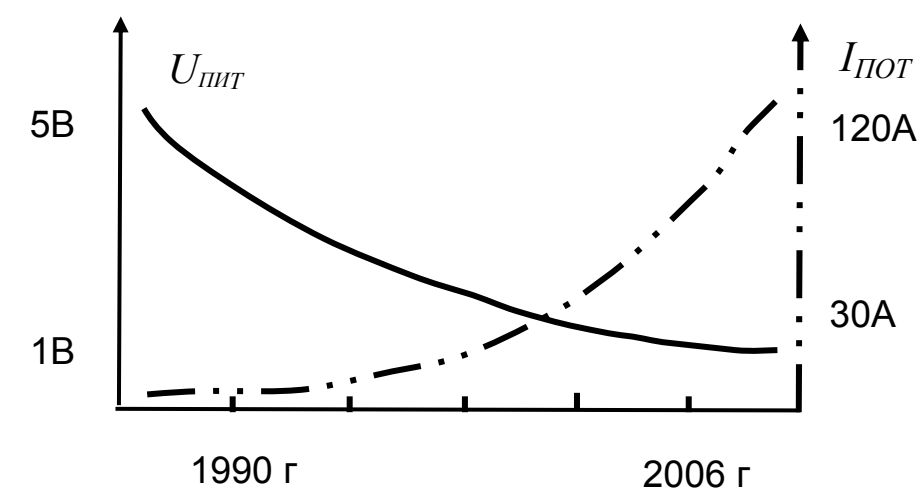


Рис.3.11. Графики, демонстрирующие изменения величин потребляемого тока и напряжения питания процессоров компьютеров за последние годы

В современном мире все больше и больше используется портативных устройств с автономным батарейным питанием. Популярными примерами такого рода устройств являются сотовые телефоны, переносные компьютеры. Многие из них питаются от ограниченных по ресурсам аккумуляторных батарей. При построении носимой аппаратуры с автономным питанием проблема высокого КПД стоит еще более остро. Высокий КПД позволяет уменьшить массу и габариты аппаратуры, дольше использовать автономные химические первичные источники (аккумуляторы) с меньшей энергоемкостью. Таким образом, жизнь доказала, что в настоящее время рассматривать ИВЭП просто как сочетание трансформаторов, выпрямителей, сглаживающих фильтров и стабилизаторов непрерывного действия, дальше нельзя. При таком подходе объем и масса ИВЭП становятся больше объема и массы питаемой аппаратуры, выдаваемое источником «питание» не отвечает требованиям качества, а КПД получается очень малым. Радикальным выходом избавления от указанных недостатков ИВЭП с силовым трансформатором является использование импульсных источников питания.

3.3.2. Простейший импульсный источник вторичного электропитания

Промышленностью выпускается огромное разнообразие импульсных источников питания, различающихся величиной выходных напряжений и мощностей, особенностями защиты их от всяких дестабилизирующих факторов и аварийных ситуаций. Мы рассмотрим устройство типового ИВЭП относительно небольшой мощности, используемого обычно в персональных компьютерах, телевизорах, факсимильных аппаратах.

Структурная схема импульсного ИВЭП, в общем случае, состоит из следующих функциональных узлов, показанных на схеме рис. 3.12.

Напряжение первичной электросети 220 В (обычно через выключатель и сетевой предохранитель) поступает на сетевой фильтр (СФ). СФ предотвращает попадание импульсных помех из сети в ИВЭП.

Отфильтрованное напряжение сети без всякого трансформатора, непосредственно поступает на сетевой высоковольтный выпрямитель (СВВ), который представляет собой 4 диода, включенных по мостовой схеме и помещенных в пластмассовый корпус. К диодам прикладывается

гармоническое напряжение сети с амплитудой почти 310 В. СВВ выполняет функцию выпрямления напряжения сети, т. е. преобразования гармонического напряжения в последовательность импульсов, напоминающих по форме модуль функции синус.

Затем выпрямленное напряжение поступает на высоковольтный фильтр (ВФ). Он представляет собой либо один, либо два электролитических конденсатора, соединенных параллельно, с достаточно большой емкостью 200...500 мкФ и выполняет функции аналогичные функциям сглаживающего фильтра ИВЭП с трансформатором. Большая емкость фильтра обеспечивает низкие пульсации выпрямленного напряжения и создает возможность для «удержания» некоторое время выходного напряжения при «провалах» напряжения первичной сети. К примеру, при фильтре емкостью порядка 100 мкФ и потребляемой мощности примерно 100 Вт время удержания составляет примерно 30 мс. Этого достаточно, например, для сохранения информации в персональном компьютере, в том числе при внезапном отключении питания. На выходе сетевого фильтра формируется почти постоянное (слабо пульсирующее) напряжение, которое характеризуется значением $264 - 340$ В для питающей однофазной сети $220V_{-15\%}^{+10\%}$.

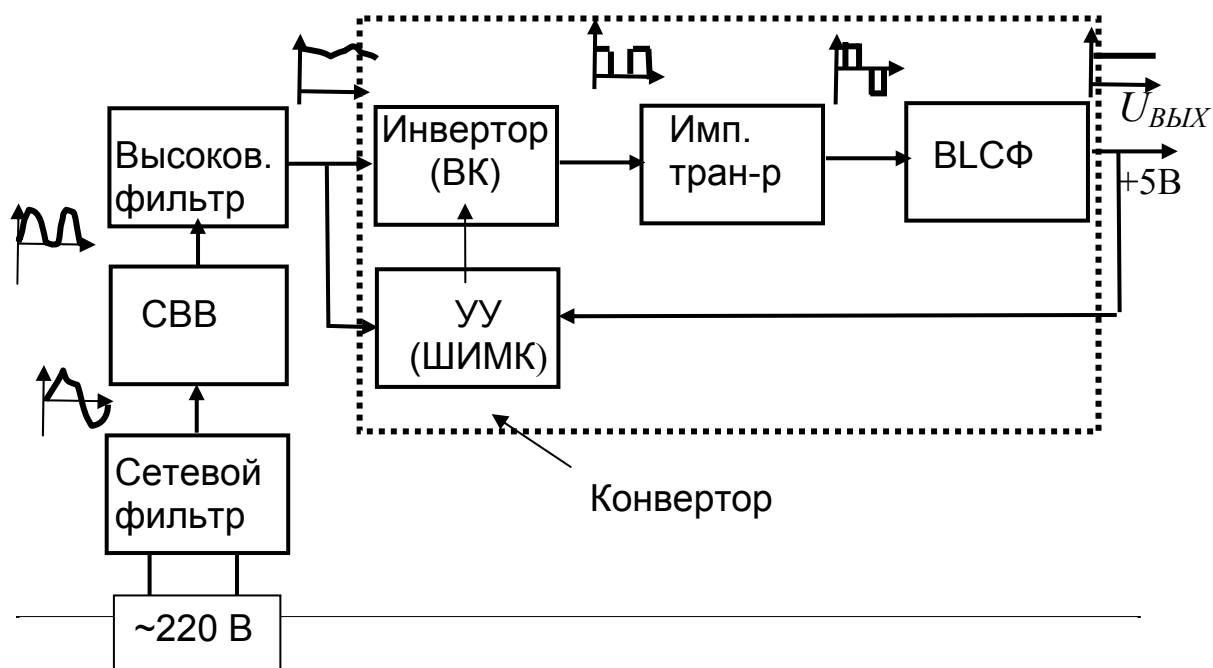


Рис. 3.12. Структурная схема импульсного источника вторичного электропитания

Отфильтрованное постоянное напряжение поступает на конвертор.

Конвертор – это устройство, позволяющее осуществлять преобразование постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины. В англоязычной литературе такие устройства называют DC - DC преобразователями. В состав конвертора, в свою очередь, входит инвертор, импульсный трансформатор, высокочастотный LC- фильтр (ВЛСФ), а также устройство управления (УУ) инвертором.

Инвертор – это устройство для преобразования постоянного напряжения в переменное (импульсное), за счет периодического прерывания пути протекания тока (замыкания и размыкания высоковольтного электронного ключа в цепи по которой протекает ток). Инвертор (высоковольтный ключ ВК) преобразует почти постоянное напряжение на выходе высоковольтного фильтра в импульсы прямоугольной формы и постоянной частоты следования. Частота следования импульсов обычно лежит в пределах от 20 кГц до единиц мегагерц. Использование высоких частот преобразования позволяет существенно уменьшить массу и габариты магнитных (импульсного трансформатора, катушки индуктивности) и реактивных элементов. В большинстве случаев инвертор также осуществляет регулирование длительности импульсов. Для этой цели используется ШИМ контроллер ШИМК (ШИМ регулятор). Глубина широтно – импульсной модуляции (ШИМ) характеризуется коэффициентом заполнения

$\gamma = \frac{t_{И}}{T}$, где $t_{И}$ - длительность импульса управления, а T – период следования импульсов.

Импульсы напряжения с выхода инвертора, длительность которых задается ШИМ контроллером, поступают на импульсный трансформатор, который формирует на вторичных обмотках импульсные напряжения с требуемой амплитудой. Вторичных обмоток может быть несколько. Обычно это бывает в многоканальных ИВЭП, формирующих на выходе несколько постоянных напряжений отличающихся полярностью и величиной. Поскольку на трансформатор подаются короткие высокочастотные импульсы, то габариты такого трансформатора получаются достаточно малыми. Соответственно, масса его тоже небольшая.

Импульсы прямоугольной формы поступают на высокочастотный выпрямитель с емкостным фильтром. При работе выпрямителей с импульсными напряжениями прямоугольной формы и повышенной частоты очень заметными становятся инерционные свойства диодов.

Известно, что при очень быстром изменении напряжения на диоде с прямого на обратное диод может на некоторое время терять свои выпрямительные свойства. Это связано с необходимостью рассасывания носителей, накопленных в базе диода. Форма тока, протекающего через диод, если на вход выпрямителя действует прямоугольное импульсное напряжение имеет вид, показанный на рис. 3.13.

Диод проводит ток, когда напряжение положительное и имеет «выброс», связанный с рассасыванием носителей заряда, когда напряжение меняет свою полярность на противоположную. Во время «выброса» диод, находясь при обратном включении, обладает малым сопротивлением и необходимо определенное время для так называемого «восстановления» его обратного сопротивления (вентильного свойства). По этой причине к диодам, выпрямляющим импульсные напряжения высокой частоты, предъявляются весьма жесткие требования: время восстановления обратного сопротивления выпрямительного диода должно лежать в пределах от 10 до 100 нс. Требуется также, чтобы емкость фильтра не имела индуктивности.

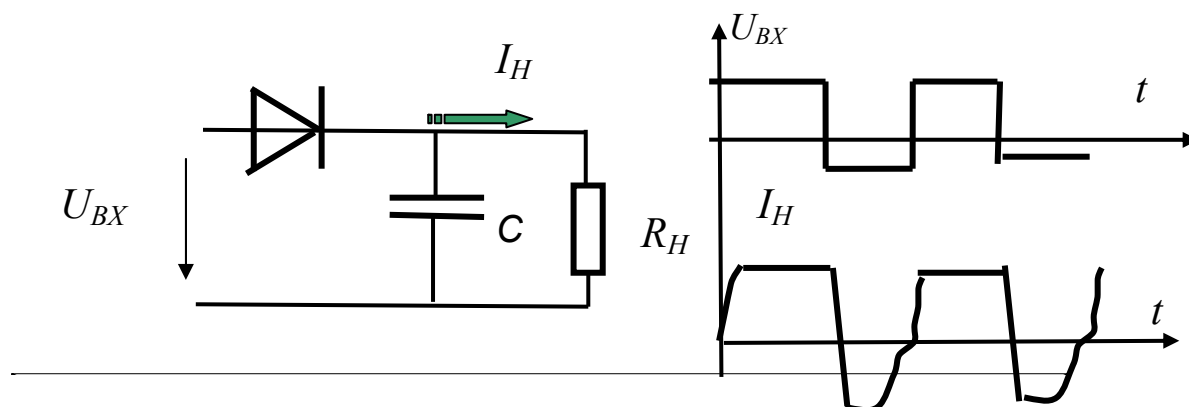


Рис.3.13. Работа простейшего выпрямителя, когда на его вход действует прямоугольное импульсное напряжение

Использование широтно – модулированных импульсов позволяет также эффективно решать задачу стабилизации выходного напряжения.

Структурная схема ШИМ контроллера, позволяющего стабилизировать напряжение на выходе импульсного ИВЭП, показана на рис. 3.14.

Напряжение с выхода импульсного ИВЭП поступает на усилитель сигнала ошибки (УСО). На другой вход этого же усилителя подается напряжение со специального источника опорного напряжения (ИОН). При сравнении двух напряжений в УСО возникает сигнал ошибки, который подается на широтно – импульсный модулятор (ШИМ). В схеме ШИМ сигнал ошибки сравнивается с пилообразным линейно растущим напряжением. Если $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХНОМ}$ и за исходное состояние ШИМ принять $U_{ОШ} = U_{ПИЛ}/2$, где $U_{ПИЛ}$ – максимальное значение пилообразного напряжения, то можно считать что при нормальном напряжении на выходе ИВЭП коэффициент заполнения $\alpha = 50\%$ (скважность равна двум).

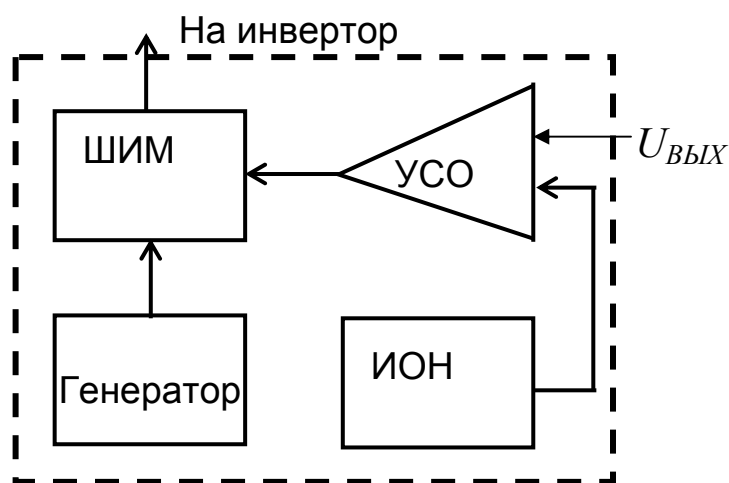


Рис.3.14. Структурная схема ШИМ контроллера, позволяющего стабилизировать напряжение на выходе импульсного ИВЭП

При превышении выходным напряжением номинальной величины $U_{ВЫХ} > U_{ВЫХНОМ}$ сигнал ошибки увеличивается, $U_{ОШ} > U_{ПИЛ}/2$, соответственно, длительность импульсов управления, подаваемых на инвертор, уменьшается.

При уменьшении выходного напряжения $U_{ВЫХ} < U_{ВЫХНОМ}$ относительно номинального сигнал ошибки уменьшается, $U_{ОШ} < U_{ПИЛ}/2$, соответственно, длительность импульсов управления, подаваемых на инвертор, увеличивается.

Изменение длительности импульсов приводит к изменению времени включенного состояния высоковольтного транзисторного ключа и, следовательно, к пропорциональному изменению выходного напряжения.

Таким образом, в схеме импульсного ИВЭП за счет регулирования длительности импульсов обеспечивается стабилизация выходного на-

пряжения. При этом ИВЭП «успевает» реагировать на всякого рода быстрые изменения входного напряжения и параметров нагрузки.

Для импульсных ИВЭП составные части выпускаются в виде отдельных микросхем. Обычно это DC-DC – конвертеры, позволяющие осуществлять стабилизацию напряжений. Для управления силовым высоковольтным ключом такие микросхемы содержат так называемые драйверы. Термин драйвер имеет множество значений в технической литературе. Мы под драйвером имеем в виду некий усилитель, управляющий силовым высоковольтным ключом. Драйвер биполярного транзистора должен управлять током базы при включении и обеспечивать рассасывание неосновных носителей в базе при переходе к режиму отсечки (на этапе запирающего). МОП транзисторный ключ управляется напряжением, однако в начале интервалов включения и запирающего драйвер должен пропускать большие импульсные токи заряда и разряда емкостей полевого транзистора. В состав микросхем помимо блоков драйвера, ШИМ модулятора, источника опорного напряжения, усилителя сигналов ошибки обычно входят блоки защиты от аварийных режимов, таких как провалы и снижения входного напряжения, его недопустимое повышение, токовые перегрузки, короткие замыкания на выходе, повышение температуры полупроводникового кристалла.

3.4. Дополнительные узлы современных источников вторичного электропитания

3.4.1. Электронные корректоры коэффициента мощности

При подключении к первичной силовой сети каждый потребитель должен соблюдать определенные правила, разработанные Международной электротехнической комиссией. В частности, приемник электрической энергии потребителя в идеале не должен вносить в сеть высших гармоник, помех, колебаний напряжения. Электрическое устройство потребителя не должно иметь реактивный характер или, другими словами, иметь косинус φ близкий к единице. Вместо $\cos \varphi$ часто используют термин «коэффициент мощности» Коэффициент мощности это отношение активной мощности переменного и пульсирующего тока, измеренной

ваттметром, к кажущейся мощности, определяемой как произведение тока на напряжение.

Если у электрооборудования, подключаемого к первичной сети, $\cos \varphi \neq 1$, то, как отмечалось ранее, нет эффективного использования электрической энергии ни у генерирующих устройств, ни у потребителей. К примеру, из-за индуктивного характера обмоток, ток, потребляемый асинхронным двигателем от первичной сети, является смещенным по фазе относительно напряжения. В результате этого потребляемая электрическая энергия имеет очень большую реактивную составляющую и лишь небольшой процент мощности фактически идет для выполнения работы.

К электрооборудованию, снижающему $\cos \varphi$, как оказалось, помимо асинхронных двигателей, относятся лампы дневного света с индуктивным балластом, а также импульсные источники питания с емкостным фильтром, установленным на выходе сетевого выпрямителя. По этой причине «плохими» потребителями электрической энергии являются персональные компьютеры, куда такие источники входят, а также другое широко используемое современное оборудование с традиционными схемными решениями импульсных источников питания, потребляющее от сети мощность более 300 Вт.

Добавление новых генерирующих мощностей в мировой электрический фонд является очень дорогостоящим занятием. Как оказалось, за счет эффективного использования уже имеющейся мощности переменного тока, ничего не строя, только путем коррекции $\cos \varphi$ (коэффициента мощности) можно получить около 30% дополнительной генерируемой электрической энергии. По этой причине в настоящее время является обязательным обеспечение коэффициента мощности, не ниже определенной, заданной в стандартах величины. С середины 1990-х годов многие страны мира адаптируют требования по коррекции коэффициента мощности для новых изделий, продаваемых на их территории. В последнее время идет постоянное ужесточение требований к «плохим», с точки зрения «коррекции» коэффициента мощности, потребителям.

Коррекции коэффициента мощности становится все более насущной и в мире источников питания. Статистика свидетельствует, что в настоящее время уже около 40% электроэнергии в мире потребляют электронные источники питания, которые извлекают выгоду, за счет коррек-

ции коэффициентов мощности. Дополнительные затраты на корректор повышают стоимость источника питания на 20–30%, однако экономия энергии очень скоро окупается, превышая начальные затраты.

Для повышения $\cos \varphi$ используют пассивные и активные корректоры коэффициента мощности.

В импульсных источниках питания проблема заключается во входной цепи выпрямления и фильтрации. Схема импульсного источника питания, если упрощенно рассматривать ее со стороны, подключаемой к первичной сети, состоит из сетевого выпрямителя и емкости фильтра. При синусоидальном напряжении в первичной сети, ток, потребляемый от сети, имеет пульсирующую форму (рис. 3.15).

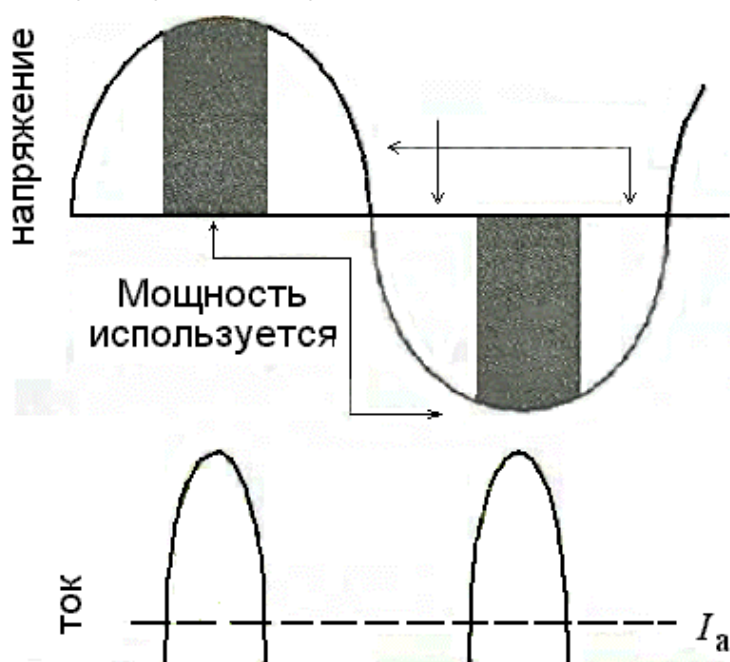


Рис.3.15. Формы напряжения и тока на входе импульсного источника вторичного электропитания

Как видно из временной диаграммы, приведенной на рис.3.15, форма тока, потребляемого из сети, имеет вид узкого импульса большой амплитуды и малой длительности.

При такой форме импульсов тока их спектр оказывается очень широким и содержит большое число гармоник. В результате коэффициент мощности источника питания снижается до значения 0,5 – 0,7. Повысить коэффициент мощности, в принципе, можно при помощи пассивной схемы коррекции, однако такая схема должна включать индуктивности, ко-

торые на частоте 50 Гц будут иметь большие габариты и массу. Кроме того, такая схема потребует изменения индуктивности при изменении нагрузки. Это свидетельствует о нецелесообразности применения пассивных корректоров мощности для импульсных источников питания.

Возможность создания дешевого и экономичного активного корректора коэффициента мощности базируется на идеях современных импульсных источников питания. Суть работы такого корректора состоит в том, чтобы вместо «узких» импульсов тока (рис.3.15) сформировать форму тока во входной цепи, которая бы была идентична форме входного напряжения. Для формирования гармонического входного тока частоты 50 Гц из схемы исключаются конденсаторы высоковольтного фильтра (см. рис.3.12.), которые обычно устанавливаются в импульсных источниках питания для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Вместо конденсаторов между сетевым выпрямителем и конвертором в схему ИВЭП вводится специальный буферный преобразователь с небольшой индуктивностью L на входе, который является, по сути, еще одним конвертором напряжения (импульсным стабилизатором напряжения). Поскольку в цепь потребляемого тока на всех рабочих интервалах включена индуктивность, это исключает возможность резкого изменения тока и, соответственно, снижает содержание высоких гармоник во входном токе.

Схема специального буферного преобразователя (повышающего импульсного стабилизатора напряжения), используемого в корректорах мощности показана на рис.3.16. Она состоит из индуктивности L , ключевого полевого транзистора Q1, диода Д и емкости сглаживающего фильтра C_{ϕ} . Для формирования кривой входного тока в схему введены датчик тока (ДТ) в индуктивности и датчик выпрямленного напряжения (ДВН).

В соответствии с принципом действия повышающего стабилизатора напряжения при включении транзистора Q1 через индуктивность L начинает протекать ток, который нарастает по линейному закону. ДТ формирует напряжение $V_{ДТ}$, которое по форме совпадает с током. При выключении транзистора Q1 ток в индуктивности L начинает спадать по линейному закону, заряжая через диод Д емкость фильтра C_{ϕ} . ДТ на этой стадии формирует напряжение $V_{ДТ}$, которое уменьшается по линейному закону. Полевой транзистор управляется (включается и выключается) посредством схемы формирования импульсов управления СУ.

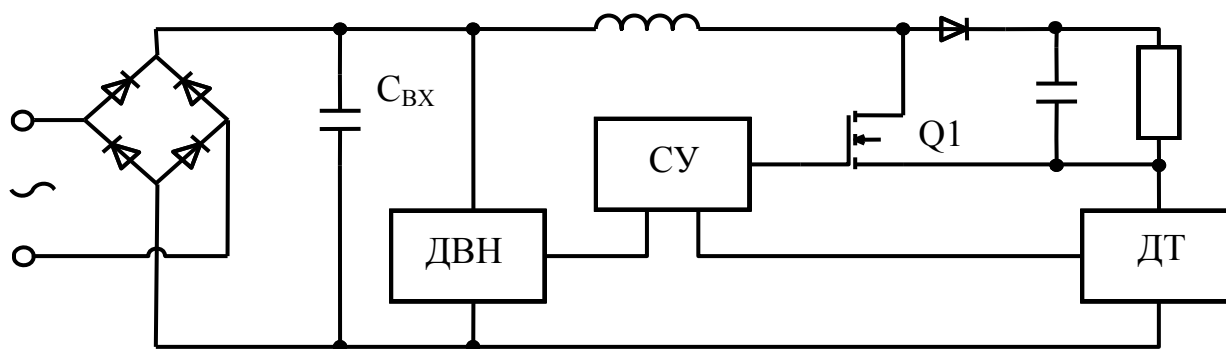


Рис.3.16. Модель простейшего активного корректора коэффициента мощности

Процесс формирования схемой управления СУ, меняющихся по длительности (ШИМ) импульсов управления, иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рис. 3.17.

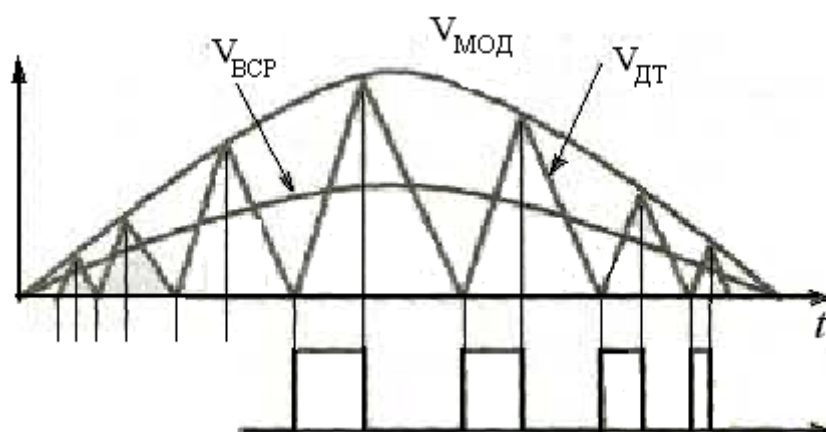


Рис. 3.17. Временные диаграммы, поясняющие процесс формирования кривой тока в активном корректоре коэффициента мощности

Включение транзистора Q1, как видно из диаграмм, происходит в момент времени, когда напряжение $V_{дт}$ на выходе датчика тока ДТ становится равным нулю. Т. е. при нулевом токе в индуктивности L напряжение на выходе схемы СУ формирования импульсов управления становится достаточным, чтобы электронный ключ на транзисторе Q1, замкнулся.

Выключение транзистора Q1 происходит в момент времени, когда линейно нарастающее напряжение $V_{дт}$ с датчика тока становится рав-

ным изменяющемуся по синусоидальному закону напряжению $V_{МОД}$ с датчика выпрямленного напряжения ДВН. В момент сравнения выходного сигнала ДТ с сигналом ДВН, напряжение на выходе схемы СУ формирования импульсов управления становится равным нулю и ключ на транзисторе Q1 размыкается. После выключения транзистора ток в индуктивности начинает спадать, и при нулевом значении тока транзистор Q1 вновь включается. Далее процесс повторяется с достаточно высокой частотой.

На каждом цикле переключения потребляемый ток имеет треугольную форму. Усредненный ток в индуктивности V_{BCP} , а следовательно и входной ток, оказывается синусоидальным по форме и почти совпадающим по фазе с выпрямленным и входным напряжением. При этом среднее значение потребляемого тока (усредненное уже на интервале полупериода сетевого напряжения) пропорционально среднему значению выпрямленного напряжения и не зависит от сопротивления нагрузки, по отношению к которой такая система является источником мощности.

Таким образом, при совпадении по форме входных тока и напряжения получаем косинус фи близкий к единице и благодаря схеме активного корректора достигается высокое значение коэффициента мощности.

Обычно схемы корректоров мощности строятся таким образом, чтобы помимо функций коррекции, они могли обеспечить стабилизацию выходного напряжения при изменении напряжения сети и при вариации тока нагрузки (сопротивления нагрузки).

3.4.2. Устройства, чувствительные к уровню напряжения (супервизоры и мониторы)

В сложных электронных изделиях источники питания часто управляются центральной, как еще говорят, системой управления более высокого уровня. Эта, обычно микропроцессорная система не вторгается в конкретный алгоритм работы отдельного источника, а, в зависимости решаемых в конкретный момент задач изменяет режимы работы источников питания (в простейшем случае просто включает их или выключает). Датчиками для центральной системы управления и посредниками между ней и источниками питания являются специальные устройства, изменяющие уровень сигнала на своем выходе в зависимости от входного напряжения. Такие устройства называются в зарубежной литературе

супервизорами-мониторами напряжения (voltage supervisors - monitors). В их названии отражается, с одной стороны, то, что осуществляется контроль и передача информации о состоянии источника питания системе управления более высокого уровня или оператору (monitors). С другой стороны, в названии отражено, что передача сигнала на более высокий уровень управления необходима для того, чтобы центральная система управления могла оценить имеющуюся ситуацию и сформировать управляющие воздействия (supervisors). Выделение супервизоров-мониторов из состава импульсных ИВЭП и поставка их потребителю в виде отдельных микросхем существенно расширяют свободу разработки сложных систем с центральным устройством управления.

Супервизоры - мониторы, в простейшем случае, представляют собой простейшие преобразователи аналогового сигнала на входе в сигнал двоичной логики на выходе. Обычно они выполняют следующие функции:

А. Синхронизации работы источника питания с другими устройствами.

Выполнение этой функции позволяет ИВЭП работать согласованно по времени (синхронно) с другими электронными устройствами. Это часто требуется, к примеру, при формировании изображений с помощью электронно - лучевых трубок, при функционировании аналого – цифровых и цифро – аналоговых преобразователей. Если синхронизировать происходящие процессы, то можно, к примеру, избавиться от ненужных линий на изображении, сопровождающих работу высоковольтного ключа ИВЭП.

Б. Прерывание работы электронного устройства в такие моменты, когда входное напряжение ниже минимальной величины, установленной для нормального функционирования.

В персональных компьютерах, в различных контроллерах обычно формируется сигнал PG (Power Good). При включении питания сигнал PG имеет низкий уровень и запрещает работу процессора до того момента, когда выходное напряжение ИВЭП не достигнет номинального значения. После этого уровень сигнала PG становится высоким, и процессор компьютера получает разрешение на запуск и работу.

Для изделий, содержащих в своем составе такие устройства, как микропроцессоры, устройства памяти, различные дисководы, внезапная потеря питания в момент их работы или просто снижение напряжения

питания ниже допустимого уровня из – за достаточно длительных «провалов» сетевого напряжения могут привести либо к потере ценной информации либо вообще к повреждению самих устройств. Поэтому для таких устройств очень важно, чтобы формировался сигнал о снижении входного напряжения ниже минимальной величины. Супервизоры-мониторы напряжения в случае снижения питающего напряжения в результате случайных провалов сетевого напряжения или других аварийных ситуаций, в случае отключения входного напряжения ИВЭП, формируют на своем выходе сигнал системного сброса RESET. Последний является предупреждающим о снижении напряжения, благодаря ему предотвращается сбой в работе названных устройств.

В. Отключение на время выходного напряжения (переход в дежурный, «спящий» режим)

Сейчас типичными являются ситуации, когда пользователь на время оставляет изделие и не работает с ним, то в, целях экономии электроэнергии, отключаются отдельные блоки изделия и изделие переходит в режим «ожидания» («спящий», «дежурный» режим). Особенно это характерно для портативного переносного оборудования, когда для увеличения ресурса аккумуляторной батареи, как правило, временно отключаются не используемые электрические цепи. Многие изделия, имеющие эту функцию, с экологической точки зрения, называют «зелеными» и они имеют специальный знак. Пока изделие находится в режиме ожидания от «выключенного» блока источника питания потребляется очень малая мощность. По запросу выключенный блок активируется. Схемы супервизоров – мониторов имеют специальный вход «готовность» позволяющий по сигналу от внешней микропроцессорной системы переводить источник питания в дежурный режим с низким потреблением мощности.

Контрольные вопросы

1. Исходя из классификации компонентов электрической цепи поясните, что представляет простейший источник питания
2. Нарисуйте и поясните вольт-амперную характеристику (ВАХ) источника питания?
3. Что такое первичные источники электропитания и для чего они служат?
4. Что такое источники вторичного электропитания и для чего они служат?
5. На какие две группы можно разделить ИВЭП по принципу действия?
6. Охарактеризуйте состав и принцип работы ИВЭП с силовым трансформатором.
7. Охарактеризуйте состав и принцип работы бестрансформаторных (импульсных) ИВЭП.
8. Какие КПД может дать импульсный режим работы ИВЭП?
9. Что такое инверторные ИВЭП? Охарактеризуйте их состав и назначение.
10. Что такое конверторные ИВЭП? Охарактеризуйте их состав и назначение.
11. По выходной мощности ИВЭП принято делить на ... ?
12. Назовите входные характеристики ИВЭП.
13. Назовите выходные характеристики ИВЭП.
14. Назовите эксплуатационные характеристики ИВЭП.
15. Нарисуйте и поясните функциональную схему вторичного источника питания, получающего электроэнергию от сети переменного тока через силовой трансформатор.
16. На какие две группы можно разбить все схемы выпрямителей в зависимости от исполнения фильтра? Кратко охарактеризуйте их.
17. В чем заключаются основные преимущества мостовых схем выпрямителей?
17. Какое устройство называют стабилизатором напряжения?
19. Перечислите и поясните основные параметры стабилизатора.
20. Охарактеризуйте параметрический стабилизатор.
21. Охарактеризуйте компенсационный стабилизатор. Нарисуйте и поясните его структурную схему.

22. Охарактеризуйте назначение и структурную схему стабилизатора с фиксированным $U_{ВЫХ}$.
23. Охарактеризуйте назначение и структурную схему простейшего импульсного источника вторичного электропитания.
24. Что такое конвертор и инвертор?
25. Что такое ШИМ контроллер? Для чего он предназначен?
26. Нарисуйте и поясните структурную схему ШИМ контроллера, позволяющего стабилизировать напряжение на выходе импульсного ИВЭП.

4. БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Благодаря успехам микроэлектроники в нашу повседневную жизнь прочно вошли так называемые цифровые устройства. Без цифровых устройств немислимы вычислительная техника, средства передачи информации, бытовая аппаратура, современные устройства печати и многое другое. Элементы цифровой электроники выполняют функции преобразования информации, представленной в цифровом виде. Появление интегральных схем со сверхбольшой степенью интеграции элементов, реализующих сложные логические функции, функции памяти и т. п. продолжает изменять исполнение электронной аппаратуры и ее отдельных устройств. Подавляющее большинство современной электронной аппаратуры реализовано с использованием цифровой элементной базы.

Цель этого раздела состоит в том, чтобы ознакомить Вас с основами цифровой интегральной электроники.

Основными элементарными «кирпичиками» большинства цифровых устройств являются логические элементы, т. е. электрические схемы посредством которых выполняются логические операции. Они отличаются большим конструктивным разнообразием и набором реализуемых логических действий.

Вначале мы познакомимся с основами теории, положенной в основу функционирования цифровых элементов. Эта основа – булева алгебра или алгебра логики, которая использует логические выражения, которые могут иметь только два значения – «истинно» или «ложно». Для обозначения истинности или ложности пользуются символами 1 и 0. Двоичные переменные могут образовывать логические функции и над ними можно осуществлять логические операции. Мы изучим способы представления двоичной информации в цифровых микросхемах. Логические основы цифровой техники достаточно просты и вполне доступны для понимания.

Затем мы приступим к рассмотрению элементной базы простейших цифровых устройств. В процессе развития цифровой электроники выделилось несколько типов логических элементов, удобных для практической реализации. Такие элементы служат базой современных цифровых устройств. Мы изучим, как исполнены эти базовые элементы, ка-

кой схемой они реализованы, какими параметрами характеризуются. Наша задача на этом этапе состоит в том, чтобы Вы, используя основные сведения справочного характера, научились воспринимать информацию о назначении логических элементов, об их устройстве, об их функциональных возможностях и особенностях.

4.1. Общие сведения о представлении информации двоичными числами и основы теории логических схем

В 19 веке ирландский математик Джордж Буль (1815 – 1864), разрабатывая науку о логических высказываниях (для определения истинности или ложности высказываний), предложил использовать логические функции $F(X,Y,Z,\dots)$ от аргументов (X,Y,Z,\dots) . Которые могли принимать только два значения: «1» - истинно, «0» - ложно. Этот подход и сама наука, впоследствии названная булевой алгеброй, нашли свое широкое применение при решении задач электроники с середины 20 века. Это было обусловлено следующим.

А. Многие технические задачи, описываемые в достаточно сложной словесной форме, как оказалось, достаточно просто представимы с помощью высказываний булевой алгебры. К примеру, вы хотите описать задачу, в которой специальное устройство определяет, все ли пассажиры 6 местного автомобиля пристегнули ремни безопасности. В словесной форме Вы должны описать все возможные ситуации: есть пассажир или нет; пристегнут он или нет; что если пассажир отсутствует или пассажир ребенок, то тогда не требуется, чтобы ремень безопасности был пристегнут. Если это начать описывать, то получится многостраничный литературный труд. С помощью булевой алгебры подобная ситуация будет описана с помощью выражения, размещенного в одной строке.

Б. С помощью булевой алгебры удобно представлять работу многих приборов и устройств, которые характеризуются двумя устойчивыми состояниями: «да – нет», «включено – выключено», «норма – не норма». Например, удобно описывать ситуации типа ключ «замкнут – разомкнут», прибор «включен – выключен», дверца «открыта – закрыта», лампочка «светится – не светится». Также удобно представлять состояние устройства, когда какой либо параметр, к примеру, давление, скорость, температура, определены как «в норме – не в норме».

В. Наконец, и это наверное главное, числа двоичной системы оказалась очень удобными для представления в вычислительных машинах, компьютерах, микроконтроллерах и других видах цифровой техники информации вообще, не только числовых, но и не числовых данных (букв, цвета, рисунков, музыки). Цифровая техника базируется на работе транзисторов, а их состояния легко интерпретировать как «0» (режим насыщения биполярного транзистора) или «1» (режим отсечки).

В цифровой технике двоичная информация может быть представлена в виде электрических сигналов двумя способами: потенциальным и импульсным.

При потенциальном способе логические сигналы «0» и «1» представляют существенно различающимися уровнями потенциала (напряжения на выводе относительно точки нулевого потенциала) «высоким» и «низким». Считается, что интервал времени между соседними изменениями потенциального сигнала значительно больше времени отклика схемы в которой он используется.

При этом существует соглашения о «положительной» и «отрицательной» логике.

При положительной логике (рис. 4.1) за уровень логической «1» принято значение напряжения высокого уровня (к примеру, +5 В), а за логический ноль – напряжение низкого уровня (~0.2 В).

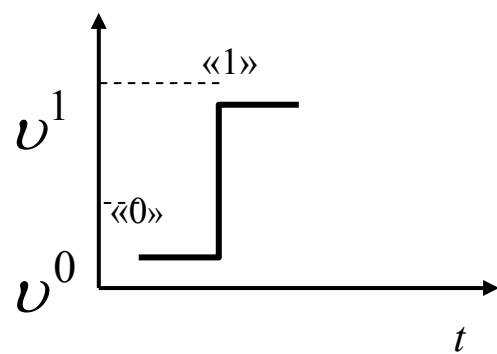


Рис. 4.1. Представление логических сигналов уровнями напряжения

Если за «0» принят высокий потенциал, а за «1» низкий, то имеет место представление двоичных чисел в отрицательной логике.

В настоящее время наибольшее распространение получила положительная логика. Пример использования потенциального способа представления сигнала положительной логики показан на рис. 4.2.

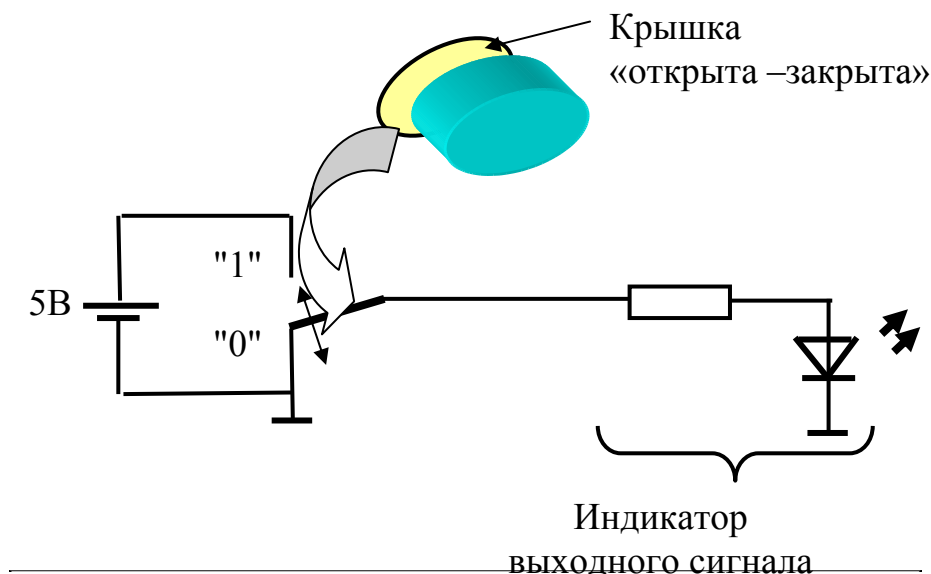


Рис. 4.2. Представление положения крышки в цифровом устройстве потенциальным способом в положительной логике

Когда крышка открыта, то ключ, связанный с ней, находится в положении «0». На диод не поступает постоянное напряжение (имеет место «низкий» уровень сигнала ~ 0 В) и светодиод, как индикатор положения крышки, не светится.

Если крышка закрыта, то ключ, связанный с ней, переводится в положение «1», на индикатор поступает постоянное напряжение («высокого» уровня ~ 5 В) и светодиод, сигнализирующий о положении крышки, светится.

При импульсном способе состояние выходного информационного параметра представляется наличием или отсутствием импульса определенной амплитуды и длительности.

Сигнал в цифровой технике считается импульсным, если длительность его того же порядка, что и время отклика схемы (схема должна отреагировать на воздействие импульсного сигнала, а он должен закончиться сразу же после окончания в схеме переходного процесса). Импульсные сигналы порождаются изменениями потенциальных сигналов с 1 на 0 и (или) с 0 на 1.

Пример использования импульсного способа представления сигнала положительной логики показан на рис. 4.3.

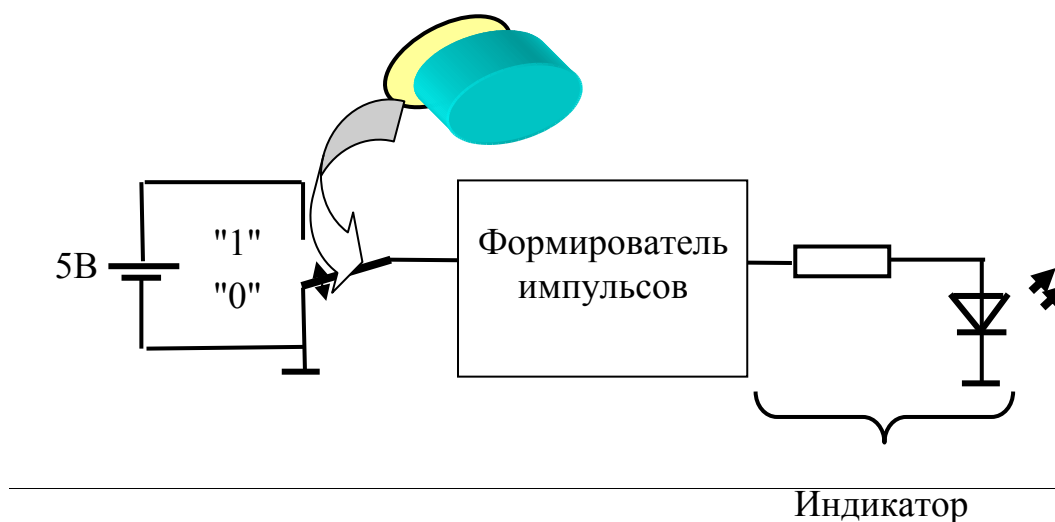


Рис. 4.3. Представление положения крышки в цифровом устройстве импульсным способом в положительной логике

Для того, чтобы можно было представлять и описывать информацию в двоичной системе счисления вводят понятие бита.

Bit (от англ. binary digit – двоичная цифра) – это разряд числа, представленного в двоичной системе, который может принимать только два значения «0» и «1».

Если рассматривать бит, как некую абстрактную букву, то цепочки из битов можно уподобить неким «словам», представленным в двоичной системе счисления.

Слова – это группы битов, которые могут быть прочитаны и интерпретированы.

Например, цифре 2 на семисегментном индикаторе (с десятичной точкой) соответствует 8 битовое слово, показанное на рис. 4.4. в нижней строке таблицы. Другой цифре будет соответствовать другое 8 битовое слово.

Аналогично, каждой клавише, нажимаемой на клавиатуре компьютера, соответствует свое восьмибитовое слово в двоичном коде. Значение слова определяется кодом американского стандарта для обмена информацией ASCII («АСКИ»). Например, цифре 5 соответствует слово 1 011 010 1. В этом слове старший разряд (старший бит, находящийся слева) обычно выступает, как контрольный бит четности. Его берут равным 1, если общее количество единиц в слове четное

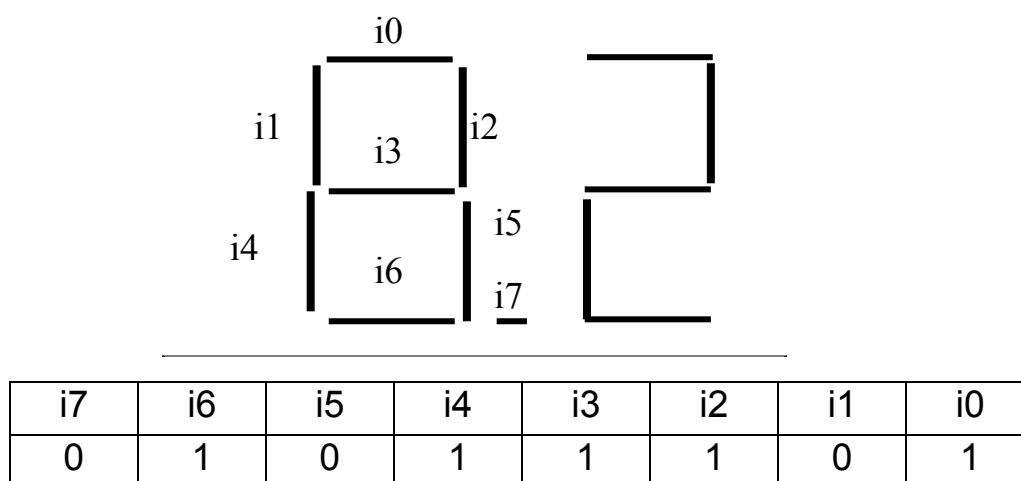


Рис. 4.4. Представление информации о символе 2 на семисегментном индикаторе в виде восьмибитового слова (байта)

Восьмибитовое слово, рассматриваемое как одна информационная единица для обмена цифровой информацией, называется байтом.

Для оценки информации используют также следующие единицы:

1024 бита (2^{10}) – килобит, 1024 байта (2^{10}) – килобайт, 1048576 (2^{20}) байт – мегабайт.

Слово может быть представлено в параллельном виде (коде). Как при импульсном, так и потенциальном способе представления информации все разряды двоичного числа (все биты) представлены одновременно (в одном временном промежутке, такте). В этом случае для их передачи необходимо задействовать количество потенциальных проводов, соответствующих количеству разрядов и один проводник, имеющий нулевой потенциал (говорят надо использовать шину).

Если слово представлено в последовательном коде, то для его передачи нужен один канал (два проводника – потенциальный и нулевой) и требуется 8 тактов для передачи всего слова. Скорость передачи информации при этом меньше.

4.2. Логические функции и элементы цифровой интегральной схемотехники их реализующие

В булевой алгебре используются три математических операции – инверсии, логического сложения, логического умножения. В электронных схемах, выполняют эти логические операции логические элементы. По

этой причине простейшими логическими элементами (ЛЭ) цифровой интегральной электроники будут следующие:

1. *Инвертор* (элемент «НЕ» (NOT)).

Элемент «НЕ» (NOT) выполняет логическую функцию инверсия:

$$Y = \overline{x} \quad (4.1)$$

Черта над x указывает на то, что логический сигнал инвертирован.

Он имеет один вход и один выход. На вход такого ЛЭ воздействует активный уровень сигнала – уровень, при котором сигнал производит воздействие на элементы электронной схемы. Проходя через инвертор сигнал меняет свой активный уровень.

На схемах ЛЭ НЕ (NOT) обозначают, как показано на рис. 4.5. Здесь же представлена таблица, характеризующая логику работы инвертора. Ее часто называют таблицей истинности. Таблица истинности демонстрирует, какое будет значение выходной переменной при каждой комбинации входных переменных (строки таблицы).

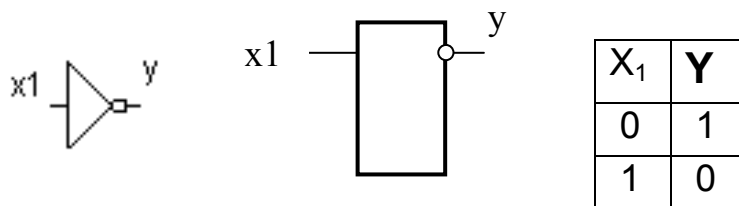


Рис. 4.5. Представление на схемах логического элемента НЕ (NOT) и его таблица истинности

Если последовательно включить два инвертора, то получим логический повторитель $Y = X$.

2. *Логический элемент ИЛИ* (OR).

Такой ЛЭ реализует функцию логического сложения (дизъюнкцию)

$$Y = X_1 + X_2 = X_1 \vee X_2. \quad (4.2)$$

Обозначение \vee от латинского VEC – или.

Символическое изображение двухвходового вентиля ИЛИ и его таблица работы показаны на рис. 4.6

Выход вентиля ИЛИ имеет высокий уровень, если высокий уровень присутствует хотя бы на одном из его входов. (говорят –«что - нибудь или все», т. е. на выходе будет сигнал, если воздействует активный уровень или на один, или на второй входы или на оба сразу).

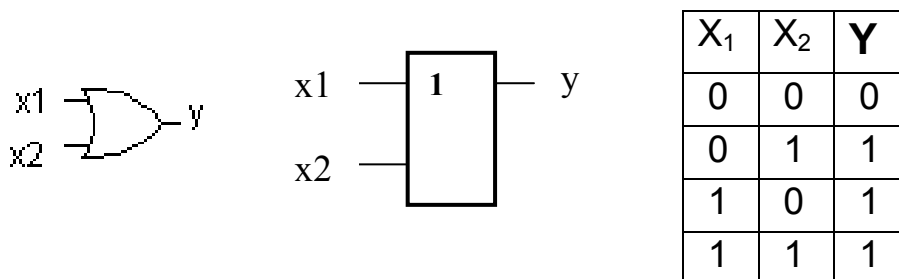


Рис. 4.6. Представление на схемах логического элемента ИЛИ (OR) и его таблица истинности

Ноль на выходе появляется только тогда, когда на его оба входа подаются нули.

3. Логический элемент И (AND).

Такой ЛЭ реализует операцию логического умножения (конъюнкции)

$$Y = X_1 \cdot X_2 = X_1 \wedge X_2 \quad (4.3)$$

Выход ЛЭ И имеет высокий уровень (логическая единица) только в том случае, если высокий уровень присутствует на всех его входах («Все или ничего»).

Символическое изображение двухвходового вентиля И, применяемое в странах СНГ и Северной Америке, и его таблица истинности приведены на рис. 4.7.

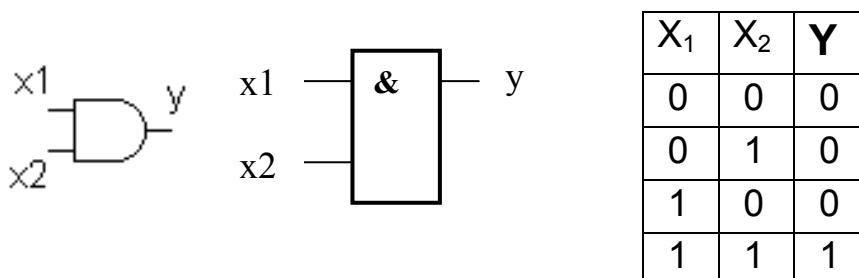


Рис. 4.7. Представление на схемах логического элемента И (AND) и его таблица истинности

Выпускаемые промышленностью ЛЭ И, так же как и ИЛИ, могут иметь 3, 4 и больше чисел входов.

Как показала практика, проще при создании сложных логических устройств и целесообразнее (требуется меньшее число цифровых интегральных микросхем) использовать не простейшие логические элементы, а так называемые базовые ЛЭ. Такие «строительные кирпичики» являются универсальными и с их помощью можно реализовать весь набор логических операций. Кроме того, они дешевле в изготовлении.

К числу базовых логических элементов, как наиболее предпочтительных, относят следующие ЛЭ.

4. Логический элемент И - НЕ (AND) "элемент Шеффера".

Такой ЛЭ реализует операцию инверсии логического произведения

$$Y = \overline{X_1 \cdot X_2} = \overline{X_1 \wedge X_2} \quad (4.4)$$

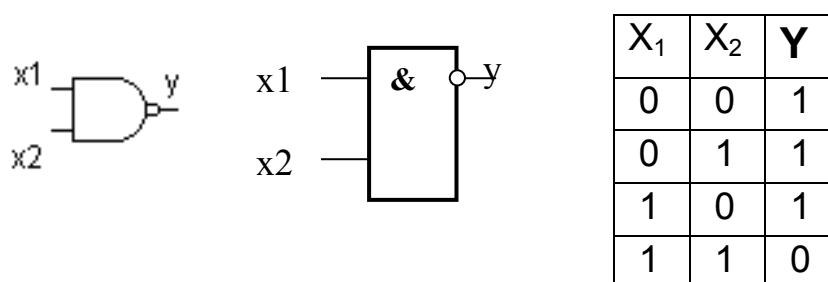


Рис. 4.8. Представление на схемах логического элемента И - НЕ и его таблица истинности

Изображение двухвходового ЛЭ И - НЕ и его таблица работы показаны на рис. 4.8.

Сигнал логического нуля появляется на выходе только тогда, когда на его оба входа одновременно поданы сигналы высокого уровня

5. Логический элемент ИЛИ - НЕ "Стрелка Пирса".

Такой ЛЭ реализует операцию инверсии логического сложения

$$Y = \overline{X_1 + X_2} = \overline{X_1 \vee X_2} \quad (4.5)$$

Изображение двухвходового ЛЭ ИЛИ - НЕ и его таблица работы показаны на рис. 4.9

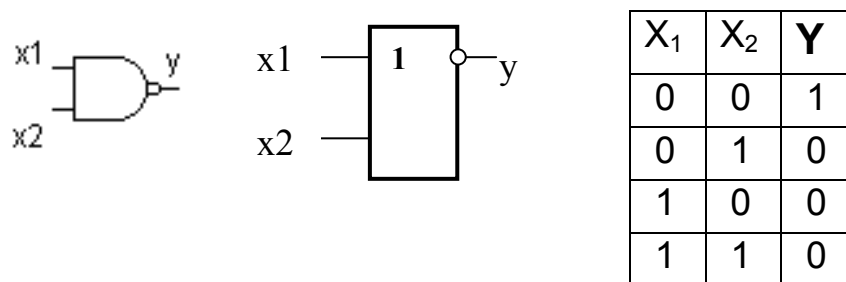


Рис. 4.9. Представление на схемах логического элемента ИЛИ-НЕ и его таблица истинности

Следует иметь в виду, что среди базовых ЛЭ все же наибольшее распространение получили логические элементы И – НЕ. Их наиболее часто используют при построении сложных логических схем. Построение, как говорят, в базисе И – НЕ, из одних и тех же ЛЭ удобно еще и тем, что в одном корпусе микросхемы содержится 4...6 однотипных ЛЭ и можно использовать незадействованные входы. Поскольку ЛЭ И – НЕ является, по сути, универсальным элементом, то из него можно относительно просто получить простейшие ЛЭ (рис. 4.10 и рис. 4.11).

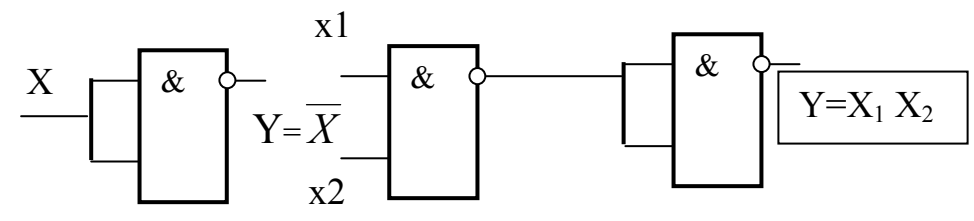


Рис. 4.10. Получение логических элементов инвертор и И на основе ЛЭ И-НЕ

Для осуществления ряда арифметических операций, операций логического сравнения и ряда других важных задач в цифровой электронике используют еще два логических элемента "Исключающее ИЛИ" и "Исключающее ИЛИ - НЕ"

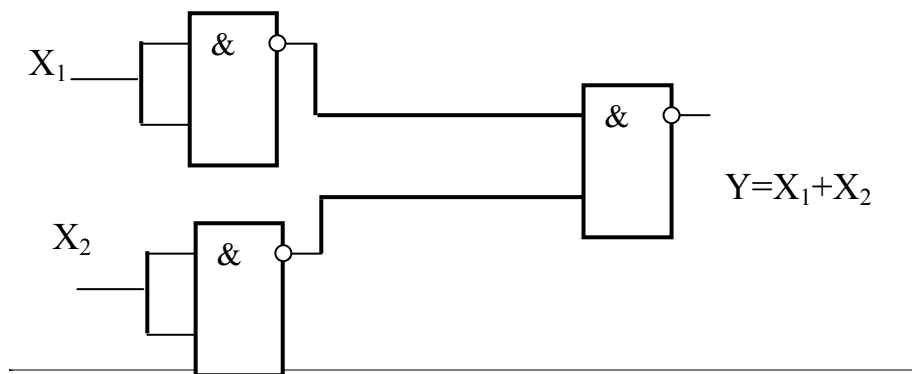


Рис. 4.11. Получение логических элементов ИЛИ на основе ЛЭ И-НЕ

6. Логический элемент «Исключающее ИЛИ».

Такой ЛЭ реализует операцию логического сложения по модулю два

$$Y = X_1 \oplus X_2 \quad (4.6)$$

Изображение двухвходового ЛЭ «Исключающее ИЛИ» и его таблица работы показаны на рис. 4.12

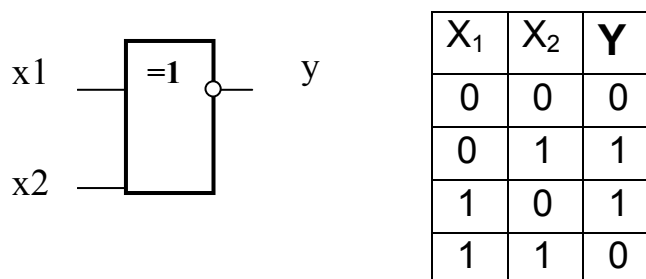


Рис. 4.12. Представление на схемах логического элемента «Исключающее ИЛИ» и его таблица истинности

На выходе ЛЭ "Исключающее ИЛИ" высокий уровень формируется в том случае, если будет подан сигнал на один из его входов, но не на оба одновременно. Иными словами, высокий уровень действует на выходе тогда, когда входы имеют различное состояние. Операция "Исключающее ИЛИ" идентична операции «сложение по модулю 2».

7. Логический элемент «Исключающее ИЛИ-НЕ».

Такой ЛЭ реализует операцию логическая равнозначность

$$Y = X_1 \otimes X_2 \quad (4.7)$$

Изображение двухвходового ЛЭ «Исключающее ИЛИ - НЕ» и его таблица работы показаны на рис. 4.13

На выходе ЛЭ "Исключающее ИЛИ - НЕ" высокий уровень формируется в том случае, если сигналы на его входах одинаковы. Этот ЛЭ является цифровым компаратором. С его помощью можно сравнивать два одноразрядных двоичных числа. Для сравнения одного восьмиразрядного двоичного числа (одного байта, слова из 8 бит) с другим требуется 8 таких элементов

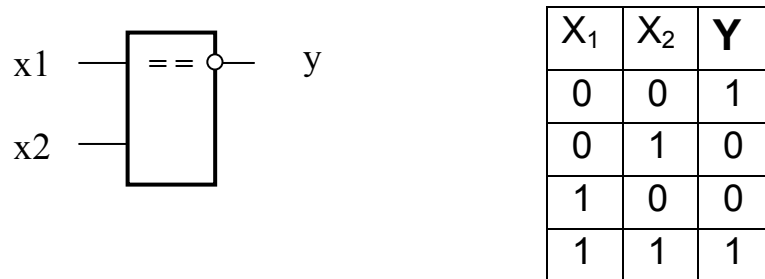


Рис. 4.13. Представление на схемах логического элемента «Исключающее ИЛИ – НЕ» и его таблица истинности

4.3. Схемотехническая реализация логических элементов

В настоящее время промышленностью выпускаются следующие классы логических элементов:

- транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ);
- транзисторно-транзисторная логика с диодами Шоттки (ТТЛШ);
- эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ);
- логика на основе комплементарных ключей на МОП-транзисторах (КМОП);
- интегральная инжекционная логика (И²Л);
- логика на основе арсенида галлия Ga As.

Наиболее распространены ТТЛ, ТТЛШ, КМОП. Каждый из классов логических элементов отличается друг от друга по быстродействию и

потребляемой мощности. Наиболее быстродействующим является ИС ЭСЛ, но они и потребляют наибольшую мощность. Самыми экономичными, но и наименее быстродействующими являются ИС КМОП. ТТЛШ занимают среднее положение.

Основой каждого класса логических элементов является использование типового базового логического элемента. Этот электронный узел является базой построения всех разновидностей цифровых устройств. В частности, большинство цифровых интегральных микросхем реализовано на логическом элементе, выполняющем функцию «И - НЕ». Типичной для ТТЛ является схема ЛЭ «И - НЕ» со сложным инвертором. На рис. 4.14 показана принципиальная схема базового элемента ТТЛ со сложным инвертором.

Она состоит из комбинатора, реализующего функцию «И» на транзисторе VT_1 , промежуточного каскада на транзисторе VT_2 и выходного каскада на транзисторе VT_4 .

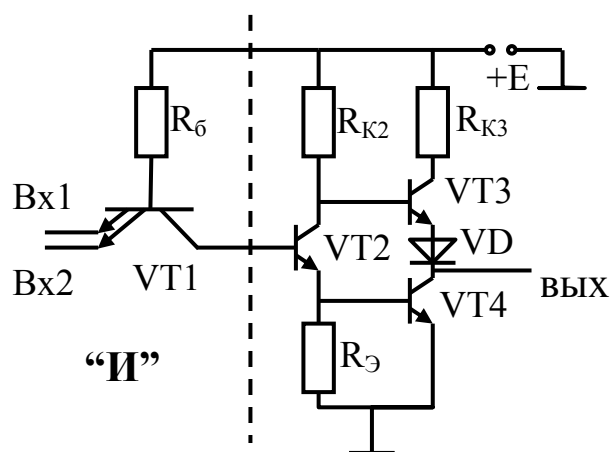


Рис. 4.14. Принципиальная схема ТТЛ элемента со сложным инвертором

Транзистор VT_1 является многоэмиттерным. Важной особенностью работы многоэмиттерного транзистора (МЭТ) является то, что при любых потенциалах на входе ЛЭ коллекторный переход транзистора смещен в прямом включении, поэтому в зависимости от потенциалов эмиттеров отдельные транзисторы МЭТ работают либо в активном режиме при инверсном включении либо в режиме насыщения.

Сложный инвертор представляет соединение промежуточного каскада (простого инвертора и одновременно фазорасщепляющего каска-

да) на транзисторе Т2 и выходного каскада с активной (динамической) нагрузкой на транзисторах Т3,Т4.

С выходов промежуточного каскада задаются управляющие сигналы для выходного каскада, обеспечивающие противофазное переключение транзисторов выходного каскада.

Выходной каскад представляет собой эмиттерный повторитель на транзисторе Т3 с динамической нагрузкой (вместо резистора в цепи эмиттера используется транзистор Т4 и диод).

Принцип работы ТТЛ ЛЭ состоит в следующем:

А. Если на один или нескольких входов ЛЭ подан сигнал логического нуля ($U_{X1}=0.2$ В, $U_{X2}= 0.2$ В), то эмиттерные переходы МЭТ оказываются при прямом включении. МЭТ переходит в режим глубокого насыщения. При этом, как известно, $I_{KMЭТ}\sim 0$. По этой причине $I_{BT2} = I_{KMЭТ}\sim 0$ и, следовательно, транзистор Т2 находится в режиме отсечки. Напряжение на его коллекторе по величине близко к напряжению источника питания, ток через эмиттер не протекает. Соответственно, транзистор Т3 пребывает в режиме отсечки, а эмиттерный повторитель, повторяя практически ЭДС источника питания формирует на выходе напряжение, равное 3,6 В (5В - 0,7В - 0,7В), то есть логическую единицу.

В итоге получаем:

X ₁	X ₂	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1

Важно иметь в виду, что поскольку на выходе ЛЭ стоит эмиттерный повторитель, то схема в состоянии логической единицы имеет малое внутреннее выходное сопротивление (подобно идеальному источнику напряжения). Это позволяет производить подключение к одному выходу ЛЭ несколько входов последующих ЛЭ, обеспечивая, как говорят, высокую нагрузочную способность.

Б. При напряжениях, соответствующих логической единице на всех входах ЛЭ ($U_{X1}=5$ В, $U_{X2}= 5$ В), МЭТ переходит в активный инверсный режим. Конструктивно МЭТ выполнен таким образом, что инверсный коэффициент передачи тока базы имеет величину порядка 0,005...0,05, поэтому токи эмиттеров малы. Это важно, поскольку малое потребление

тока (высокое входное сопротивление ЛЭ) также обеспечивает возможность подключения к предыдущему ЛЭ несколько ЛЭ.

Ток коллектора МЭТ увеличивается и уже $I_{KMЭТ} \neq 0$. По этой причине $I_{BT2} = I_{KMЭТ} \neq 0$ и, следовательно, транзистор Т2 переходит в режиме насыщения. Ток в цепи эмиттера транзистора Т2 увеличивается. При этом растет напряжение на резисторе R_3 . Транзистор Т4 переходит в режим насыщения, а Т3 в режим отсечки.

В итоге, выходное напряжение мало (порядка 0,2 В) и соответствует напряжению низкого уровня (логического нуля):

X_1	X_2	Y
1	1	0

Важно, что и в состоянии логического нуля схема имеет малое внутреннее выходное сопротивление (подобно идеальному источнику напряжения). Это также позволяет производить подключение к одному выходу ЛЭ несколько входов последующих ЛЭ, обеспечивая высокую нагрузочную способность.

Транзисторно – транзисторный (ТТЛ) ЛЭ имеет следующие особенности:

1. При переключении ТТЛ ЛЭ с единичного в нулевое состояние транзисторы выходного каскада на некоторое время оказываются одновременно в режиме насыщения (Т3 не успевает перейти в активный режим, так как идет рассасывание носителей заряда в базе). Из-за этого возникают большие токи и, как следствие, импульсные напряжения на проводниках, с помощью которых подается «питание». Импульсные «помехи» могут даже изменять логическое состояние «соседних» микросхем. Эту проблему обычно решают установкой высокочастотных конденсаторов емкостью 0,05...0,1 мкФ (обычные электролитические конденсаторы имеют большую индуктивность) между проводником (линией шины) положительного потенциала и «землей», а также снижением резистивного сопротивления и индуктивности проводников. Обычно шины на печатной плате имеют вид широкой полосы.

2. ТТЛ ЛЭ могут, в принципе, иметь до 8 входов. Не все входные выводы при этом могут быть задействованы. Поэтому вторая особенность ТТЛ схем состоит в том, что нельзя оставлять «свободными» не-

задействованные выводы. Необходимо на плате установить дополнительный логический элемент, «заземлить» его входы, а выходы задействовать для задания логической единицы на свободные входы других логических элементов. В крайнем случае свободный вход следует соединить с проводником питания, имеющим потенциал 5 В через резистор величиной 1...2 кОм.

Недостатками ТТЛ ЛЭ со сложным инвертором являются жесткое ограничение емкости нагрузки, потребление дополнительной мощности в момент переключения и то, что он занимает относительно большую площадь на кристалле полупроводниковой микросхемы. Поэтому применение ТТЛ ЛЭ ограничено микросхемами малой и средней степени интеграции. Существует много модификаций базового ТТЛ ЛЭ, отличающихся номиналами сопротивлений резисторов и некоторыми схемными особенностями.

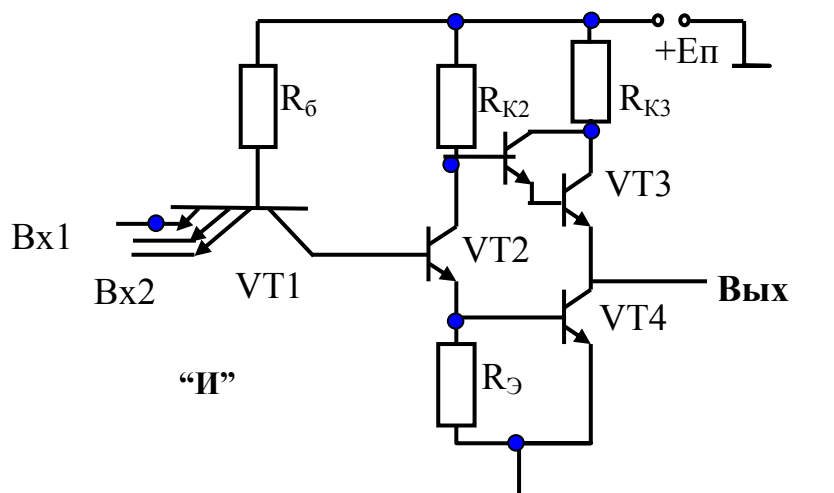


Рис. 4.15. Принципиальная схема ТТЛ элемента повышенной нагрузочной способности

Для повышения нагрузочной способности (чтобы можно было к выходу подключать больше ЛЭ) необходимо модифицировать выходной эмиттерный повторитель ТТЛ ЛЭ в направлении придания ему свойств, подобных идеальному источнику напряжения. Для того, чтобы уменьшать выходное дифференциальное сопротивление эмиттерного повторителя, надо увеличивать коэффициент передачи выходного транзистора. Как известно, хорошим решением такой задачи является использование составного транзистора по схеме Дарлингтона. На рис. 4.15 показана схема ТТЛ логического элемента с повышенной нагрузочной спо-

способностью в котором применен на выходе эмиттерный повторитель с составным транзистором ТЗ Дарлингтона.

В ряде случаев, в частности, при работе с нетиповыми нагрузками (элементами индикации, реле) используют ТТЛ ЛЭ со «свободным» коллектором. Схема ЛЭ со «свободным» коллектором получается из стандартного ЛЭ, если из него «изымается» эмиттерный повторитель. Свободный коллектор является выходом (смотри пример на рис. 4.16).

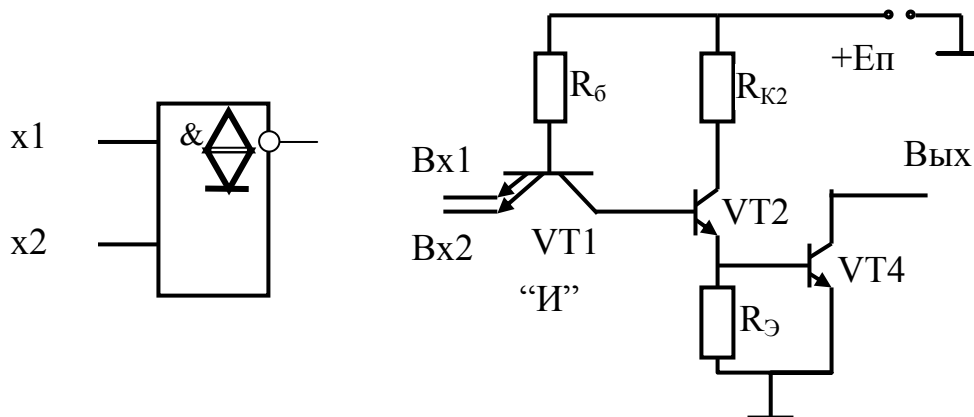


Рис. 4.16. Принципиальная схема ТТЛ элемента со «свободным» коллектором и его обозначение на схемах

ТТЛ элементы с открытым коллектором допускают параллельное подключение нескольких выводов к общей нагрузке. Такое объединение часто называют «монтажной» логикой. Такое соединение эквивалентно логической операции «И», поэтому такой способ соединения элементов часто называют «монтажное И» (рис. 4.17). Резистор R , используемый в данной схеме, часто называют «подтягивающим».

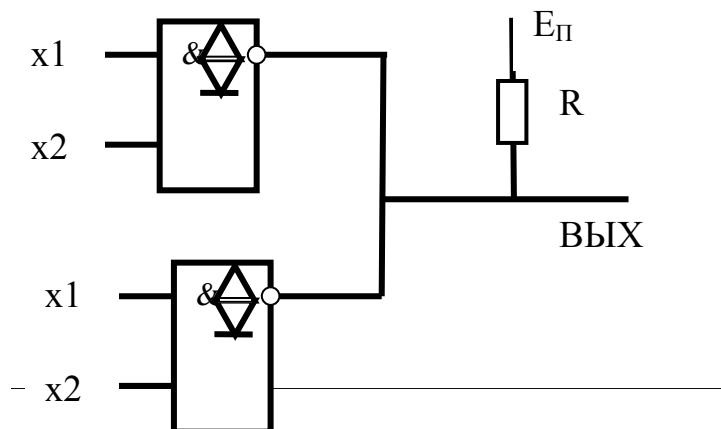


Рис. 4.17. Принципиальная схема ТТЛ элемента со «свободным» коллектором и его обозначение на схемах

В цифровой электронной технике информация от одного блока в другой передается по линиям связи в форме двоичных сигналов. Поэтому часть микросхем разработана с учетом возможности подключения к шине (магистралам передаче данных, группе проводников). При этом обычно каждый бит посылается по отдельным проводам (линиям), а сами линии упорядочиваются в шину (магистраль), чтобы получить параллельную передачу. При организации электрических связей в целом возникает задача уменьшения числа проводов. Чтобы иметь возможность по одному и тому же проводу передавать и принимать логические сигналы, необходимы ЛЭ, способные работать в режиме «передачи» и, в случае необходимости, «отключаться» от линии. Обычные ЛЭ, являющиеся как бы идеальными источниками напряжения со стороны выхода, не подходят для этой цели. Если к линии шины подсоединяются выходы нескольких микросхем, то возникает опасность одновременного появления на линии шины конфликтующих логических уровней. Если допустить соединение выходов нескольких ЛЭ, то возможно появление на выходе одного ЛЭ состояния логической единицы, а на выходе другого – логического нуля. Это может в худшем случае привести к выходу из строя одной из микросхем, а в лучшем – логическое состояние выхода будет не определено. Говорят, что при подключении обычных ЛЭ к линии обязательно будут возникать «конфликты» на шине.

Способ, позволяющий совместить работу многих устройств на одну линию, состоит в том, чтобы ввести третье состояние на выходе логического элемента, при котором ЛЭ отключался бы от линии. Для «отключения», как известно, необходимо, чтобы ЛЭ имел очень большое выходное сопротивление (имел высокий импеданс), что позволяет реализовать «разрыв цепи» между ЛЭ и линией.

ЛЭ, имеющий три выходных состояния («0», «1», «отключен»), часто называют, как и большинство схем, обеспечивающих взаимодействие каких – либо устройств, драйвером.

Вход, «включающий» третье состояние, обычно имеет метку **EZ** или ромбик \diamond . Эти метки указывают на то, что именно на данный вывод микросхемы должен подаваться сигнал «разрешения» на перевод ЛЭ в высокоимпедансное состояние. Выход ЛЭ, имеющий третье состояние, обычно имеет метку **Z** или ромбик \diamond . Часто специальные входные сигналы такого рода называют «разрешением» и обозначают **EN** или «выбором кристалла» **CS**.

Для того, чтобы получить драйвер схему ТТЛ элемента модифицируют: в нее вводят дополнительный диод VD.

Когда на вход **EZ** подан сигнал логической единицы ($U_{EZ}=5\text{ В}$), диод VD оказывается включенным в обратном направлении, представляет собой как бы резистор с почти бесконечным сопротивлением, поэтому не оказывает никакого влияния на работу ЛЭ. Его работа происходит так же, как это было описано ранее.

Когда на управляющий вход **EZ** подан сигнал логического нуля ($U_{EZ}=0,2\text{ В}$), то по цепи $E_{II} - R_K - VD - \perp$ ($U_{EZ}=0,2\text{ В}$) протекает ток, и диод VD фиксирует потенциал коллектора транзистора T2 ($U_{KT2}=0,7\text{ В}$). Этого напряжения недостаточно, чтобы составной транзистор Дарлингтона T3 перешел в активный режим (как было ранее). Составной транзистор T3 находится в состоянии отсечки и не пропускает на выход ток источника питания. Ток через резистор $R_Э$ также близок к нулю, поэтому транзистор T4 также находится в состоянии отсечки.

Итак, когда на управляющий вход **EZ** подан сигнал логического нуля ($U_{EZ}=0,2\text{ В}$), выход ЛЭ не может не принимать ток из линии, не отдавать ее в линию. Говорят, что выход ЛЭ находится в высокоимпедансном состоянии, в котором он не выдает никакого логического уровня на подключенную к нему линию и почти не нагружает ее.

Существует несколько подсемейств ТТЛ ЛЭ, основанных на модификациях базовых схем.

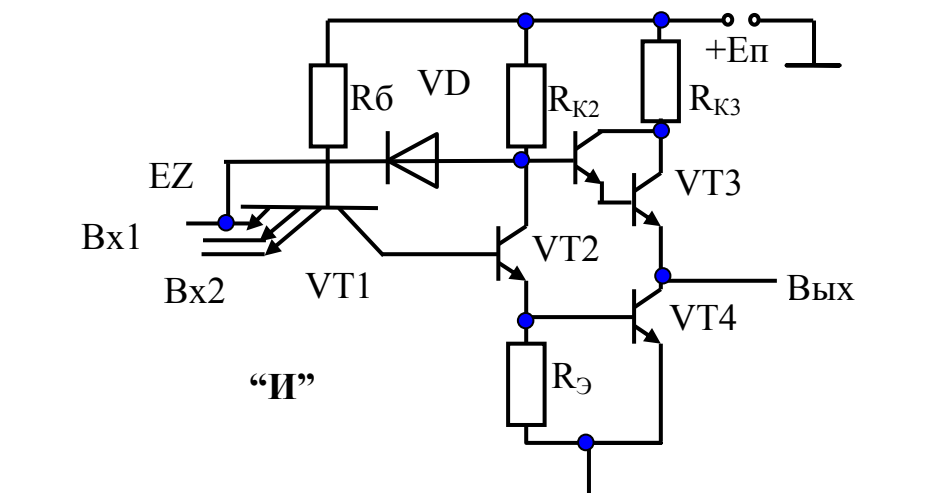


Рис. 4.18. Принципиальная схема ТТЛ элемента с тремя состояниями

У так называемых стандартных ТТЛ схем при логическом нуле на входе через входной вывод протекает ток порядка 1,6 мА; с его выхода может «отбираться» ток 16 мА.

У так называемых ТТЛ схем с малой мощностью потребления при логическом нуле на входе через входной вывод протекает ток порядка 0,36 мА; с его выхода может «отбираться» ток 8 мА.

Максимальное количество входных выводов других ЛЭ, которое можно подключить к выходу ЛЭ (коэффициент разветвления по выходу) у стандартных ТТЛ ЛЭ равен 10 (16/1,6), а у маломощных – 22 (8/0,36).

Заметного увеличения быстродействия позволяет достичь другая разновидность схем, выпускаемая на основе ТТЛ технологии. Модернизации базового логического элемента здесь осуществляется за счет использования диодов и транзисторов Шоттки (ТТЛШ). Известно, что в структурах Шоттки имеет место снижение порогового напряжения открывания диода (у обычных 0,7 В) до (0,2...0,3 В) и отсутствует явление накопления носителей в базе.

Схемотехника элементов ТТЛШ подобна ТТЛ. Так, в схеме со сложным инвертором все транзисторы заменены транзисторами с диодами Шоттки. Благодаря этому удалось существенно улучшить параметры логических элементов. Транзисторы Шоттки не переходят в состояние глубокого насыщения, а это в свою очередь приводит к тому, что скорость переключения транзистора из открытого состояния в режим отсечки повысится, так как отсутствует накопление и рассасывание неосновных носителей в базе транзистора. В зависимости от номиналов пассивных элементов схемы можно либо 3 - 5 раз увеличить быстродействие логических элементов, либо во столько же уменьшить потребляемую мощность по сравнению с элементами ТТЛ.

ТТЛШ элементы существуют в стандартном и в маломощном вариантах.

В последнее время большое распространение получили ЛЭ, выполненные на основе полевых транзисторов.

Схемы на комплементарных (дополняющих) полевых транзисторах с изолированным затвором (КМОП) получили наибольшее распространение и постепенно вытесняют другие типы ЛЭ благодаря исключительно малому потреблению мощности при высокой нагрузочной способности и помехоустойчивости.

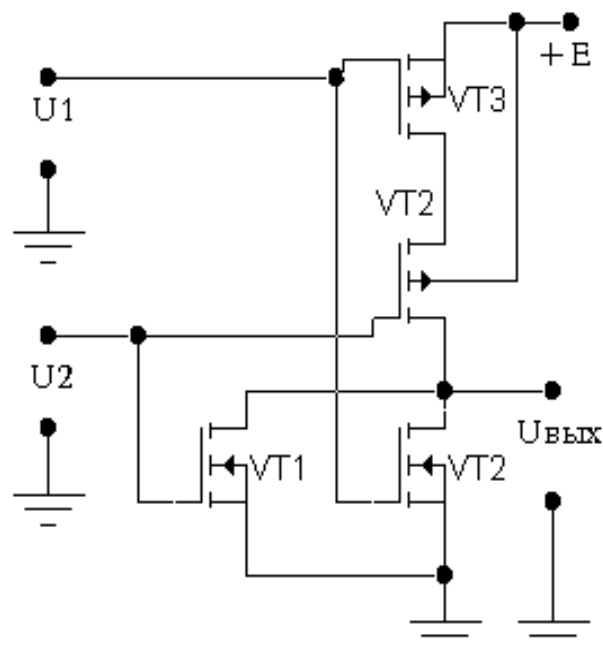


Рис. 4.19. Принципиальная схема КМОП логического элемента, реализующего логическую функцию «ИЛИ – НЕ»

Элемент КМОП построен на полевых МОП - транзисторах обеих полярностей, что позволяет создать схемы логических элементов, не потребляющих энергии в статическом состоянии. Энергия от источника питания потребляется лишь в короткие промежутки времени, когда происходит переключение. КМОП логика является очень перспективной и в настоящее время по быстродействию приближается к логике ТТЛШ. Рассмотрим КМОП логический элемент, реализующий функцию ИЛИ-НЕ (рис. 4.19).

Если напряжения на входе ЛЭ имеют низкие уровни (U_1 и U_2 меньше порогового напряжения МОП транзистора), то n - каналные транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты, а p – каналные транзисторы VT_3 и VT_4 открыты, и выходное напряжение имеет высокий уровень. Если одно или оба входных напряжения U_1 и U_2 имеют высокий уровень, превышающий пороговое напряжение, то открывается один или оба транзистора VT_1 и VT_2 , а между истоком и затвором одного или обоих транзисторов VT_3 и VT_4 устанавливается низкое напряжение, что приводит к запирающему эффекту одного или обоих транзисторов VT_3 и VT_4 , а следовательно, на выходе устанавливается низкое напряжение. Таким образом, этот элемент реализует функцию «ИЛИ – НЕ»:

X_1	X_2	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Логические элементы КМОП, имеющие изолированный затвор, в отличие от ТТЛ не потребляют тока по входам и отличаются высокой помехоустойчивостью. Так как в статическом состоянии либо в р - либо в п – канальном транзисторах отсутствуют каналы, то ток от источника питания не отбирается. В статике КМОП ЛЭ потребляет мощность порядка 100 нВт. Мощность потребляется в момент переключения и идет на перезаряд емкостей затворов транзисторов. Быстродействие КМОП ЛЭ зависит от напряжения питания. При $E = 5\text{В}$ КМОП схемы совместимы с ТТЛ. Следует иметь в виду, что КМОП ЛЭ подвержены действию статического электричества, поэтому затворы полевых транзисторов, как правило, защищают специальными диодными структурами.

Для построения схем с очень высоким быстродействием применяются схемы эмиттерно – связанной логики (ЭСЛ). Основой базового логического элемента ЭСЛ является дифференциальный каскад (токовый ключ). ЭСЛ используется в сверхбыстродействующих устройствах. Так как транзисторы такой логики все время находятся в активном режиме, то быстродействие такой логики велико, но это достигается ценой большого потребления тока и мощности от источника питания.

Каждая цифровая логическая микросхема оценивается рядом параметров, обусловленных ее внутренней структурой и конструктивным исполнением. Основные параметры логического элемента следующие:

А. Время задержки распространения.

Этот параметр, служащий для оценки временных свойств ЛЭ, характеризует быстродействие элемента во время осуществления операций переключения. Задержка распространения - время (временной интервал) между входным и выходным импульсами, измеренное на уровне 0,5. Время задержки распространения сигнала обычно оценивают как среднюю задержку на основании определения время задержки при включении $t_{зд}^{1,0}$ и выключении $t_{зд}^{0,1}$:

$$t_{зд.ср} = 0,5 (t_{зд}^{0,1} + t_{зд}^{1,0}). \quad (4.8)$$

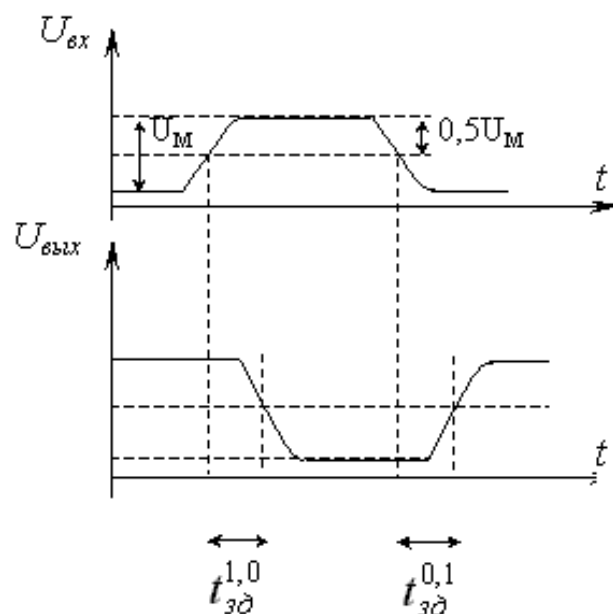


Рис. 4.20. Временные диаграммы для оценки задержки распространения

Б. Потребляемая от источника питания мощность.

Этот параметр ЛЭ характеризует экономичность ЛЭ. Различают потребляемую мощность в состоянии логической единицы $P_{ном}^1$, логического нуля $P_{ном}^0$ и среднюю:

$$P_{ном.ср} = 0,5 (P_{ном}^1 + P_{ном}^0). \quad (4.9)$$

В. Напряжение логического нуля U_0 и логической единицы U_1 - значение высокого и низкого уровней напряжения на выходе ЛЭ в двух логических состояниях. Разница этих уровней называют логическим перепадом U_M .

Г. Входной ток логического нуля $I_{вх}^0$ и логической единицы $I_{вх}^1$ - максимальное значение токов во входных цепях ЛЭ при подаче на них соответственно уровней U_0 и U_1 .

Д. Коэффициент разветвления по выходу $K_{раз}$.

Этот параметр характеризует нагрузочную способность микросхемы и указывает на максимальное число входов ИС данной серии, что

одновременно могут подключаться к выходу ЛЭ без нарушения его нормального функционирования.

Е. Коэффициент объединения по входу $K_{об}$.

Определяет число логических входов, по которым реализуется логическая функция.

Контрольные вопросы

1. Какими двумя способами в цифровой технике может быть представлена двоичная информация в виде электрических сигналов?
2. Охарактеризуйте понятие потенциального способа представления двоичная информация в виде электрических сигналов.
3. Что означают понятия «положительной» и «отрицательной» логики?
4. Приведите пример использования импульсного способа представления сигнала положительной логики.
5. Охарактеризуйте понятия: бит, байт и их производные.
6. Охарактеризуйте логический элемент «инвертор» (элемент «НЕ» (NOT)).
7. Охарактеризуйте логический элемент *ИЛИ* (OR).
8. Охарактеризуйте логический элемент *И* (AND).
9. Охарактеризуйте логический элемент *И-НЕ* (AND) "*элемент Шеффера*".
10. Охарактеризуйте логический элемент *ИЛИ - НЕ* "*Стрелка Пирса*".
11. Охарактеризуйте логический элемент «*Исключающее ИЛИ*».
12. Охарактеризуйте логический элемент «*Исключающие ИЛИ-НЕ*».
13. Назовите основные классы логических элементов.
14. Что является основой каждого класса логических элементов?
15. Охарактеризуйте принцип работы ТТЛ ЛЭ.
16. Какие особенности имеет транзисторно – транзисторный (ТТЛ) ЛЭ ?
17. Назовите основные ограничения в применении ТТЛ ЛЭ.
18. Какой ЛЭ обычно называют драйвером?
19. С какой целью в ТТЛ технологии используются диоды и транзисторы Шоттки (ТТЛШ)
20. В чем заключаются основные преимущества ЛЭ, выполненных на основе полевых транзисторов?
21. С какой целью применяются схемы эмиттерно – связанной логики (ЭСЛ)?
22. Что является основой базового логического элемента ЭСЛ?

Рекомендуемая литература

1. Алиев И.И. Виртуальная электроника. Компьютерные технологии в электротехнике и электронике. – М.: РадиоСофт, 2003. – 112 с.
2. Башарин С.А. Теоретические основы электротехники: теория электрических цепей и электромагнитного поля : Учебное пособие для вузов / С.А. Башарин, В.В. Федоров. – М.: Academia, 2004. – 304 с.
3. Гультаев А.К. Визуальное моделирование в среде Matlab: Учебный курс. – Санкт-Петербург: КОРОНА-Принт, 2000. – 228 с.
4. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1991. – 221 с.
5. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника и микропроцессорная техника. – М.: Высшая школа, 2004. – 790 с.
6. Данилов И.А. Общая электротехника с основами электроники. – М.: Высшая школа, 2000. – 752 с.
7. Иванов И.И. Электротехника: Учебник для вузов / И.И. Иванов, В.С. Равдоник. – М.: Высшая школа, 1984. – 375 с.
8. Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 705 с.
9. Киселев Б.М. Matlab. Пакет Simulink // Радиомир. Ваш компьютер – 2005 – №9. – С14 – 18.
10. Лачин В.В. Электроника: Учебное пособие для вузов / В.В. Лачин. – Ростов на Дону: Феникс, 2002. – 576 с.
11. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование: Пер. с франц./ Под ред. А.В. Шилейко. – М.: Энергия, 1969. – 144 с.
12. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. – Л.: Энергия, Ленингр. Отд., 1974. – 216 с.
13. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 768 с.
14. Партала О.Н. Цифровая электроника. – СПб.: Наука и Техника, 2001. – 224 с.
15. Патон Б. Основы аналоговой и цифровой электроники. М.: Наука, 2002. – 203 с.
16. Петров К.С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. СПб.; М.; Харьков; Минск: Питер, 2003. – 512 с.

17. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 4 изд. – СПб.: КОРОНА-Принт, 2004. – 416 с.
18. Рекус Г.Г., Белоусов А.И. Сборник задач по электротехнике и электронике: Учебное пособие для вузов / Г.Г. Рекус, А.И. Белоусов. – М.: Высшая школа, 1991. – 416 с.
19. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. – <http://matlab.ru>, раздел «Simulink».
20. Четверухин Б.М. Основы электротехники и электроники: Конспект лекций / Б.М. Четверухин, Г.С. Прокудин. – К.: Изд-во Европейского ун-та, 2002. – 149 с.

Содержание

Введение	3
1. Базовые усилительные каскады	7
1.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов	8
1.1.1. Назначение и классификация усилителей	8
1.1.2. Основные параметры и характеристики усилителей	15
1.1.3. Статические режимы и классы работы усилительных каскадов	23
1.2. Базовые входные усилительные каскады на транзисторах	29
1.2.1. Элементарные усилительные каскады класса А на транзисторах и схемы обеспечения режима их работы	29
1.2.2. Дифференциальный усилитель	40
1.2.3. Повторители напряжения на транзисторах	50
1.3. Базовые выходные усилительные каскады на транзисторах	56
1.3.1. Двухтактные выходные каскады усилителей мощности и схемы обеспечения режима их работы.....	56
1.3.2. Мостовые выходные каскады усилителей мощности	63
1.3.3. Выходные каскады усилителей мощности, работающие в импульсном (ключевом) режиме	66
1.4. Разновидности интегральных усилителей	76
Контрольные вопросы	78
2. Операционные усилители и электронные устройства на их основе	80
2.1. Общие сведения об операционных усилителях	81
2.1.1. Понятие «операционный усилитель», его обозначение и устройство	81
2.1.2. Основные параметры и типы ОУ	86
2.1.3. Допущения, используемые при анализе схем на ОУ	89
2.1.4. Понятие «обратная связь»	91
2.2. Применение операционных усилителей в линейных устройствах электроники	93
2.2.1. Усилители с резистивными отрицательными обратными связями	93
2.2.1.1. Инвертирующий усилитель на основе ОУ	93
2.2.1.2. Суммирующий усилитель на основе ОУ	95

2.2.1.3. Неинвертирующий усилитель на основе ОУ	96
2.2.1.4. Измерительный усилитель на основе ОУ	97
2.2.2. Усилители с частотно-зависимыми отрицательными обратными связями	100
2.2.2.1. Аналоговый интегратор с операционным усилителем	100
2.2.2.2. Аналоговый дифференциатор с операционным усилителем	101
2.2.2.3. Активные фильтры	102
2.3. Нелинейные аналоговые устройства электроники	103
2.3.1. Усилители с нелинейными обратными связями	103
2.3.1.1. Логарифмирующие усилители	103
2.3.1.2. Антилогарифмирующие (потенцирующие) усилители	105
2.3.2. Аналоговые компараторы	106
2.3.3. Триггер Шмитта	111
2.3.4. Аналоговые интегральные перемножители сигналов	113
2.3.5. Генераторы сигналов и таймеры	114
Контрольные вопросы	122
3. Вторичные источники электропитания электронных устройств	124
3.1. Общие сведения об источниках электропитания.....	125
3.2. Источники вторичного электропитания, получающие электроэнергию от сети переменного тока через силовой трансформатор	132
3.2.1. Общие сведения об элементах источника нестабилизованного напряжения	132
3.2.2. Стабилизаторы постоянного напряжения непрерывного действия	137
3.3. Импульсные источники вторичного электропитания	143
3.3.1. Необходимость появления и использования импульс- ных источников вторичного электропитания	143
3.3.2. Простейший импульсный источник вторичного электропитания	145
3.4. Дополнительные узлы современных источников вторичного электропитания	150

3.4.1. Электронные корректоры коэффициента мощности ...	150
3.4.2. Устройства, чувствительные к уровню напряжения (супервизоры и мониторы)	155
Контрольные вопросы	157
4. Базовые логические элементы цифровой интегральной электроники	159
4.1. Общие сведения о представлении информации двоичными числами и основы теории логических схем.....	160
4.2. Логические функции и элементы цифровой интегральной схемотехники их реализующие	165
4.3. Схемотехническая реализация логических элементов	170
Контрольные вопросы	182
Рекомендуемая литература	184

УЧЕБНОЕ ИЗДАНИЕ

**ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ.
ИЗДЕЛИЯ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И БАЗОВЫЕ
ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ**

Учебное пособие

Часть 3

Авторы: **Гоков Александр Михайлович**
Жидко Евгений Анатольевич

Ответственный за выпуск **Бондаренко Е. А.**

Ответственный редактор **Седова Л. Н.**

Редактор **Демченко Н. И.**

Корректор **Демченко Н. И.**

НАВЧАЛЬНЕ ВИДАННЯ

**ОСНОВИ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ І ЕЛЕКТРОНІКИ.
ВИРОБИ АНАЛОГОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ
ТА БАЗОВІ ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ**

Навчальний посібник

Частина 3

Автори: **Гоков Олександр Михайлович**
Жидко Євген Анатолійович

ISBN 966-676-181-5

План 2007 г. Поз. №40-П.

Подл. в печ. *19 12 4406* Формат 60 × 90 1/16. Бумага MultiCopy. Печать Riso.
Усл.-печ. л. 11,75. Уч.-изд. л. 12,34. Тираж *400* экз. Зак. № *309*

Свидетельство о внесении в Государственный реестр субъектов издательского дела Дк №481 от 13.06.2001 г.

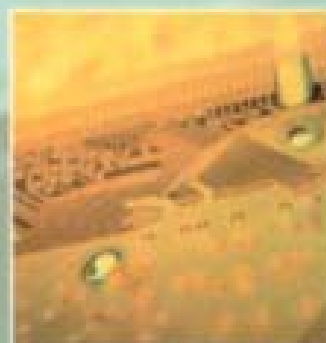
Издатель и изготовитель — издательство ХНЗУ, 61001, г. Харьков, пр. Ленина, 9а

Гоков А.М., Жидко Е.А.

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ. ИЗДЕЛИЯ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ И БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

У Ч Е Б Н О Е П О С О Б И Е

Излагаются вопросы, связанные с изучением построения и работы базовых усилительных каскадов, операционных усилителей и типовых схем аналоговой электроники, построенных на их основе. Изучаются стабилизаторы постоянного напряжения; принципы построения и функционирования базовых источников вторичного питания; рассмотрены идеи, лежащие в основе работы корректоров мощности и устройств, чувствительных к уровню напряжения. Излагаются основы теории функционирования базовых цифровых элементов электроники. Приведен широкий круг характерных практических примеров.



ИЗДАТЕЛЬСТВО **ХНЭУ**

КАРЬЯН 2006