

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Западно-Сибирский филиал в г. Томске
Российского государственного университета инновационных технологий и предпринимательства

Г.М. Дейкова, М.В. Политов

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

Учебно-методическое пособие

Под редакцией д.ф.-м.н. С.Н. Владимирова

Томск 2006

УДК 621.37/39

Печатается по решению Учёного Совета
ЗСФ в г. Томске Российского государственного
университета инновационных технологий и
предпринимательства

**Дейкова Г.М., Политов М.В. Основы электроники:
Учебно-методическое пособие. – Томск, 2006. – 126с.**

В учебно-методическом пособии рассмотрены пять основных электронных устройств, включенных в программу Государственного образовательного стандарта по курсу «Электротехника и электроника» для подготовки инженеров-менеджеров. Описаны принципы работы этих устройств, методы их анализа и методика проведения эксперимента.

Настоящее пособие адресовано студентам очного и заочного отделений неэлектротехнических специальностей вузов, изучающим дисциплину «Общая электротехника и электроника».

Рецензенты:

д.ф.-м.н., профессор кафедры радиофизики ТГУ
В.П. Якубов

к.ф.-м.н., зав. лабораторией обособленного структурного
подразделения СФТИ ТГУ

В.Б. Антипов

© Дейкова Г.М. Политов М.В., 2006
© Западно-Сибирский филиал в г. Томске
Российского государственного университета
инновационных технологий и предпринимательства, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	6	3.2.2. Ключи на биполярных транзисторах	60
1. ВЫПРЯМЛЕНИЕ	10	3.2.3. Мультивибратор на транзисторах	63
1.1. Задание	10	3.2.4. Анализ схемы мультивибратора	64
1.2. Теоретическая часть	11	3.2.5. Расчет основных параметров мультивибратора	69
1.2.1. Принцип выпрямления. Однополупериодный выпря- митель	12	3.3 Методические указания	71
1.2.2. Двухполупериодный выпрямитель	17	4 СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ	73
1.2.3. Спектральное описание результатов выпрямления ..	18	4.1 Задание	73
1.2.4. Сглаживание пульсаций в схемах выпрямителей ..	20	4.2 Теоретическая часть	73
Контрольные вопросы	25	4.2.1 Общие сведения об операционном усилителе	73
1.3. Методические указания	26	4.2.2 Основные параметры операционного усилителя	75
2. УСИЛИТЕЛЬ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ	27	4.2.3 Схемы на операционном усилителе (ОУ)	77
2.1 Задание	27	4.2.3.1 Инвертирующая схема включения ОУ	77
2.2 Теоретическая часть	28	4.2.3.2 Инвертирующий усилитель	80
2.2.1 Механизм усиления	29	4.2.3.3 Суммирующий усилитель на ОУ	82
2.2.2 Режимы работы и основные параметры усилителей ..	30	4.2.3.4 Цифро-аналоговый преобразователь	83
2.2.3 Простейший усилитель на биполярном транзисторе ..	34	4.2.3.5 Аналоговый интегратор	84
2.2.3.1 Характеристики и режимы работы транзистора с общим эмиттером	35	4.2.3.6 Аналоговый дифференциатор	85
2.2.3.2 Физический анализ простейшей схемы усилителя ..	37	4.2.3.7 Релаксационный автогенератор	86
2.2.3.3 Методы анализа нелинейных резистивных цепей ..	40	Контрольные вопросы	89
2.2.3.4 Графический метод анализа усилителя	40	4.3 Методические указания	90
2.2.3.5 Графоаналитический метод анализа усилителя	43	5. ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ	93
2.2.4 Схема типового усилителя на биполярном транзисто- ре с общим эмиттером	46	5.1. Задание	93
Контрольные вопросы	49	5.2. Теоретическая часть	93
2.3 Методические указания	50	5.2.1. Аналоговые и цифровые электрические сигналы	93
3. МУЛЬТИВИБРАТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ	52	5.2.2. Взаимные преобразования аналоговых и цифровых сигналов	95
3.1 Задание	52	5.2.3. Цифровые (логические) схемы	96
3.2 Теоретическая часть	52	5.2.4. Основы булевой алгебры	97
3.2.1 Анализ схемы включения транзистора с общим эмит- тером	54	5.2.4.1. Булевы переменные и основные операции булевой алгебры	97
		5.2.4.2. Булевы функции. Анализ и синтез булевых функ- ций	99
		5.2.5. Базовые логические элементы	102

5.2.6. Комбинационные и последовательностные логические схемы	106
5.2 Синтез комбинационных логических схем	109
5.2.6.3. Последовательностные логические схемы. Триггеры	111
5.2.6.4. Асинхронный <i>RS</i> -триггер.....	112
Контрольные вопросы	115
5.3. Методические указания.....	115
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	117
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	123
ЛИТЕРАТУРА.....	125

ПРЕДИСЛОВИЕ

«Общая электротехника и электроника» является курсом Государственного образовательного стандарта (ГОС) общепрофессиональных дисциплин раздела ОПД. Ф.04 для подготовки инженеров-менеджеров по специальности 340100 – Управление качеством.

Программа курса состоит из двух разделов: электротехника и электроника. Содержание учебно-методического пособия соответствует программе курса ГОС по разделу «Электроника» и дополняет курс лекций, читаемых студентам Западно-Сибирского филиала в г. Томске Российского государственного университета инновационных технологий и предпринимательства.

В учебно-методическом пособии рассмотрены пять предусмотренных программой электронных устройств, каждое из которых является нелинейной физической системой.

Исследование нелинейных систем очень важно при решении многих технических задач электротехники и электроники, так как именно нелинейные свойства лежат в основе принципа действия многих электротехнических устройств и определяют их качество.

Однако теоретическое изучение нелинейных систем несравненно труднее по сравнению с линейными устройствами, так как для них строгих аналитических методов анализа не существует. Аналитические методы анализа нелинейных электрических цепей всегда приближенны, а графические методы анализа трудоемки, не имеют общности и не обеспечивают требуемой точности определения основных параметров нелинейных устройств.

В связи с этим каждая лабораторная работа имеет достаточно обширную теоретическую часть с обсуждением выбранного метода анализа схемы устройства. Подробное теоретическое описание изучаемых устройств обусловлено тем, что не все вопросы теории нелинейных цепей изложены доступно в имеющихся учебниках. Большинство учебников по электротехнике

рассчитаны на студентов, специализирующихся в этой области, а для студентов неэлектротехнических специальностей таких учебников и учебных пособий мало. Кроме того, подробное изложение теории нелинейных цепей может быть использовано для самостоятельного изучения основ электроники студентами заочной формы обучения.

Особенность работы нелинейных устройств электроники и их практическая значимость обусловлены, главным образом, двумя свойствами нелинейных электрических цепей.

Во-первых, при действии сигнала ток в нелинейной цепи искажается так, что его спектр становится богаче спектра сигнала. Это свойство нелинейных цепей позволяет в результате преобразования сигналов нелинейными схемами получать качественно новые устройства, имеющие большое практическое значение. Примерами такого рода устройств являются источники вторичного электрического питания – выпрямители. В работе «Выпрямление» проводится анализ простейших схем выпрямителей приближенным аналитическим методом, а результат преобразования обсуждается с двух точек зрения: как искажение формы входного сигнала и как изменение его спектра, что позволяет определить разными способами коэффициент пульсаций – основной параметр выпрямителя, определяющий его качество.

Во-вторых, в цепях с электрически управляемым нелинейным элементом происходит преобразование мощности внешнего по отношению к цепи источника в энергию сигнала. Это свойство нелинейных цепей используется в усилителях и генераторах электрических колебаний.

В работах «Усилитель на биполярном транзисторе» и «Мультивибратор на транзисторах» роль управляемого нелинейного резистора выполняет биполярный транзистор. Управляющим фактором биполярного транзистора можно считать входное напряжение или входной ток. В книгах по радиоэлектронике распространены методы анализа цепей с биполярным транзистором, когда управляющим сигналом считается ток базы. В настоящем пособии управляющим сигналом считается напряжение на первом переходе транзистора, что согласуется с физической работой этой твердотельной структуры и позволяет прово-

дить анализ и расчет схем на лампах, биполярных и полевых транзисторах по единой методике.

В указанных выше двух работах анализ простейшей схемы с биполярным транзистором проведен тремя методами, одним из которых является физический метод анализа, основанный на использовании простейшей внутренней структуры транзистора. Включение физического метода анализа для студентов инженерной подготовки оправдывается, во-первых, тем, что он дает понимание процессов, которые определяют и принцип работы, и основные параметры устройств, а во-вторых, тем, что в Государственном образовательном стандарте для инженеров-менеджеров курс Общей физики не предусмотрен. Студентам при подготовке к работе предлагается выбрать один из трех описанных методов анализа схемы по желанию.

В двух последних работах пособия рассматриваются функциональные узлы аналоговой и цифровой электроники с использованием интегральных схем: операционного усилителя (ОУ) в первом случае и базовых логических элементов – во втором.

Схемы на ОУ широко применяются в различных измерительных преобразователях, системах управления и в аналоговых вычислительных машинах. В работе «Схемы на операционном усилителе» рассмотрены семь типовых узлов аналоговой электроники, в том числе генератор и цифро-аналоговый преобразователь.

Цифровые устройства широко используются в вычислительной технике, автоматике, в АСУ, информационно-измерительной технике и других областях прикладной электроники. При работе с двоичным цифровым сигналом, когда диоды и транзисторы работают в ключевом режиме, преобразование сигнала простейшими нелинейными цепями описывается особым математическим аппаратом – алгеброй логики (булевой алгеброй). Булева алгебра является разделом курса «Дискретная математика», который не предусмотрен учебным планом для многих специальностей, поэтому в описании к работе «Устройства цифровой электроники» включен небольшой математический раздел по основам булевой алгебры. В описании к этой ра-

боте рассмотрены методы анализа и синтеза некоторых типовых устройств цифровой электроники.

Каждая лабораторная работа имеет достаточно обширную экспериментальную часть, целью которой является проверка, уточнение основных положений теории, а также измерение основных параметров и характеристик радиоэлектронных узлов. Схемы изучаемых устройств студенты собирают на стандартных макетных платах, где расположен набор дискретных элементов электрических цепей и различные интегральные схемы.

Для измерения параметров и характеристик устройств могут быть использованы реальные или виртуальные измерительные приборы. Кроме того, эксперимент может быть выполнен с использованием программы Electronics Workbench (EWB), которая предназначена для схемотехнического моделирования аналоговых и цифровых устройств радиоэлектроники. Особенностью программы EWB является наличие контрольно-измерительных приборов, которые по внешнему виду и характеристикам приближены к их промышленным аналогам, а набор элементов электрических цепей разнообразен.

В случае использования программы EWB теория описанных в пособии лабораторных работ, задания по их выполнению и часть методических указаний по экспериментальному исследованию может быть сохранена.

1 ВЫПРЯМЛЕНИЕ

Целью работы является изучение принципов выпрямления, схем выпрямителей и простейших приемов сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

1.1 Задание

1.1. При подготовке к работе изучить принцип действия выпрямителей переменного напряжения и определить назначение элементов в рабочей схеме выпрямителей, для чего подготовить ответы на вопросы:

- основные параметры выпрямителей;
- аналитический метод анализа однополупериодного выпрямителя без фильтра;
- схема двухполупериодного выпрямителя и ее работа;
- обсуждение результатов выпрямления со спектральной и временной точек зрения;
- назначение фильтров в схеме выпрямителей и их анализ в частотной области;
- анализ однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром во временной области;

1.2. Собрать схему однополупериодного выпрямителя и затем мостиковую схему.

1.3. Исследовать выпрямители экспериментально:

- зарисовать осциллограммы напряжений на входе и выходе выпрямителей в едином масштабе времени без фильтра и с емкостным фильтром для нескольких значений емкости конденсаторов;
- определить по осциллограммам коэффициент пульсации выходного напряжения при нескольких величинах емкости конденсатора фильтра;
- сравнить коэффициенты пульсации для однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей при одинаковых емкостных фильтрах и сделать выводы;

1.4. Оформить отчет о проделанной работе.

1.2 Теоретическая часть

Выпрямителями называются радиоэлектронные устройства, предназначенные для получения постоянного напряжения из гармонического. Иначе говоря, в выпрямителях происходит **преобразование** энергии источника **гармонического** сигнала в энергию **постоянного** напряжения. Часто источником входного гармонического сигнала в выпрямителях служит трансформатор, повышающий или понижающий напряжение промышленной сети, частота которого $f=50$ Герц.

Получение идеального постоянного напряжения из гармонического – сложная задача. Обычно напряжение на выходе выпрямителей имеет большую постоянную составляющую U_0 , относительно которой существуют отклонения – так называемые **пульсации** выходного напряжения.

Качество выпрямителей определяется **коэффициентом пульсаций** P , равным отношению величины пульсаций к постоянной составляющей U_0 .

Преобразование сигналов в электрических схемах можно рассматривать как преобразование **формы**, так и преобразование **спектра** входного сигнала. Между формой сигнала $u(t)$ и его спектром существует однозначная связь, устанавливаемая преобразованиями Фурье (см. Приложение 2). Любое изменение формы всегда приводит к изменению спектра и наоборот. Тем не менее, иногда удобнее и проще формулировать, решать задачу преобразования сигналов и обсуждать решение с точки зрения изменения формы, а иногда – с точки зрения изменения спектра входного сигнала, то есть со спектральной точки зрения.

В **линейных** четырехполюсниках, содержащих реактивные элементы электрической цепи, в результате преобразования спектр выходного сигнала содержит **не все** гармоники входного, то есть **беднее** спектра $u_{BX}(t)$. Это свойство широко используется для **выбора нужных** гармоник спектра $u_{BX}(t)$ на выход, то есть для создания **фильтров**.

В **нелинейных** цепях спектр тока всегда **богаче** спектра $u_{BX}(t)$. Это свойство позволяет получить на выходе нелинейного

четырёхполюсника **качественно новый** сигнал $u_{ВЫХ}(t)$, спектр которого содержит те гармоники, которых **не было** в спектре $u_{BX}(t)$.

Со **спектральной** точки зрения выпрямитель – это преобразователь **спектра**, так как на его вход поступает гармоническое напряжение с **произвольной** частотой f , не равной нулю, а на выходе появляется постоянное напряжение, то есть гармонический процесс с **частотой** $f=0$. Указанное **преобразование частоты** гармонического процесса невозможно выполнить в **линейном** четырехполюснике. Выпрямители принадлежат к той категории **нелинейных** четырехполюсников, которые выполняют преобразование за счет **существенной** нелинейности электрических цепей.

Подводя итог вышеизложенному, следует отметить, что выпрямитель должен содержать **не менее двух элементов** в цепи: нелинейного, преобразование спектра, и линейного, выделяющего постоянную составляющую напряжения на выход

1.2.1 Принцип выпрямления. Однополупериодный выпрямитель

Рассмотрим четырехполюсник рис.1, построенный на простейшей нелинейной цепи. Это цепь переменного тока, в которой **последовательно** относительно источника входного сигнала включены полупроводниковый диод и линейный резистор R_H , являющийся нагрузкой выпрямителя.

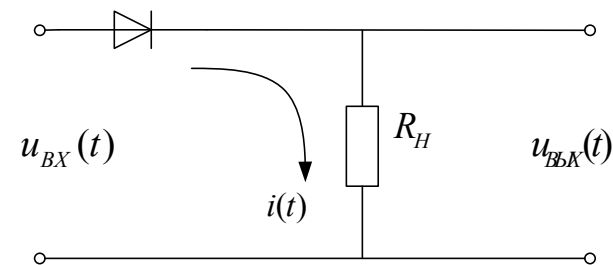


Рис.1 Схема однополупериодного выпрямителя

Диод является **нелинейным** резистором, так как зависимость тока через диод от напряжения на диоде – его вольт-амперная характеристика (ВАХ) – существенно нелинейна. Физические причины нелинейности ВАХ диода обсуждены в Приложении 1.

Напряжение на выход четырехполюсника снимается с нагрузки, поэтому может быть записано в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = i(t)R_H \quad (1)$$

где $i(t)$ – ток в цепи.

Таким образом, нахождение тока в цепи при **заданном** $u_{\text{вх}}(t)$, то есть **анализ** нелинейной **цепи**, позволит найти выходное напряжение, или **преобразование** сигнала четырехполюсником.

Типичная ВАХ полупроводниковых диодов показана на рис.2. Каждой точке ВАХ соответствует конкретное сопротивление диода, равное $R_d = \frac{U_d}{I} = \text{ctg}\alpha$, где α – угол наклона **секущей** к оси абсцисс, проведенной в выбранную точку из начала координат. Значит, диод – нелинейный резистор с сопротивлением $R_d(U_d)$ и ток в рассматриваемой **нелинейной резистивной** цепи **не** может быть найден по закону Ома.

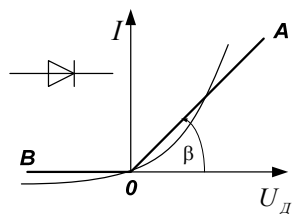


Рис.2. Вольт-амперная характеристика диода

Особенность ВАХ заключается в том, что диод хорошо пропускает ток при положительном напряжении $U_d > 0$ – это так называемая **прямая** ветвь тока, и плохо – при обратном знаке напряжения $U_d \leq 0$ – это **обратная** ветвь тока.

То есть, сопротивление диода существенно зависит от **знака** напряжения на нем. А именно, при $U_d > 0$, когда диод включен в прямом направлении, ток большой, значит, **прямое** сопротивление диода $R_{\text{дпр}}$ достаточно **мало** (обычно несколько

десятков Ом). При $U_d \leq 0$ – (**обратное** включение диода), ток мал и сопротивление диода $R_{\text{дообр}}$ **велико** (обычно несколько десятков и сотен кОм). Поскольку величины прямого и обратного сопротивления отличаются в сотни и тысячи раз, можно говорить об **односторонней** проводимости диода.

Методы анализа нелинейных резистивных **цепей** разнообразны. В этой работе используем **аналитический** метод нахождения тока в нелинейной цепи. Аналитический метод анализа нелинейных резистивных цепей является приближенным методом, так как основан на описании **графической** ВАХ нелинейного резистора подходящей **аналитической** функцией. Замена графически заданной кривой аналитическим выражением называется **аппроксимацией**.

Очевидно, аппроксимирующая функция должна быть, с одной стороны, хорошим приближением к реальной ВАХ, а, с другой стороны, быть достаточно **простой**, чтобы можно было записать ток в цепи в **аналитическом** виде.

Существует **несколько** способов аппроксимации характеристик нелинейных резисторов. При этом следует различать два характерных случая: сильных и слабых входных сигналов.

В случае **слабых** сигналов используются **небольшие** участки нелинейной ВАХ, которые достаточно хорошо аппроксимируются **полиномом** невысокой степени (чаще всего первой, второй или третьей). При **сильном** сигнале, когда работает **большая** область ВАХ, вольт-амперная характеристика хорошо описывается **ломаной** линией, состоящей из нескольких **отрезков прямых** в диапазоне изменения входного сигнала.

При работе нелинейного четырехполюсника рис.1 в качестве **выпрямителя** на входе, как правило, сильный сигнал, поэтому ВАХ диода можно аппроксимировать ломаной линией, состоящей всего из **двух отрезков**, показанных на рис.2 жирным шрифтом. Один из этих отрезков – прямая линия OA – **заменяет прямую** ветвь тока диода, второй отрезок – линия OB – **заменяет обратную** ветвь и проходит **по оси абсцисс** в отрицательной области U_d .

Предложенная аппроксимация ВАХ диода отражает его **ключевые** свойства. Действительно, из аппроксимации следует, что для **всех** положительных величин $U_d > 0$ диод является линейным резистором с **малым** прямым сопротивлением, равным $R_{дпр} = ctg\beta$, что эквивалентно **замкнутому** неидеальному **ключу** (замкнутый **идеальный** ключ имеет сопротивление, равное **нулю**). Для **всех** $U_d \leq 0$ обратное сопротивление диода равно $R_{дообр} = \infty$, что эквивалентно **разомкнутому** идеальному ключу¹.

Выбранная аппроксимация ВАХ диода позволяет записать ток через диод в **аналитическом** виде, но в виде **двух** соотношений

$$\begin{aligned} I &= 0 \quad \text{при } U_d \leq 0 \\ I &= SU_d \quad \text{при } U_d > 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где $S = tg\beta$ – наклон прямой 0А, аппроксимирующей прямую ветвь.

В частном случае, когда напряжение на входе четырехполюсника рис. 1 меняется по гармоническому закону

$$u_{вх}(t) = U_m \sin \omega_1 t, \quad (3)$$

где U_m – амплитуда входного сигнала, а ω_1 – круговая частота, из соотношений (2) можно в аналитическом виде найти мгновенное значение тока **в цепи** за период

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{U_m \sin \omega_1 t}{R_H + R_{дпр}} \quad \text{при } 0 \leq t < T/2 \\ i &= 0 \quad \text{при } T/2 < t < T \end{aligned} \quad (4)$$

По выражениям (3) и (4) можно построить **временные диаграммы** напряжения на входе, тока в цепи и выходного на-

¹ Следует отметить, что предложенная аппроксимация ВАХ диода не означает линеаризацию **цепи**, так как сопротивление диода **меняется скачком** от $R_{дпр}$ до $R_{дообр} = \infty$ при изменении **знака** напряжения.

пряжения в схеме, которые представлены на рис.3 кривыми а) и б).

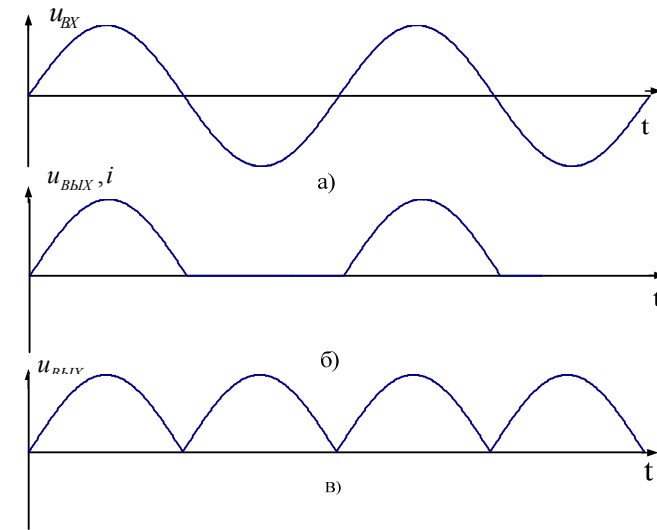


Рис.3. Временные диаграммы: а)– напряжение на входе, б)– ток и напряжение на выходе однополупериодного выпрямителя, в)– напряжение на выходе двухполупериодного выпрямителя

Обсудим полученный результат с точки зрения **преобразования формы** сигнала в схеме. Из диаграмм видно, что форма тока в цепи и $u_{ввых}(t)$ **искажены** относительно входного гармонического сигнала, а именно, ток в цепи и напряжение на выходе **не меняют знак** со временем, но это еще не постоянные, а **пульсирующие** величины. Причиной изменений является **нелинейность** ВАХ диода, поэтому такие искажения называются нелинейными.

Как видно из временных диаграмм, напряжение на выходе существует только в течение **одного**, положительного, полупериода входного сигнала, поэтому схема называется **однополупериодным выпрямителем**.

Основные недостатки однополупериодного выпрямителя:

- большой коэффициент пульсаций;
- низкий коэффициент полезного действия.

1.2.2 Двухполупериодный выпрямитель

В других схемах выпрямителей напряжение на выходе существует в течение **обоих** полупериодов входного сигнала, поэтому они называются **двухполупериодными**.

Часто такие выпрямители состоят из четырех диодов, включенных по мостовой схеме (рис.4). Входное гармоническое напряжение поступает на одну из диагоналей моста, а нагрузка включается во вторую диагональ.

Схема работает так. Во время положительного полупериода $u_{вх}(t)$, когда потенциал точки А **выше** потенциала точки Б, диоды VD1 и VD3 включены в прямом направлении и ток через R_H течет так, как показано на рис.4. стрелкой. Во второй полупериод потенциал точки А **ниже** потенциала точки Б и теперь диоды VD2 и VD4 проводят ток, который, как видно из схемы, через R_H течет в том же направлении, что и в первый полупериод.

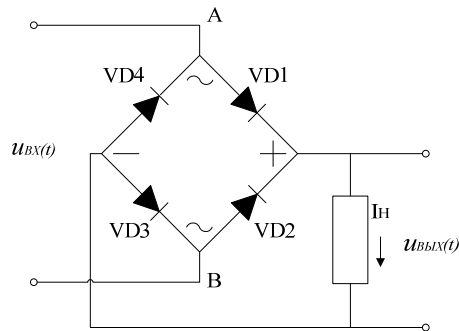


Рис.4. Схема двухполупериодного выпрямителя

Однако из временных диаграмм количественно определить пульсации и коэффициент пульсаций невозможно.

Таким образом, напряжение на выходе схемы меняется со временем так, как показано на рис.3 кривой в). Сравнение этой кривой с аналогичной кривой б) для однополупериодного выпрямителя показывает, что пульсации в мостовой схеме существенно меньше.

1.2.3 Спектральное описание выпрямления

Обсудим преобразование сигнала в выпрямителях (рис.3) со спектральной точки зрения, то есть с точки зрения **преобразования спектра**. Входное напряжение (2) – гармоническое, значит, его спектр содержит только **одну** составляющую с частотой ω_1 и амплитудой U_m .

Сигналы на выходе выпрямителей – негармонические, но описываются **периодическими** функциями времени. Это значит, что согласно теореме Фурье ток и выходные напряжения могут быть представлены в виде **суммы гармонических** составляющих (**гармоник**) с частотами, кратными ω_1 : $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1$ и т.д.

Набор гармоник называется **спектром** соответствующего периодического процесса. Амплитуды гармоник A_i рассчитываются по формулам для коэффициентов ряда Фурье (см. Приложение 2).

В результате расчета ряды Фурье для токов в одно- и двухполупериодном выпрямителях даются выражениями (5) и (6) соответственно

$$i_1(t) = \frac{I_m}{\pi} (1 + A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(2\omega_1 t) - A_4 \cos(4\omega_1 t) + \dots), \quad (5)$$

где $A_1 = 1.57, \quad A_2 = 2/3, \quad A_4 = 2/15$.

$$i_2(t) = \frac{I_m}{\pi} (2 + A_2 \cos(2\omega_1 t) - A_4 \cos(4\omega_1 t) + \dots), \quad (6)$$

где $A_2 = 4/3, \quad A_4 = 4/15$

По выражениям (5) и (6) можно построить амплитудные **спектрограммы** токов $i_1(t)$ и $i_2(t)$, то есть зависимость **амплитуд гармоник** спектра токов от частоты. Эти спектрограммы приведены на рис.5 б) и в) вместе со спектром входного сигнала (случай а)).

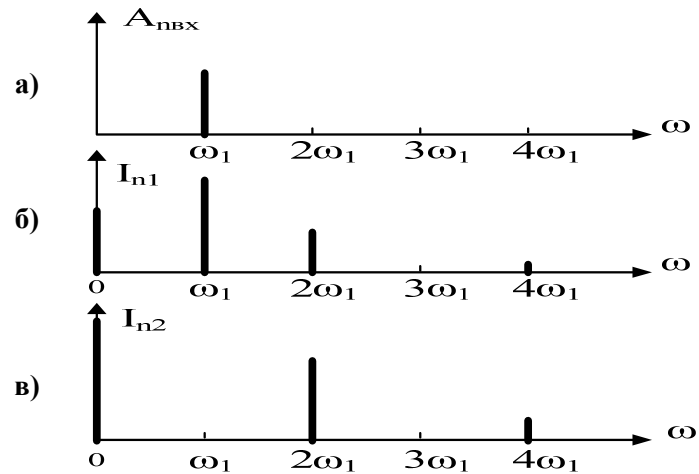


Рис.5. Спектры: а) – входного сигнала, б) – тока в однополупериодном выпрямителе, в) – тока в двухполупериодном выпрямителе

Из рис.5 видно, что спектр тока в схемах обоих выпрямителей *сложнее* (богаче) спектра $u_{вх}(t)$, так как кроме гармоники на частоте входного сигнала ω_1 токи содержат гармонические составляющие с частотами $2\omega_1, 4\omega_1$, а также имеют *постоянную составляющую* – I_0 (гармонику на частоте $\omega = 0$).

Постоянная составляющая спектра тока является *полезным* результатом преобразования для *выпрямителей*, а остальные гармоники – так называемые переменные составляющие тока – вредный эффект, поскольку приводят к *пульсациям* выходного напряжения.

Спектральное описание результатов преобразования позволяет *посчитать* коэффициенты пульсаций в схемах выпрямителей. Действительно, из выражений (5) и (6) можно найти *отношение* амплитуды *основной* (наиболее сильной) гармоники спектра к *постоянной составляющей*, что и принято называть коэффициентом пульсаций.

Коэффициенты пульсаций в одно- и двухполупериодном выпрямителях равны, соответственно

$$P_1 = \frac{A_1}{I_0} \approx 1.57 \quad P_2 = \frac{A_2}{I_0} \approx 0.67 \quad (7)$$

Из (7) видно, что коэффициент пульсаций в схеме двухполупериодного выпрямителя примерно в два раза меньше, однако он еще не удовлетворяет требованиям к качеству выпрямителей.

1.2.4 Сглаживание пульсаций в схемах выпрямителей

Для сглаживания пульсаций выходного напряжения в схемах выпрямителей последовательно или параллельно резистору нагрузки включают реактивные элементы электрической цепи – катушки индуктивности и конденсаторы. Рассмотрим сглаживание пульсаций сначала с *физической* точки зрения.

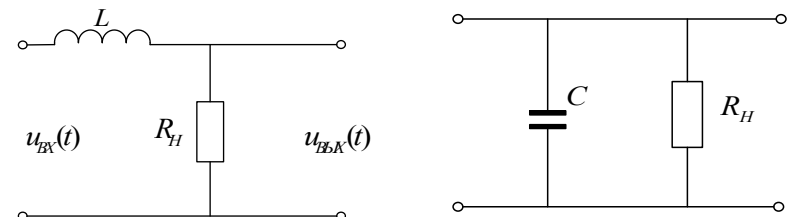


Рис.6 а). Схема индуктивного фильтра Рис.6 б). Схема емкостной нагрузки

Указанные реактивные элементы являются элементами энергоемкими. Так, катушка индуктивности при протекании через нее электрического тока способна запасать энергию в магнитном поле. Конденсатор запасает энергию в электрическом поле. Таким образом они приобретают способность в течении части периода накапливать электрическую энергию, а в течении другой части периода отдавать ее во внешнюю цепь – цепь нагрузки. Поясним это свойство энергоемких элементов на простейших примерах.

В простейшем случае катушка подключается последовательно с нагрузкой, как показано на рис. 6 а). Принцип сглаживания тока в такой цепи заключается в следующем. При любом

изменении тока через катушку на ней возникает электродвижущая сила самоиндукции, равная $e_L = -L \frac{di}{dt}$, где L – индуктивность катушки. Поэтому, когда ток в цепи нарастает ($\frac{di}{dt} > 0$), ЭДС отрицательна, то есть вычитается из действующего напряжения, в результате чего ток растет меньше. При уменьшении тока производная отрицательна, а ЭДС положительна и теперь поддерживает ток.

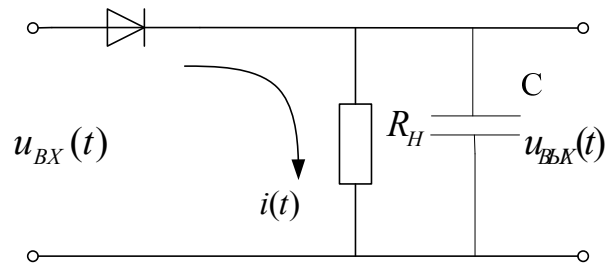


Рис.7 Схема однополупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой

Включение конденсатора для сглаживания пульсаций рассмотрим подробнее. Конденсатор емкости C подключается параллельно нагрузке, как показано на рис. 7, то есть напряжение на выходе схемы равно напряжению на конденсаторе

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_C(t).$$

Проанализируем работу схемы. Из второго закона Кирхгофа $u_{\text{ВХ}}(t) = u_D(t) + u_C(t)$ можно выразить напряжение на диоде

$$u_D(t) = u_{\text{ВХ}}(t) - u_C(t) \quad (8)$$

В нашем приближении диод работает в **ключевом** режиме. **Ключи**, замыкая и размыкая цепи, существенно меняют процессы в схемах, поэтому цепи с ключевыми элементами приходится анализировать при замкнутых и разомкнутых ключах **по отдельности**, или, как говорят, **последовательно во времени**.

Для этого время разбивается на интервалы, в течение которых ключ замкнут или разомкнут, затем находится результат преобразования в каждом интервале, а на границах интервалов результаты преобразования приравняются, если можно не учитывать конечное время включения и выключения самих ключей.

Воспользуемся этим методом для анализа схемы рис.7. Будем изображать входной сигнал $u_{\text{ВХ}}(t)$ и результат его преобразования $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ на одной временной диаграмме рис.8. кривыми разной жирности.

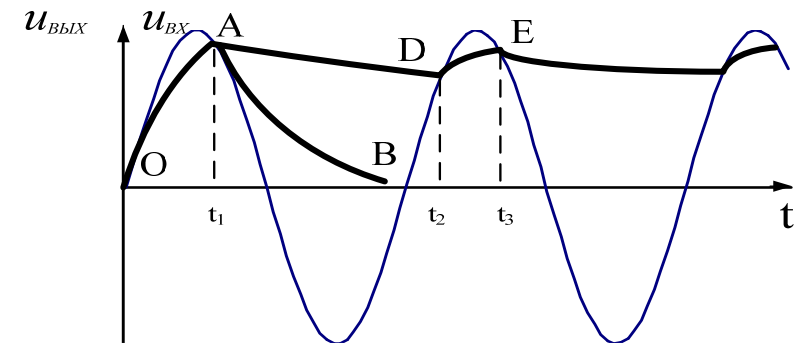


Рис.8. Временные диаграммы напряжения на входе и выходе однополупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой

Пусть при $t \leq 0$, то есть до прихода входного сигнала, конденсатор не был заряжен, то есть $u_C(0) = 0$, значит, $u_{\text{ВЫХ}}(0) = 0$.

В последующие моменты времени $t > 0$, когда $u_{\text{ВХ}}(t)$ положительно, напряжение на диоде $u_D > 0$, диод открывается, **замыкая** цепь, и конденсатор начинает **быстро** заряжаться от источника входного сигнала, так как постоянная цепи заряда, равная $\tau_{\text{зар}} = CR_{\text{Дпр}}$, – **мала** ($\tau_{\text{зар}} \ll T$, где T – период $u_{\text{ВХ}}(t)$).

По мере заряда напряжение на конденсаторе растет и в момент времени $t = t_1$ станет равным входному $u_{\text{ВХ}}(t_1)$, которое **еще положительно** (точка А на рис.8). Как следует из (8), при $t = t_1$ напряжение на диоде станет равным нулю и диод закроет-

ся, то есть **разомкнет** цепь, отключив источник входного сигнала.

Итак, в интервале времени $0 < t \leq t_1$, когда ключ **замкнут**, выходное напряжение на рис.8 изображено жирной кривой OA, почти совпадающей с $u_{BX}(t)$.

При $t > t_1$ $u_{BX}(t)$, оставаясь положительным, начинает уменьшаться и напряжение на диоде, как следует из (8), становится **отрицательным**. Значит, при $t > t_1$ ключ остается разомкнутым и конденсатор разряжается через резистор нагрузки. При разряде напряжение на конденсаторе, значит, и $u_{ВЫХ}(t)$ будут уменьшаться со временем по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_{разр} = CR_H$, а именно

$$u_{ВЫХ}(t) = U_m \sin(\omega t_1) e^{-\frac{t-t_1}{CR_H}} \quad (9)$$

Очевидно, если $\tau_{разр} = CR_H \ll T$, то конденсатор **успевает** разрядиться до прихода следующего положительного полупериода входного сигнала и напряжение на выходе уменьшится практически до нуля, что показано на рис.8 кривой АВ. Однако, если выполнить условие $\tau_{разр} = CR_H \gg T$, конденсатор **не успеет** разрядиться до прихода следующего положительного полупериода $u_{BX}(t)$. В этом случае $u_{ВЫХ}(t)$ при $t > t_1$ будет описываться **медленно** спадающей экспонентой, которая показана на рис.8 кривой AD.

Входное напряжение на интервале времени от t_1 до t_2 , уменьшаясь, становится отрицательным, затем, увеличиваясь, положительным, а в момент $t = t_2$ – **равным** напряжению на конденсаторе, то есть $u_{BX}(t_2) = u_C(t_2)$. Итак, при $t = t_2$ напряжение на диоде станет **равным нулю**, а в последующий момент $t > t_2$, когда $u_{BX}(t)$ превысит $u_C(t_2)$, – **положительным** (см.(8)). Диод откроется, **замкнет** цепь и вызовет заряд конденсатора от источника входного сигнала, что показано на рис. 8 кривой DE.

Заряд будет продолжаться до $t = t_3$, когда напряжение на конденсаторе станет **равным** входному $u_C(t_3) = u_{BX}(t_3)$, а

$u_D(t_3) = 0$. Значит, диод в момент времени $t = t_3$ закроется, снова **разомкнет** цепь источника сигнала, и при $t > t_3$ начнется разряд конденсатора через нагрузку, аналогичный описанному выше при $t > t_1$.

Далее, начиная с точки D, процесс повторяется и $u_{ВЫХ}(t)$ будет иметь вид ‘зубчатой’ кривой, показанной на рис.8 жирной линией.

Из рис.8 видно, что выходное напряжение в схеме еще меняется со временем, но имеет значительную постоянную составляющую U_0 , показанную штриховой линией. Изменяющееся относительно U_0 выходное напряжение – это **пульсации**.

В рассматриваемой схеме пульсации значительно меньше, чем в схеме рис.1. за счет того, что конденсатор при **замкнутом** ключе **быстро** заряжается от источника входного сигнала, а при **разомкнутом** ключе, **медленно** разряжаясь, поддерживает ток в нагрузке.

В схемах с конденсатором коэффициент пульсаций можно определить из временной зависимости $u_{ВЫХ}(t)$, измерив с помощью осциллографа или соответствующих вольтметров U_0 и величину пульсаций $\frac{\Delta U_{ВЫХ}}{2}$. Коэффициент пульсаций P при этом будет равен отношению

$$P = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{2U_0} \quad (10)$$

Сглаживание пульсаций в схемах с простейшими нагрузками (рис.б) можно объяснить и со **спектральной** точки зрения.

Для каждой **гармоники** спектра тока, текущего в цепях выпрямителей, катушку и конденсатор для расчета можно заменить **резисторами с комплексными** сопротивлениями, равными соответственно,

$$Z_L = j\omega L \text{ и } Z_C = \frac{1}{j\omega C}.$$

Это значит, что схемы выпрямителей с нагрузками, содержащими Z_L и Z_C , являются четырехполюсниками с ком-

плексными коэффициентами передачи, зависящими от частоты, то есть **фильтрами**.

Схема рис.6 а) – простейший фильтр **низких** частот, так как все высокочастотные гармоники тока при условии $\omega_1 L \gg R_H$ дают падение напряжения на катушке, а постоянная составляющая тока – на R_H , то есть напряжение на выходе примерно равно $U_{\text{ВЫХ}} \approx I_0 R_H$.

В схемах выпрямителей с нагрузкой рис.6 б) при условии $\frac{1}{\omega_1 C} \ll R_H$ сопротивление **параллельного** соединения Z_C и R_H для всех гармоник тока близко к нулю, а для постоянной составляющей тока равно R_H . Значит и в этом случае напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}} \approx I_0 R_H$.

Приведенный выше спектральный подход удовлетворительно (и только) объясняет процессы сглаживания, однако на практике рассмотрение функционирования энергоемкого элемента в отрыве от элемента нелинейного приводит к неверным количественным оценкам. Дело в том, что фильтрация гармоник входного напряжения происходит в нелинейном фильтре, но анализ работы такого фильтра приводит к необходимости анализа нелинейных дифференциальных уравнений, что выходит за пределы настоящего учебного пособия.

Контрольные вопросы

1. Основная особенность ВАХ полупроводникового диода.
2. Что дает аппроксимация ВАХ нелинейных резисторов?
3. Когда диод можно считать ключом?
4. За счет чего происходит выпрямление гармонического сигнала в схемах выпрямителей?
5. Как можно описать выпрямление со спектральной точки зрения?
6. Что такое коэффициент пульсации и как его можно определить?

7. В чем преимущество двухполупериодного выпрямителя по сравнению с однополупериодным?
8. За счет чего происходит сглаживание пульсаций в выпрямителях с емкостной нагрузкой?
9. За счет чего происходит сглаживание пульсаций в выпрямителях с индуктивным фильтром?

1.3 Методические указания

- 3.1. Ознакомиться с расположением элементов схем выпрямителей на лабораторном макете.
- 3.2. Собрать схему однополупериодного выпрямителя с определенным сопротивлением нагрузки и на его вход подать сигнал с генератора гармонических колебаний. Этот же сигнал подать на вход осциллографа, установить удобную частоту и амплитуду входного сигнала и зарисовать его осциллограмму. Подключить осциллограф на выход схемы и тоже зарисовать $u_{\text{ВЫХ}}(t)$.
- 3.3. Подключить параллельно нагрузке конденсатор С1, затем конденсатор С2 и зарисовать форму выходного напряжения с этими сглаживающими фильтрами. Измерить с помощью осциллографа или соответствующих вольтметров постоянную составляющую выходных напряжений и пульсации. Вычислить коэффициенты пульсаций в обоих случаях.
- 3.4. Собрать схему двухполупериодного выпрямителя с тем же сопротивлением нагрузки, что и в схеме первого выпрямителя. Выполнить все действия, указанные в пунктах 3.2 и 3.3.
- 3.5. Сравнить коэффициенты пульсации одно- и двухполупериодного выпрямителей при одинаковых нагрузках и фильтрах, сделать выводы и оформить отчет.

2 УСИЛИТЕЛЬ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Целью работы является изучение принципа действия усилителей электрических сигналов, знакомство с методами анализа нелинейных электрических цепей и экспериментальное исследование основных характеристик резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе.

2.1 Задание

- 1.1. При подготовке к работе необходимо изучить:
 - основные параметры и классификация усилителей;
 - механизм усиления в простейшей схеме;
 - физический метод анализа простейшего усилителя;
 - графический метод анализа простейшего усилителя;
 - графоаналитический метод анализа простейшего усилителя;
 - назначение элементов в схеме типового усилителя;
 - расчет основных параметров усилителя.
- 1.2. Рассчитать и собрать схему типового резисторного усилителя.
- 1.3. Исследовать усилитель экспериментально:
 - измерить коэффициент усиления при нескольких величинах сопротивления нагрузки транзистора;
 - снять амплитудно-частотную характеристику усилителя при одном значении сопротивления нагрузки и определить из нее полосу усилителя;
 - измерить амплитудную характеристику при фиксированной частоте из полосы усиления и определить динамический диапазон усилителя.
- 1.4. Оформить отчет о проделанной работе.

2.2 Теоретическая часть

Усилителями называются радиоэлектронные устройства, предназначенные для **увеличения интенсивности** электрических сигналов за счет энергии некоторого внешнего источника.

Задача усиления в общем виде может быть сформулирована так. Усилитель – некоторый четырехполюсник (рис.1 а)), на вход которого поступает сигнал в виде напряжения (или тока), а на выходе должен быть образован сигнал в виде напряжения (или тока)

$$u_{ВЫХ}(t) = Ku_{ВХ}(t - t_3),$$

где K – число, **большее** единицы, называется **коэффициентом усиления**.

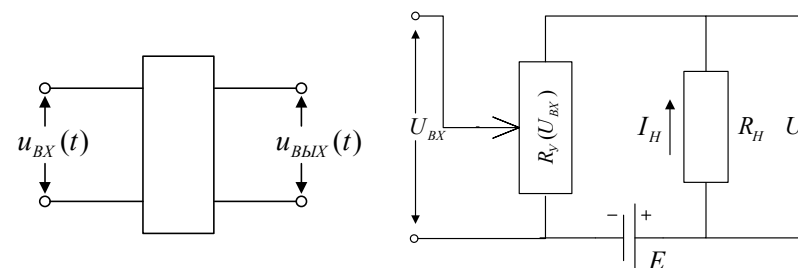


рис.1 а). Обозначение четырехполюсника

рис.1 б). Нелинейная резистивная цепь постоянного тока

Это соотношение является **характеристикой преобразования** усилителя, из которой видно, что усилитель не должен изменять форму сигнала, а только **пропорционально увеличивать** все **мгновенные** значения входного сигнала. Отклонение от линейной зависимости между выходным и входным сигналами – ненужный эффект в усилителях и когда он возникает, то называется **нелинейными искажениями**.

Отставание выходного сигнала от входного во времени – t_3 (задержка) не является искажением, так как форма, а, значит, и информация, содержащаяся во входном сигнале, на выходе усилителя сохраняются. В цепях с электрически безынерцион-

ными элементами – резисторами – задержка входного сигнала при усилении чрезвычайно мала и ей можно пренебречь.

Несмотря на то, что усиление описывается линейной зависимостью между выходным и входным сигналами, его **невозможно** выполнить в **линейном** четырехполюснике. Для усиления нужно **преобразовать** энергию некоторого **внешнего** источника в энергию **сигнала**. Преобразование энергии возможно только в нелинейной или параметрической цепи, поэтому схема усилителя должна содержать **нелинейный или параметрический элемент**.

В усилителях сигналов радиочастотного диапазона происходит преобразование энергии **источника питания** радиоэлектронных схем в энергию сигнала, а в качестве нелинейных элементов чаще всего используются полупроводниковые транзисторы.

В настоящей работе рассмотрим усиление сигналов в **нелинейном резистивном** четырехполюснике с биполярным транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером.

2.2.1 Механизм усиления

Принцип усиления электрических сигналов в нелинейном резистивном четырехполюснике можно понять с помощью схемы, изображенной на рис.1 б). Это цепь **постоянного тока**, в которой **последовательно** относительно источника постоянной ЭДС E включены линейный резистор R_H и **нелинейный** резистор, сопротивление которого $R_V(U_{BX})$ зависит от управляющего электрического напряжения U_{BX} , то есть это **электрически управляемый** резистор.

Очевидно, ток в цепи может быть записан по закону Ома

$$I_H = \frac{E}{R_H + R_V(U_{BX})} \quad (1)$$

Из (1) следует, что напряжение на входе **меняет** только **сопротивление** нелинейного резистора, что, в свою очередь, вызывает **изменение** тока в цепи. Напряжение на выходе схемы по закону Ома равно

$$U_H = I_H R_H = \frac{E}{R_H + R_V(U_{BX})} R_H, \quad (2)$$

то есть будет **меняться** при появлении сигнала на входе.

Изменение сопротивления управляемого резистора входным сигналом и есть **механизм** (принцип) усиления сигнала в нелинейной схеме рис.1 б).

Как видно из (2), величина и характер изменения напряжения на выходе определяется **законом изменения** сопротивления $R_V(U_{BX})$.

Для **усиления** изменение $R_V(U_{BX})$ должно удовлетворять определенным требованиям.

Во-первых, изменение сопротивления должно быть **значительным** при **малой** затрате энергии **источника сигнала**.

В этом случае **мощность, выделенная** в нагрузку, может быть гораздо **больше** мощности источника сигнала, так как ток через R_H обусловлен **другим** источником энергии – источником ЭДС E .

Во-вторых, для усиления управляемый резистор $R_V(U_{BX})$ должен **меняться так**, чтобы **изменение тока** в цепи I_H было **пропорционально входному сигналу**, поскольку только при этом условии выходной сигнал **не** будет искажен (см.(2)).

Итак, в схеме рис.1 б) происходит преобразование энергии источника питания в энергию сигнала, за счет чего получается усиление **мощности** сигнала. Таким образом, все усилители – это усилители мощности, но часто полезным преобразованием является усиление тока или усиление напряжения. Поэтому в зависимости от типа входного воздействия усилители делятся на усилители тока, напряжения и мощности.

2.2.2 Режимы работы и основные параметры усилителей

Поскольку схема усилителя содержит нелинейный элемент, усиление всегда сопровождается нелинейными искаже-

ниями. Однако, если искажения формы усиливаемого сигнала **невелики**, то режим работы усилителя называют **практически линейным**, в противном случае – режим **нелинейный**.

В **линейном** режиме работы усилителя результат преобразования может быть описан для усилителя напряжения в виде:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = K_U u_{\text{ВХ}}(t) , \quad (3)$$

где K_U – коэффициент усиления по напряжению.

Коэффициент усиления является **основной** характеристикой усилителя и определяет его **качество**.

Так как любой сигнал состоит из **набора гармонических напряжений различных частот**, образующих его **спектр**, то искажение сигнала усилителем будет минимальным, если **одинаково** усиливаются **все** гармонические составляющие входного сигнала. В усилителях, содержащих конденсаторы и катушки индуктивности, коэффициент усиления зависит от частоты гармонического сигнала.

Зависимость коэффициента усиления от частоты входного гармонического сигнала называется **амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)** усилителя. Очевидно, АЧХ показывает, как усиливаются различные гармоники спектра входного сигнала. В некоторых случаях АЧХ можно рассчитать, но чаще всего эта важная характеристика снимается экспериментально.

По типу АЧХ усилители делятся на усилители постоянного тока, усилители низкой частоты, широкополосные усилители и резонансные усилители высокой частоты. Типовые АЧХ для перечисленных усилителей показаны на рис.2, где также отмечены верхняя f_B и нижняя f_H границы полосы усиления. Полоса находится из условия, при котором коэффициент усиления на границах полосы уменьшается от максимального значения в $\sqrt{2}$ раз.

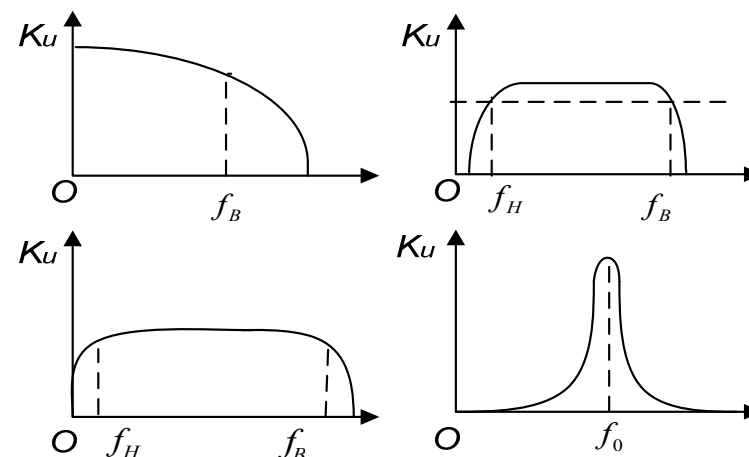


Рис.2. Типовые АЧХ усилителей постоянного тока, усилителей низкой частоты, широкополосных усилителей и усилителей высокой частоты соответственно

Полоса усиления является **второй важной** характеристикой усилителя и тоже определяет его качество. Действительно, если не все гармоники спектра входного сигнала попадают в полосу усиления, то есть усиливаются по-разному, возникают **искажения** выходного сигнала по сравнению с входным, которые называются **частотными искажениями**. Частотные искажения существуют в усилителях даже в линейном режиме работы схемы, поэтому их часто называются **линейными** искажениями.

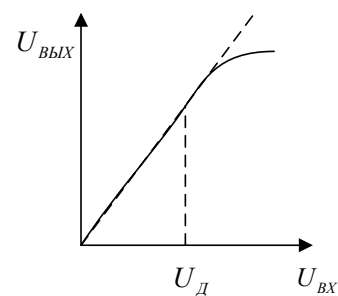


Рис.3. Типичная амплитудная характеристика усилителей

Практически **линейный** режим работы усилителя существует при достаточно **малом** входном сигнале, когда свойства нелинейного резистора проявляются в слабой мере. Поэтому **качество** усилителя определяется еще и **амплитудной** характеристикой, а именно, зависимостью **амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного**. Типичный вид

амплитудной характеристики усилителя показан на рис.3, из которого видно, что линейная связь (3) между выходным и входным сигналами существует только при амплитудах входного сигнала меньше некоторого значения U_D , которое определяет **динамический диапазон** усилителя – третья характеристику усилителя, определяющую его работу в линейном режиме. Динамический диапазон определяется следующим образом:

$$D = 20 \lg \frac{U_D}{U_{иск}} [\text{дБ}],$$

где $U_{иск}$ – это среднеквадратичное напряжение шумов, действующих на входе усилителя ($U_{иск} = \sqrt{U_{ш}^2}$).

Динамический диапазон – третья характеристика усилителя, определяющая его работу в линейном режиме.

Входное и **выходное** сопротивления – еще два важных параметра, которые тоже определяют **качество** усилителя.

В **нелинейном** режиме работы усилителей, который наступает при увеличении амплитуды напряжения на входе, из-за нелинейности цепи возникают **существенные искажения** выходного сигнала по сравнению с входным и связь между ними не может быть описана линейным соотношением (3).

Больше того, при увеличении входного напряжения выше некоторого граничного уровня, напряжение на выходе усилителя практически **не изменяется**, и говорят, что усилитель работает в режиме **ограничения** сигнала.

Нелинейные искажения сигнала, возникающие при работе усилителей в нелинейном режиме, широко используются в радиоэлектронике для различных **нелинейных** преобразований сигналов, таких как детектирование, амплитудная модуляция, преобразование частоты и т. д.

Режим **ограничения** также широко используется в устройствах импульсной техники.

2.2.3 Простейший усилитель на биполярном транзисторе

На рис.4 приведена схема простейшего усилителя на биполярном $n - p - n$ -транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Эта схема совпадает со схемой, приведенной на рис.1 б). Здесь E_K – источник постоянной ЭДС, создающий ток коллектора I_K в цепи, а $E_{Б0}$ – источник постоянной ЭДС, необходимый для обеспечения **активного** режима работы транзистора, о котором речь пойдет ниже. Линейный резистор R_K – коллекторная нагрузка транзистора.

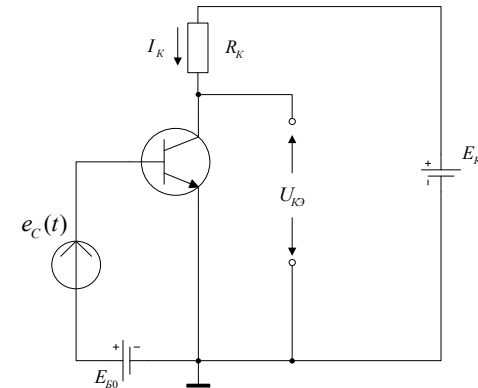


Рис.4. Схема простейшего резисторного усилителя на биполярном транзисторе

Входной сигнал $e_c(t)$ поступает в цепь базы транзистора так, как показано на рис.4, и это – вход усилителя. Преобразованный сигнал снимается между коллектором и эмиттером транзистора ($U_{КЭ}$) и это – выход усилителя. Так как вход и выход схемы имеют общую точку – эмиттер, то включение транзистора, показанное на рис.4, называется – с общим эмиттером (ОЭ).

Для **анализа усилителя** необходимо найти связь между выходным и входным сигналами, что можно сделать с помощью законов Кирхгофа.

Из второго закона Кирхгофа для коллекторной цепи $E_K = U_{R_K} + U_{КЭ}$ можно выразить напряжение на выходе схемы,

которое определяет связь выходного напряжения с *током* в *нелинейной* коллекторной цепи

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{КЭ}} = E_{\text{К}} - I_{\text{К}} R_{\text{К}} \quad (4)$$

Таким образом, как следует из (4), для получения выходного напряжения прежде необходимо найти ток $I_{\text{К}}$.

Из схемы видно, что коллекторный ток определяется сопротивлением $R_{\text{К}}$ и *сопротивлением транзистора*, которое, в свою очередь, зависит от режима работы транзистора. Поэтому сначала рассмотрим возможные режимы работы транзистора при его включении с общим эмиттером.

2.2.3.1 Характеристики и режимы работы транзистора с ОЭ

Транзистор при включении с общим эмиттером задается *графически двумя* семействами вольт-амперных характеристик (ВАХ), которые снимаются экспериментально. Входная цепь транзистора – цепь базы – определяется *семейством входных* характеристик $I_{\text{Б}}(U_{\text{БЭ}})$, снятых при различных постоянных напряжениях на коллекторе $U_{\text{КЭ}}$, а цепь коллектора – *семейством выходных* характеристик $I_{\text{К}}(U_{\text{КЭ}})$, снятых при различных токах базы $I_{\text{Б}}$.

Типовые характеристики $n - p - n$ - транзистора с ОЭ показаны на рис.5 на примере транзистора КТ315. Обсудим особенности характеристик.

Оба семейства характеристик свидетельствуют об *односторонней* проводимости транзистора, так как токи базы и коллектора существуют только при положительных напряжениях на базе $U_{\text{БЭ}}$ и коллекторе $U_{\text{КЭ}}$. Входные характеристики напоминают ВАХ диода: ток базы *сильно* зависит от напряжения на базе $U_{\text{БЭ}}$ и *слабо* – от напряжения на коллекторе $U_{\text{КЭ}}$.

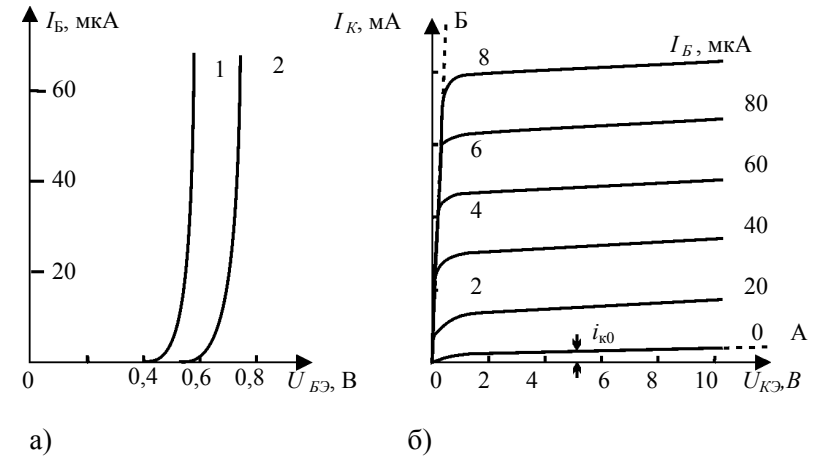


Рис.5. Вольтамперные характеристики кремниевого $n-p-n$ транзистора КТ315. 1 – $U_{\text{КЭ}} = 0$, 2 – $U_{\text{КЭ}} = 5\text{В}$.

Особенностью выходных характеристик является *слабая* зависимость коллекторного тока от напряжения на коллекторе и *сильная* зависимость $I_{\text{К}}$ от тока базы $I_{\text{Б}}$ в широкой области изменения $U_{\text{КЭ}}$.

Как видно из *входных* характеристик, ток базы, который является частью тока через первый переход – тока эмиттера, становится *значительным* при напряжении на базе *больше* некоторого *порогового* напряжения, то есть первый переход при *всех* $U_{\text{БЭ}} \leq U_{\text{БЭпор}}$ практически *не пропускает* ток. Говорят, что транзистор *заперт*, или находится в *режиме отсечки*.

На *выходных* характеристиках режиму отсечки соответствует кривая 0А, из которой видно, что ток через второй переход – ток коллектора $i_{\text{К0}}$, в этом режиме достаточно мал. Значит, в режиме отсечки транзистор имеет *очень большое* сопротивление (обычно несколько десятков кОм), то есть является *неуправляемым* резистором с большим сопротивлением.

При $U_{\text{БЭ}} \geq U_{\text{БЭпор}}$, когда *первый* переход открывается, токи базы и коллектора увеличиваются, однако пока напряжение на коллекторе $U_{\text{КЭ}} < U_{\text{БЭ}}$, *коллекторный* переход тоже *открыт*.

Режим работы транзистора, когда *оба* перехода *открыты*, называется *режимом насыщения*.

На *выходных* характеристиках режиму насыщения соответствует линия 0Б, в которую сходятся все кривые $I_K(U_{KЭ})$ при *различных* токах базы. Значит, в режиме насыщения коллекторный ток практически не зависит от тока базы I_B и напряжения на базе $U_{БЭ}$, а определяется только напряжением на коллекторе. Это дает возможность в режиме насыщения найти сопротивление транзистора, как отношение $U_{KЭ}/I_K$ на участке 0Б, и это сопротивление оказывается *малым* (обычно два, три десятка Ом).

Таким образом, в режиме насыщения транзистор опять работает как *неуправляемый* резистор, только теперь с малым сопротивлением.

При дальнейшем увеличении $U_{KЭ}$, когда потенциал коллектора становится *выше потенциала базы*, то есть $U_{КБ} > 0$, второй переход закрывается. Режим работы транзистора, когда первый переход открыт, а второй – заперт, называется *активным*. Активному режиму работы соответствуют почти горизонтальные участки кривых $I_K(U_{KЭ})$ на семействе выходных характеристик. Как видно из рис.5 б), в активном режиме ток через транзистор сильно зависит от тока базы, значит, от *напряжения на базе* $U_{БЭ}$, как это следует из входных характеристик. Другими словами, в активном режиме появляется возможность *управления током* через транзистор *напряжением* $U_{БЭ}$. То есть, именно в *активном* режиме должен работать транзистор в схеме рис.4, чтобы стало *возможным* усиление входного сигнала. Рассмотрим подробнее активный режим транзистора и его влияние на режим работы *схемы*.

2.2.3.2 Физический анализ простейшей схемы усилителя

Анализ *схемы* рис.4 с использованием упрощенной структуры транзистора и основных физических процессов, кото-

рые происходят внутри транзистора при подаче напряжений на два его перехода, то есть анализ на *физическом* уровне, выполнен в описании к работе «Мультивибратор на транзисторах» при работе транзистора в *трех* режимах.

Проведем *физический анализ усилителя*, то есть рассмотрим *только активный* режим работы транзистора в схеме.

При *открытом* эмиттерном переходе транзистора, когда $U_{БЭ} \geq U_{БЭпор}$, основные носители заряда эмиттера – электроны – инжектируются (впрыскиваются) в базу. Как правило, концентрация электронов в эмиттере гораздо больше концентрации дырок в базе, значит, обратный ток через первый переход ничтожно мал. Поэтому ток через первый переход (ток эмиттера $I_Э$) определяется электронами эмиттера и растёт с увеличением $U_{БЭ}$. Так как толщина базы *делается меньше* диффузионной длины пробега электронов, *большая* часть попавших в базу электронов *не успевает* рекомбинировать с дырками базы и движется через область базы ко второму переходу под действием *сильного* электрического поля, созданного положительным напряжением на коллекторном переходе ($U_{КБ} > 0$).

База имеет дырочную проводимость и попавшие в базу электроны эмиттера являются в ней *неосновными* носителями, значит, напряжение на коллекторном переходе $U_{КБ} > 0$ для них является *пропускным*. Поэтому *большая* часть электронов эмиттера *проходит второй переход*, образуя большой коллекторный ток I_K . Только *незначительная* часть электронов, эмиттированных в базу, не достигает коллектора: рекомбинирует с дырками в базовой области или достигает базового электрода, образуя базовый ток I_B , *много меньший* тока коллектора $I_B \ll I_K$. Этому способствует малая толщина, низкая примесная проводимость области базы, а также тот факт, что напряжение $U_{БЭ}$ составляет доли вольта, а $U_{КБ}$ – единицы вольт (см. рис.5).

Таким образом, ток в *основном* (до 99% попавших в базу электронов) замыкается через *весь* транзистор, проходя *оба* $p-n$ -перехода, и этот ток *примерно равен* току через первый переход – $I_K \cong I_Э$. Поскольку ток эмиттера сильно зависит от напря-

жения на первом переходе $U_{БЭ}$, значит и коллекторный ток определяется величиной $U_{БЭ}$, то есть $I_K(U_{БЭ})$. Поэтому, можно сказать, что транзистор в *активном* режиме является *электрически управляемым резистором*, а $U_{БЭ}$ – управляющее напряжение².

Нетрудно понять, почему в схеме рис.4 возможно усиление. Так как первый переход *открыт*, то *малое* изменение входного напряжения на величину $\Delta U_{БЭ}$ вызовет *значительное* изменение тока эмиттера $\Delta I_Э$, а, значит, примерно такое же изменение коллекторного тока, так как $\Delta I_K \cong \Delta I_Э$. При этом ток $I_Э$ течет через *открытый* переход, когда его сопротивление $R_{ЭБ}$ *мало*, а коллекторный переход *заперт* и его сопротивление $R_{БК}$ *велико*. Поэтому включение в цепь коллектора нагрузки R_K с сопротивлением $R_{БК} > R_K \gg R_{ЭБ}$ *не изменит* ΔI_K , что и позволит получить на выходе схемы *большее изменение* напряжения, чем на первом переходе. Действительно, из соотношения (4) следует

$$\Delta U_{ВЫХ} = \Delta U_{КЭ} = -\Delta I_K R_K \quad \Delta U_{БЭ} = \Delta I_Э R_{ЭБ}, \quad (5)$$

Из (5) видно, что для получения усиления по напряжению входной сигнал в схеме рис.4 нужно подавать на *первый* переход транзистора, а нагрузку включать в *коллекторную* цепь. При этом изменение выходного напряжения, вызванное сигналом, а значит и коэффициент усиления схемы, будут увеличиваться с увеличением сопротивления нагрузки R_K .

Проведенный выше анализ позволяет только показать *факт усиления* в простейшей *схеме* и не дает количественного результата, как и все физические методы анализа.

² При запертом втором переходе существует обратный ток коллектора, как у любого запертого диода. Этот ток протекает независимо от состояния первого перехода, он незначителен, но сильно зависит от температуры и этим ухудшает качество транзисторов, снижая их температурную стабильность.

2.2.3.3 Методы анализа нелинейных резистивных цепей

Для *количественного* расчета выходного напряжения в схеме рис.4 необходимо *сначала* найти ток в коллекторной цепи (см. (4)) в *зависимости от входного напряжения*, то есть проанализировать *нелинейную резистивную цепь*.

Существует несколько *методов анализа* нелинейных электрических цепей подобного типа. Некоторые из них основаны на использовании экспериментально снятых ВАХ *нелинейных* резисторов, что позволяет анализировать *цепи*, содержащие эти элементы, не обращаясь к физическим процессам внутри самих элементов. Это так называемый *феноменологический* (формальный) подход, но он позволяет получать *количественные* результаты. Используя формальный подход, можно провести анализ нелинейных цепей аналитическим, графическим или различными графоаналитическими методами.

Аналитические методы анализа, являясь *приближенными*, обладают общностью и пригодны для любых входных сигналов. Аналитический метод анализа нелинейных резистивных цепей основан на описании *реальной* ВАХ нелинейного резистора подходящей *аналитической* функцией, приближенно описывающей ВАХ. Этот метод использован для анализа простейшей нелинейной цепи с полупроводниковым диодом в описании к работе «Выпрямление».

В настоящей работе проведем *графический* и *графоаналитический* анализ схемы простейшего усилителя.

2.2.3.4 Графический метод анализа усилителя

Графический метод анализа усилителя использует ВАХ транзистора, заданных в *графическом* виде, в сочетании с законами Кирхгофа для цепи, в которую включен транзистор.

Включение транзистора в *цепь* рис.4 налагает строго определенную связь между током в цепи I_K и напряжением на транзисторе $U_{KЭ}$, которая выражается уравнением (4). Поэтому для нахождения тока *в цепи* необходимо решить *систему* двух уравнений

$$I_K = f(U_{KЭ}, I_B) \quad (6)$$

$$I_K = \frac{E_K - U_{KЭ}}{R_K} \quad (7)$$

Уравнение (6) – запись в неявном виде семейства выходных характеристик транзистора, то есть оно задано графически. Уравнение (7) получено из закона Кирхгофа (4).

Решение системы уравнений можно провести *графически*, построив график выражения (7) на выходных характеристиках транзистора. Очевидно точки пересечения (7) с ВАХ транзистора являются *решениями* системы уравнений и определяют возможные *режимы* работы *цепи*. Точки пересечения позволят найти ток в цепи I_K и напряжение на выходе схемы $U_{KЭ}$ для заданных E_K, R_K , и токе базы.

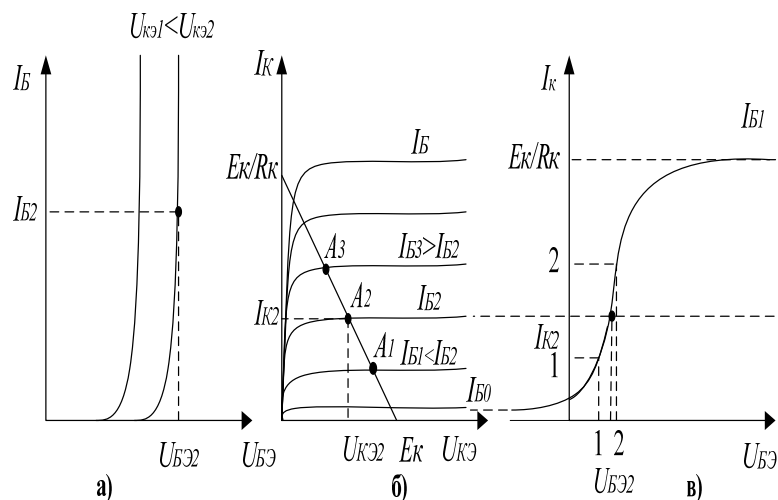


Рис.6. Графический анализ схемы простейшего усилителя

Уравнение (7) в координатах $I_K, U_{KЭ}$ является прямой линией и ее называют *нагрузочной прямой* (нагрузочной характеристикой *цепи*). Нагрузочную прямую можно построить на ВАХ по двум точкам ее пересечения с осями координат. А именно, как следует из (7), точка пересечения прямой с осью абсцисс ($I_K=0$) определяется величиной ЭДС источника питания E_K , а точка ее пересечения с осью ординат ($U_{KЭ}=0$) равна $I_K = E_K/R_K$.

Построение нагрузочной прямой на ВАХ транзистора показано на рис.6 б), из которого видно, что существует *счетное количество* точек пересечения A_i этой прямой с характеристиками транзистора, соответствующими *различным* токам базы I_{Bi} . *Координаты* точек пересечения являются искомым током в цепи I_{Ki} и напряжением на транзисторе $U_{KЭi}$, соответствующим этому току базы. Очевидно каждой точке пересечения, например, A_2 , соответствует $I_{K2}, U_{KЭ2}$ и *конкретный* ток базы I_{B2} .

В свою очередь, ток базы I_{B2} при известном $U_{KЭ2}$ определяется *напряжением* на *базе* $U_{БЭ2}$, которое находится из *входных* характеристик так, как это показано на рис.6 а).

Если проделать процедуру, аналогичную A_2 , для многих других точек пересечения A_i , можно построить зависимость тока в *цепи* I_K от напряжения на *первом переходе* транзистора $U_{БЭ}$, как это сделано на рис.6 и показано кривой в).

Так как каждая точка пересечения определяет токи и напряжения во входной (базовой) и выходной (коллекторной) цепях схемы, ее называют *рабочей точкой*.

Кривая 6 в) – *результат графического* анализа *нелинейной цепи* рис.4 и ее часто называют статической *управляющей* характеристикой цепи, поскольку это зависимость выходного тока I_K от входного напряжения $U_{БЭ}$.

Как и следовало ожидать, $I_K(U_{БЭ})$ – нелинейная функция. Из нее видно, что *значительные изменения* тока в цепи существуют только при изменении напряжения на базе в *конечной* области величин. Поэтому для работы схемы в режиме уси-

ления на первый переход необходимо подавать **постоянное** напряжение (**напряжение смещения**) $E_{Б0}$, лежащее в пределах этой области, например, $U_{БЭ2}$. Это напряжение задаст рабочую точку так, чтобы обеспечить **активный** режим работы транзистора.

При **отсутствии сигнала** рабочая точка определяет **постоянные составляющие** токов и напряжений на входе и выходе схемы: $I_{К2}$, $I_{Б2}$, $U_{КЭ2}$, или, как говорят, **режим покоя**.

Когда на вход усилителя приходит **сигнал**, напряжение на базе становится равным **сумме** постоянной составляющей напряжения, например, $U_{БЭ2}$ и сигнала $e_c(t)$, то есть начинает **меняться** со временем, например, от точки 1 до точки 2 на оси абсцисс рис.6 в). При этом ток коллектора будет **меняться** относительно тока покоя $I_{К2}$, от точки 1 до точки 2 на оси ординат. Это изменение тока коллектора ΔI_K легко определить **количественно** из графика рис.6 в) при заданной амплитуде сигнала.

После этого можно **вычислить** изменение амплитуды напряжения на выходе усилителя, вызванное заданным сигналом $e_c(t)$, по формуле (5) $\Delta U_{ВЫХ} = -\Delta I_K R_K$, и коэффициент усиления, как отношение $\Delta U_{ВЫХ}$ к амплитуде сигнала.

Таким образом, при использовании **графического** метода можно **посчитать** коэффициент усиления сигнала. Однако, графическое определение коэффициента усиления неудобно, трудоемко и не имеет общности, поскольку для каждого конкретного сигнала расчет коэффициента усиления нужно проводить индивидуально.

2.2.3.5 Графоаналитический метод анализа усилителя

Графический метод анализа, описанный выше, можно использовать как **первый** этап графоаналитического метода расчета усилителя. На **втором** этапе полученную управляющую характеристику цепи можно **аппроксимировать**, то есть заменить приближенной **функцией**, что позволит описать преобразование сигнала в **аналитическом** виде.

Можно предложить несколько достаточно простых функций, аппроксимирующих управляющую характеристику. Но во многих случаях, как и при анализе усилителя, нет необходимости аппроксимировать эту характеристику **полностью**, так как входной сигнал охватывает лишь **ограниченную область** характеристики в **окрестности** рабочей точки, которую можно назвать **рабочим участком** (например, участок аб на рис.6 в))

При этом достаточно аппроксимировать **только** рабочий участок, что гораздо проще. Выбор аппроксимирующей функции рабочего участка зависит от **размера** этого участка нелинейной характеристики, то есть от **амплитуды** входного сигнала.

Очевидно, для **малого** сигнала рабочий участок **близок** к линейному и его можно аппроксимировать **прямой линией**³.

При линейной аппроксимации рабочего участка характеристики ток в цепи запишется в **аналитическом** виде

$$I_K(t) = I_{K0} + S e_c(t), \quad (8)$$

где I_{K0} – постоянная составляющая тока (ток в рабочей точке), $S = \frac{dI_K}{dU_{БЭ}}$ – крутизна управляющей характеристики в **окрестности** рабочей точки, имеющая размерность проводимости.

Очевидно, второе слагаемое в правой части (8) – **изменение тока** в цепи из-за появления входного сигнала, или **переменная** составляющая тока коллектора $i_K(t)$.

Зная выражение для тока, можно найти напряжение на выходе усилителя и коэффициент усиления. Подставляя выражение (8) в (4), получим

$$U_{ВЫХ}(t) = E_K - I_{K0} R_K - S e_c(t) R_K = U_{КЭ0} - S e_c(t) R_K, \quad (9)$$

³ Следует особо подчеркнуть, что линеаризация **рабочих участков** характеристик не означает линеаризацию **цепи**, так как сопротивление транзистора в активном режиме при поступлении на первый переход **даже малого** сигнала **меняется**. Просто при линейной аппроксимации рабочего участка изменение тока в цепи во времени будет **пропорционально** входному сигналу $e_c(t)$, что и требуется для **линейного** режима работы усилителя.

где $U_{кЭ0}$ – постоянная составляющая напряжения на выходе, а $-Se_c(t)R_k$ – **изменение** напряжения на выходе, **вызванное сигналом**, то есть **результат усиления** сигнала.

Значит, коэффициент усиления равен

$$K = -\frac{Se_c(t)R_k}{e_c(t)} = -SR_k \quad (10)$$

Обсудим полученный результат расчета.

Во-первых, отрицательное значение коэффициента усиления отражает изменение **полярности** выходного сигнала относительно входного, или **изменение фазы** выходного сигнала на 180^0 , если на входе **гармонический** сигнал. Такие усилители называют **инвертирующими**. Отрицательный знак K обусловлен тем, что в схеме рассмотренного усилителя выходное напряжение снимается не с коллекторной нагрузки R_k , а с коллектора транзистора (см.(4)) и будет всегда отрицательно по отношению к изменению коллекторного тока.

Во-вторых, коэффициент усиления пропорционален **крутизне** управляющей характеристики, которая существенно зависит от выбора рабочей точки (см. рис.6в)). Поэтому выбор рабочей точки – важный этап расчета усилителя.

В-третьих, коэффициент усиления определяется **величиной** коллекторного сопротивления и увеличивается с увеличением R_k . Это следовало и из физического анализа (см.(5)), но в формуле (10) коэффициент пропорциональности между K и R_k **известен** – это крутизна управляющей характеристики цепи в окрестности рабочей точки.

Нужно заметить, что формула (10) получена при **разомкнутом** выходе усилителя, то есть в режиме холостого хода. При подключении на выход усилителя нагрузки с сопротивлением R_H коэффициент усиления будет уменьшаться при уменьшении R_H , так как нагрузка шунтирует выход усилителя напряжением. Поэтому коэффициент усиления существенно зависит от величины и характера сопротивления нагрузки.

Наконец, как следует из (10), коэффициент усиления не зависит от частоты, то есть это усилитель **постоянного тока** с

бесконечной полосой усиления. Дело в том, что в рассматриваемой схеме резисторного усилителя нет **видимых** элементов, сопротивления которых зависят от частоты (конденсаторов и катушек индуктивности). Однако сам транзистор наряду с сопротивлением обладает еще емкостью и прежде всего это емкости его $p - n$ -переходов (см. Приложение 1). При рассмотрении схемы емкости транзистора не учитывались. Кроме того, в усилителе между различными элементами схемы тоже существуют емкости, зависящие от их взаимного расположения. Эти емкости называются паразитными, они, как правило, невелики и на низких частотах просто не проявляют себя.

С повышением частоты сопротивления всех емкостей уменьшаются и включенные параллельно выходу усилителя паразитные емкости начинают шунтировать выход усилителя. Если учесть еще и входную емкость нагрузки, которая тоже всегда существует и складывается с выходной емкостью усилителя, то коэффициент усиления будет **уменьшаться** на высоких частотах, определяя высокочастотную границу полосы усиления.

Поэтому АЧХ простейшего усилителя типична для усилителя постоянного тока и имеет вид рис.1 а).

2.2.4 Схема типового усилителя на биполярном транзисторе с ОЭ

Схема типового резисторного усилителя на биполярном транзисторе приведена на рис. 7 и отличается от схемы простейшего усилителя рис.4 главным образом в двух отношениях.

Во-первых, в предыдущей схеме для обеспечения активного режима транзистора был включен отдельный источник ЭДС $E_{Б0}$, что неудобно и энергетически невыгодно.

В рассматриваемой схеме необходимое **постоянное** напряжение на первом переходе транзистора (**напряжение смещения**) создается за счет наличия делителя напряжения $R_1 + R_2$ и включения резистора R_3 в цепь тока эмиттера. Действительно, как видно из схемы, через делитель течет постоянный ток, который можно найти из закона Ома: $I_D = E_K / (R_1 + R_2)$.

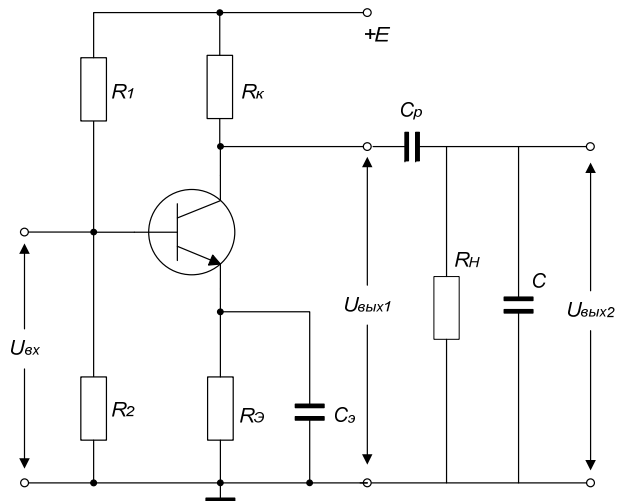


Рис. 7. Схема типового резисторного усилителя

Напряжение на базе транзистора $U_{БЭ}$, равное разности потенциалов между базой и эмиттером, теперь определяется так:

$$U_{БЭ} = \varphi_B - \varphi_Э = I_Д R_2 - I_Э R_Э \quad (11)$$

В *отсутствии* сигнала на входе усилителя ток эмиттера, равный сумме токов коллектора и базы $I_{Э0} = I_{К0} + I_{Б0}$, *постоянен*, напряжение на базе тоже постоянно и из (11) равно $U_{БЭ0} = I_Д R_2 - I_{Э0} R_Э$. Это напряжение определяет *рабочую точку* транзистора в состоянии покоя и может обеспечить нужный активный режим за счет *разности* двух *постоянных* напряжений.

При *поступлении* на вход *сигнала* $e_c(t)$ появляются *переменные* составляющие токов эмиттера, коллектора и базы, *вызванные сигналом*, причем $i_Э(t) = i_К(t) + i_Б(t)$. Теперь напряжение на базе из (11) равно

$$U_{БЭ}(t) = U_{БЭ0} + e_c(t) - i_Э(t) R_Э \quad (12)$$

Так как, согласно характеристикам транзистора при увеличении напряжения на базе токи базы и коллектора тоже увеличиваются (то есть ток эмиттера увеличивается), то из (12) сле-

дует, что на *базу* транзистора поступает *разность* между напряжением сигнала и падением напряжения *переменной* составляющей тока эмиттера на резисторе $R_Э$, а именно, $u_{БЭ}(t) = e_c(t) - i_Э(t) R_Э$.

Это *уменьшение переменной составляющей* напряжения на первом переходе транзистора по сравнению с входным сигналом возникает за счет включения резистора $R_Э$.

Как видно из схемы, резистор $R_Э$ включен в *две* цепи тока усилителя – во входную цепь (цепь базы) и выходную цепь (цепь коллектора), то есть этот резистор обеспечивает *связь* между входной и выходной цепями усилителя.

Существование связи между выходом и входом усилителя называют *обратной* связью. Если в результате обратной связи напряжение на *базе транзистора* уменьшается (как это произошло в рассматриваемой схеме), то обратную связь называют *отрицательной*. Очевидно, отрицательная обратная связь в усилителях всегда *уменьшает* выходное напряжение, а значит, и коэффициент усиления. Это нежелательный эффект.

Чтобы исключить уменьшение коэффициента усиления, параллельно резистору $R_Э$ ставят конденсатор $C_Э$. *Если* выбрать емкость конденсатора так, что его сопротивление на нижней границе полосы усиления будет много меньше $R_Э$, то есть $(1/\omega_H C_Э) \ll R_Э$, то падения напряжения переменной составляющей тока эмиттера на *параллельном* соединении $R_Э$ и $C_Э$ практически не будет. Напряжение на базе из (12) при этом будет равно

$$U_{БЭ}(t) = U_{БЭ0} + e_c(t)$$

Теперь *весь сигнал* поступает на *базу транзистора* и коэффициент усиления схемы не уменьшается. Таким образом, подключение конденсатора $C_Э$ устраняет отрицательную обратную связь *по переменной* составляющей в полосе усиления.

Во-вторых, в схеме типового усилителя выходное напряжение снимается не с транзистора. Дело в том, что на выходе усилителя $U_{ВЫХ1}$ схемы рис.7, кроме переменной составляющей напряжения, существует постоянная составляющая, равная, как

это следует из (4), $U_{кЭ0} = E_{к} - I_{к0}R_{к}$. Она не содержит информации о сигнале, а во многих случаях является еще и вредной.

Действительно, если рассматриваемый усилитель является первым каскадом многокаскадного усилителя и напряжение с его выхода поступает на вход второго аналогичного усилителя **непосредственно**, то наличие постоянной составляющей на выходе первого нарушит режим работы второго каскада.

Для исключения этого влияния на выходе первого усилителя ставят фильтр высоких частот, не пропускающий постоянную составляющую. Например, включение так называемого разделительного конденсатора C_p , показанного на рис.7, образует вместе с сопротивлением нагрузки R_H простейший фильтр **высоких** частот. Этот фильтр не пропускает постоянную составляющую выходного напряжения на вход последующего усилителя, поэтому напряжение на выходе усилителя рис.7 $U_{вых2}$ уже не имеет постоянной составляющей. Однако, поскольку коэффициент передачи фильтра на **низких частотах** – малая величина – его присутствие на выходе усилителя приводит к **уменьшению** коэффициента усиления на низких частотах и определяет низкочастотную границу полосы усиления.

Таким образом, с учетом паразитных емкостей и в присутствии разделительного конденсатора типовой усилитель будет иметь АЧХ, показанную на рис. 2 б). Значит, схема рис.7 является усилителем напряжения низкой частоты. Верхняя граница полосы такого усилителя определяется паразитными емкостями схемы, входной емкостью нагрузки C , сопротивлением нагрузки и не может быть рассчитана. Поэтому максимальный коэффициент усиления и полоса усилителя определяются из экспериментально снятой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Контрольные вопросы

1. Что представляет собой схема простейшего усилителя и в чем заключается механизм усиления напряжения?
2. Основные параметры усилителей и классификация усилителей.

3. Как выглядят характеристики транзистора при его включении с ОЭ и в каких режимах может работать транзистор в схеме?
4. В чем состоит и что дает физический метод анализа схемы простейшего усилителя?
5. Что использует, в чем состоит и что дает графический метод анализа схемы простейшего усилителя?
6. Что использует, в чем состоит и что дает графоаналитический метод анализа простейшего усилителя?
7. Как обеспечивается активный режим работы транзистора в схеме типового усилителя?
8. Почему появляется отрицательная обратная связь в схеме типового усилителя и как она изменяет коэффициент усиления?
9. Какова роль конденсатора C_3 в схеме усилителя?
10. Какова роль фильтра $C_p - R_H$ в схеме усилителя?

2.3 Методические указания

- 2.3.1. Ознакомиться с расположением элементов электрических цепей на лабораторной макетной плате.
- 2.3.2. Собрать схему типового усилителя с одним из предлагаемых резисторов коллекторной нагрузки R_K .
- 2.3.3. Подключить питание схемы и установить $E_{к}=10 - 12$ Вольт. Подать на вход усилителя сигнал с генератора гармонических колебаний, установить частоту 1кГц и амплитуду входного сигнала в пределах 5 – 10 милливольт.
- 2.3.4. Измерить коэффициент усиления схемы при трех выбранных значениях коллекторной нагрузки R_K и определить крутизну управляющей характеристики в соответствующей рабочей точке по формуле (10).
- 2.3.5. Измерить коэффициент усиления для одного из R_K при отключенном конденсаторе C_3 . Объяснить результат.
- 2.3.6. Снять амплитудную характеристику усилителя на частоте 1кГц при изменении амплитуды входного сигнала в пределах 5 – 50 милливольт. Амплитуду выходного сигнала измерять с помощью вольтметра или осциллографа. Построить график

$U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$ и найти динамический диапазон усилителя. Зарисовать наблюдаемые при больших амплитудах нелинейные искажения выходного сигнала.

2.3.7. Снять АЧХ усилителя при амплитуде входного сигнала 10 мВ, изменяя частоту сигнала от 100 – 150 Гц до максимальной величины при включенном и выключенном конденсаторе C_p .

Построить обе характеристики на одном графике и определить полосу пропускания усилителя в обоих случаях. Объяснить результат.

2.3.8. Установить $E_k=6$ Вольт и вычислить крутизну управляющей характеристики схемы, как это описано в пункте 3.4. Сравнить и объяснить результат сравнения.

2.3.9. Оформить отчет о проделанной работе.

3 Мультивибратор на транзисторах

Целью лабораторной работы является изучение принципа работы и экспериментальное исследование мультивибратора на биполярных транзисторах.

3.1 Задание

1.1. При подготовке к работе изучить следующие вопросы:

- принцип возбуждения усилителя с положительной обратной связью;
- анализ схемы включения транзистора и общим эмиттером;
- ключ на биполярном транзисторе;
- процессы, протекающие в схеме мультивибратора;
- временные диаграммы напряжений на электродах транзисторов;
- расчет периода повторения и длительности импульсов, генерируемых мультивибратором.

1.2. Для выбранных элементов схемы рассчитать длительности импульсов мультивибратора. Собрать схему мультивибратора и изучить изменение временных диаграмм генерируемых напряжений на базах и коллекторах транзисторов при вариации элементов схемы. Сравнить рассчитанные длительности импульсов с измеренными экспериментально.

3.2 Теоретическая часть

Все колебательные процессы, формируемые электронными цепями – *генераторами*, можно по их *зависимости от времени* разделить на три группы: квазигармонические, релаксационные и хаотические. Квазигармонические процессы имеют *форму*, близкую к синусоидальной, релаксационные процессы имеют вид пилообразных, треугольных и других периодических

разрывных колебаний. Хаотические типы движений, в отличие от первых двух, никогда не повторяются во времени.

Со **спектральной точки** зрения между этими группами сигналов также имеются существенные различия. Квазигармонические процессы обладают узкой, близкой к нулю шириной спектральной линии. Хаотические процессы имеют широкий спектр с почти равномерной спектральной плотностью мощности. Релаксационные колебания занимают промежуточное положение между гармоническими и хаотическими: их спектр широк, но представляет собой набор дискретных колебаний (гармоник) с частотами $\omega_n = n\omega_1$, где ω_1 – частота повторения релаксационных колебаний, а $n=1,2,3\dots$

Большинство генераторов строятся на основе усилителей с положительной обратной связью. Положительная обратная связь появляется, когда **часть** напряжения с **выхода** усилителя (напряжение обратной связи) поступает обратно на его **вход** и **складывается** с действующим в это время входным сигналом. При положительной обратной связи сигнал обратной связи может вернуться на вход усилителя, большим исходного. Суммируясь с $u_{вх}(t)$, он вызовет **дальнейшее** увеличение $u_{вых}(t)$, то есть выходное напряжение будет нарастать со временем и стремиться к бесконечности. В реальном усилителе это невозможно и рост амплитуды выходных колебаний идет до тех пор, пока не наступит её **ограничение** из-за нелинейности характеристик активных элементов схемы (транзисторов). Результатом будет являться возникновение незатухающих колебаний: **усилитель самовозбуждается** и переходит в качественно **новое** состояние – становится **автогенератором**.

При таком качественном рассмотрении процесса становится ясным, что на вход усилителя нет необходимости подавать какой-либо сигнал: **возбуждение** усилителя с положительной обратной связью происходит при действии на входе усилителя **шумового** сигнала даже исчезающе малой интенсивности, причиной появления которого являются неизбежные, принципиально неустраняемые **флуктуации токов** в цепях усилителя.

Мультивибратор (от слов мульти... и лат. vibro – колебаться) – это релаксационный генератор электрических колеба-

ний разрывного типа, содержащий два каскада усилителей, охваченных взаимной междукаскадной положительной обратной связью. Термин "мультивибратор", предложенный голландским физиком Ван дер Полем, указывает на множество гармоник, содержащихся в спектре генерируемых колебаний. Он является одним из самых распространенных генераторов импульсов почти прямоугольной формы.

Используются мультивибраторы обычно для запуска в работу различных устройств при их совместной синхронной работе. Прямоугольные импульсы в мультивибраторе, усилительные каскады которого собраны на транзисторах, создаются за счет работы транзисторов в режиме **ключа** – практически мгновенного перехода транзистора из запертого состояния, когда его сопротивление становится очень большим, в состояние насыщения, когда сопротивление транзистора резко уменьшается. Поэтому прежде чем анализировать работу мультивибратора рассмотрим ключевой и другие возможные режимы работы биполярного транзистора в схеме усилителя.

3.2.1 Анализ схемы включения транзистора с общим эмиттером

Биполярный транзистор – прибор, состоящий из трех полупроводниковых кристаллов с чередующимся типом примесной проводимости и тремя электрическими выводами. На рис.1 показана упрощенная структура $n-p-n$ транзистора и приведено его обозначение в схемах.

Транзистор имеет два $p-n$ -перехода, взаимодействующие

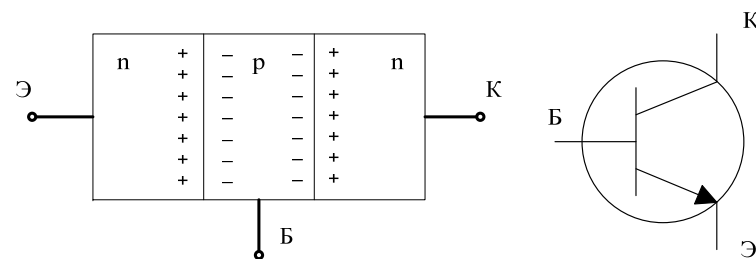


Рис.1. Упрощенная структура и обозначение $n-p-n$ транзистора.

щих между собой (ток одного перехода влияет на ток другого перехода). Взаимодействие обусловлено малым расстоянием между переходами, называемым толщиной базы. Электрические свойства $p-n$ -перехода описаны в Приложении 1.

Левый (первый) $p-n$ -переход называется эмиттерным, через него течёт ток эмиттера $I_э$. Правый (второй) $p-n$ -переход называется коллекторным и через него протекает ток коллектора $I_к$. Ток через базовый контакт называется базовым $I_б$.

Обычно концентрация дырок в базе много меньше концентрации электронов в эмиттере и коллекторе, поэтому ток эмиттера практически полностью определяется инжектированными в базу электронами эмиттера. Часть электронов эмиттера, прошедших через коллекторный переход, образуют ток коллектора, остальные – ток базы, то есть всегда выполняется соотношение $I_э = I_к + I_б$.

Из физических соображений следует, что величины токов эмиттера, коллектора и базы должны зависеть от **знака и величины** напряжений на **двух** переходах: $U_{бэ}$ и $U_{кб}$. Иначе говоря, **сопротивление транзистора** в общем случае должно зависеть от этих двух величин. При различных комбинациях напряжений на переходах транзистор будет работать в **разных режимах**, поэтому одна и та же **схема** с транзистором может выполнить **различные** преобразования сигнала.

Проведем анализ работы **схемы** с $n-p-n$ -транзистором при его включении с общим эмиттером (ОЭ), показанной на рис.2. В схеме транзистор соединен последовательно с резистором $R_к$ относительно источника постоянной ЭДС $E_к$. Направления токов базы, коллектора и эмиттера показаны стрелками. Во входную цепь транзистора (цепь база – эмиттер) подается напряжение, то есть $U_{вх} = U_{бэ}$.

Выходное напряжение снимается между коллектором и эмиттером: $U_{вых} = U_{кэ}$. Видно, что эмиттер является общим электродом для входа и выхода схемы, отсюда название включения транзистора в схеме – с общим эмиттером (ОЭ).

Схема рис.2 является четырехполюсником и для его анализа нужно найти зависимость выходного напряжения от входного, то есть его **передаточную** характеристику.

Передаточную характеристику можно найти с использованием второго закона Кирхгофа для коллекторной цепи (рис.2), из которого следует

$$U_{кэ} = E_к - I_к R_к \quad (1)$$

Соотношение (1) устанавливает связь между напряжением на выходе схемы и коллекторным током. Поскольку транзистор – нелинейный резистор, то цепь коллекторного тока – **нелинейная** цепь и $I_к$ можно найти одним из методов анализа нелинейных резистивных цепей.

В описании к лабораторной работе «Усилитель на биполярном транзисторе» проведен анализ этой цепи графическим и графоаналитическим методами, которые основаны на использо-

вании экспериментально снятых вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзистора, заданных **графически**. Использование ВАХ **конкретного** транзистора позволяет получить **численные** значения токов в цепи рис.2 при заданных значениях входного напряжения $U_{вх} = U_{бэ}$, то есть провести **количественный анализ** нелинейной цепи.

Однако ВАХ определяют **физическими** процессами, происходящими при протекании токов через два $p-n$ -перехода

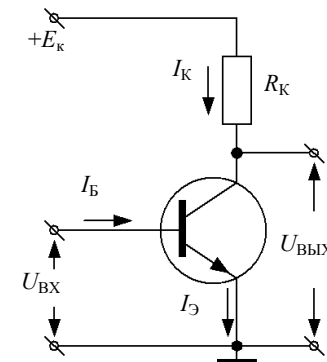


Рис.2 Включение транзистора по схеме с общим эмиттером

транзистора, когда на эти переходы подаются внешние напряжения. Поэтому можно провести **физический анализ** нелинейной цепи и четырехполюсника рис.2, рассматривая только эти физические процессы, что мы сделаем в этой работе. Очевидно, этот метод может дать только **качественный** ход передаточной характеристики схемы.

В зависимости от величины и знака **входного** напряжения, поступающего на первый переход $U_{БЭ}$, транзистор в **схеме** может работать в **трех** режимах, которые определяют коллекторный ток в цепи, а, значит, и передаточную характеристику схемы в соответствии с (1). Рассмотрим эти режимы.

Режим отсечки. Если $U_{БЭ} \leq 0$, то есть потенциал базы меньше потенциала эмиттера, из рис.1 следует, что первый переход заперт, так как основные носители заряда эмиттера – электроны – не проходят в область базы. Из рис.1 и рис.2 видно, что второй переход тоже заперт, поскольку $U_{КБ} > 0$. Режим работы транзистора, когда **оба** перехода закрыты, называется режимом отсечки. Через эмиттерный и коллекторный переходы в этом режиме текут **малые** токи $i_{Э0}$ и $i_{К0}$, так как они обусловлены электронами базы – неосновными носителями в базовой области. Поэтому в режиме отсечки **сопротивление** транзистора, равное $R_{VT} = \frac{U_{КЭ}}{i_{К0}}$, должно быть большим (несколько десятков и сотен кОм, как показывает опыт). Говорят, что транзистор **заперт**.

Можно считать, что транзистор в режиме отсечки практически **размыкает** выход четырехполюсника. Действительно, в этом режиме напряжение на выходе схемы из (1) равно

$$U_{КЭ} = E_K - i_{К0} R_K \approx E_K \quad (2)$$

Если напряжение на базе $U_{БЭ}$ становится положительным, то первый переход открывается и через него течет ток эмиттера $I_{Э}$, обеспечивающий токи коллектора I_K и базы I_B . Хотя ток эмиттера отличен от нуля при любом малом положительном напряжении на базе, ток через первый переход становится заметным лишь при напряжении, превышающем пороговое $U_{БЭпор}$, величина которого определяется контактным напряжением на переходе (см. Приложение 1). Для кремниевых транзисторов $U_{БЭпор} \approx 0.6$ В.

Таким образом, транзистор **открывается** при $U_{БЭ} \geq U_{БЭпор}$, однако количественное соотношение между I_K и I_B зависит от соотношения между величинами $U_{БЭ}$ и $U_{КЭ}$. Поэтому для открытого транзистора различают активный режим работы и режим насыщения.

Активный режим работы. При $U_{КЭ} > U_{БЭ} \geq U_{БЭпор}$ эмиттерный переход **открыт**, а коллекторный **заперт**. Такой режим называют **активным**. В этом случае электроны инжектируются из эмиттера, создавая **значительный ток** эмиттера $I_{Э}$, и попадают в базу, где являются неосновными носителями заряда. Так как толщина базы делается **меньше** диффузионной длины пробега электронов, большая часть электронов не успевает рекомбинировать с дырками базы, достигает второго перехода и проходит через него, поскольку для **неосновных** носителей базы этот переход открыт. Меньшая часть электронов образует ток базы. Таким образом, при условии $U_{БЭ} < U_{КЭ}$ коллекторный ток оказывается пропорциональным и почти равным току эмиттера, то есть $I_K = \alpha I_{Э}$, где коэффициент α немного меньше единицы.

Пропорциональность тока коллектора эмиттерному току означает возможность управления выходным током I_K за счет изменения $I_{Э}$, который, в свою очередь, зависит от напряжения на первом переходе $U_{БЭ}$, то есть $I_K(U_{БЭ})$. Можно сказать, что транзистор в **активном** режиме является **нелинейным**, электрически **управляемым резистором**. Это свойство транзистора в активном режиме используется в схемах для различных преобразований электрических сигналов, поступающих на вход, в том числе для усиления сигналов.

В описании к работе «Усилитель на биполярном транзисторе» режим цепи с транзистором в активном режиме рассмотрен подробнее. Итак, в активном режиме работы транзистора напряжение на выходе схемы зависит от величины $U_{БЭ}$ и может быть записано из (1) в общем виде

$$U_{КЭ}(U_{БЭ}) = E_K - I_K(U_{БЭ})R_K \quad (3)$$

Режим насыщения. При увеличении напряжения на базе в результате резкого роста коллекторного тока в активном режиме падение напряжения на R_K увеличивается, а потенциал коллектора уменьшается, и при некотором $U_{БЭ}$ станет *меньше* потенциала базы, то есть второй переход откроется. Таким образом, при $U_{БЭ} > U_{КЭ}$ **оба** перехода **открыты** и такой режим работы транзистора называют режимом насыщения. В этом случае **ток коллектора** зависит от напряжения на коллекторе $U_{КЭ}$ и практически не зависит от напряжения на первом переходе. То есть, в режиме насыщения возможность управления выходным током открытого транзистора со стороны входа **теряется**. Как показывает опыт, для кремниевых транзисторов режим насыщения наступает при $U_{БЭ} = U_{Бнас} \approx 0.8В$.

Так как в режиме насыщения оба перехода открыты, сопротивление транзистора $R_{гТ}$ должно быть малым (два – три десятка Ом, как показывает опыт). Коллекторный ток в этом случае можно найти из закона Ома и он близок к максимальному току в цепи рис.2

$$I_{Кнас} = \frac{E_K}{(R_K + R_{гТ})} \approx \frac{E_K}{R_K} = I_{Кmax}$$

Из соотношения (1) следует, что напряжение на выходе схемы при работе транзистора в режиме **насыщения** равно

$$U_{Кнас} = E_K - I_{Кнас}R_K \approx 0 \quad (4)$$

Иначе говоря, транзистор в режиме насыщения практически накоротко **замыкает** выход четырехполюсника.

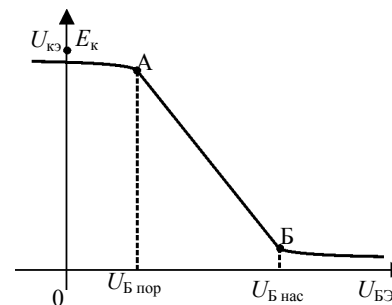


Рис.3. Примерная передаточная характеристика четырехполюсника

Используя выражения (2), (3) и (4) можно **графически** изобразить примерную передаточную характеристику схемы рис.2, то есть зависимость $U_{ВЫХ} = U_{КЭ}$ от $U_{ВХ} = U_{БЭ}$. Эта характеристика приведена на рис.3. Участок АБ передаточной характеристики, где происходит **резкое** изменение выходного напряжения при изменении входного, соответствует

активному режиму работы транзистора. Активный режим существует в **конечной** области напряжений на базе $U_{Бнас} > U_{БЭ} \geq U_{Бэпор}$. Для кремниевых транзисторов эта область заключена между $0.8В \geq U_{БЭ} \geq 0.6В$.

Очевидно, при **всех** $U_{БЭ} \leq U_{Бэпор}$ транзистор находится в режиме отсечки, а при **всех** $U_{БЭ} \geq U_{Бнас}$ – в режиме насыщения.

3.2.2 Ключи на биполярных транзисторах

Из рис.3 следует, что если на вход транзистора в схеме рис.2 поступает положительный прямоугольный **импульс** напряжения, переводящий транзистор передним фронтом из режима отсечки ($R_{гТ} \rightarrow \infty$) в режим насыщения ($R_{гТ} \rightarrow 0$), а задним фронтом (срезом) – из насыщения в режим отсечки, транзистор работает как **ключ**, практически **размыкая** коллекторную цепь в режиме отсечки и **замыкая** ее в режиме насыщения. Такой режим работы транзистора называют **ключевым**, а **схему** рис.2 – электронным (транзисторным) **ключом**.

В ключевом режиме работают транзисторы с цифровыми двоичными сигналами. При этом низкий уровень цифрового сигнала (**логический ноль**) должен переводить транзистор в режим отсечки. Тогда согласно (2) на выходе схемы высокое напряжение $U_{КЭ} \approx E_K$, что соответствует **логической единице**. Ес-

ли высокий уровень цифрового сигнала (*логическая единица*) переведет транзистор в режим насыщения, то согласно (4) напряжение на выходе схемы становится $U_{кЭ} \approx 0$, что соответствует *логическому нулю*.

Таким образом, результат анализа схемы при работе с цифровым сигналом может быть представлен в виде таблицы.

$U_{ВХ} = U_{БЭ}$	$U_{ВЫХ} = U_{кЭ}$
U_1 (лог.0)	$\approx E_K$ (лог.1)
U_2 (лог.1)	≈ 0 (лог.0)

Эта таблица совпадает с определением одной из основных операций алгебры логики – операции *логического отрицания* (инверсии), то есть схема рис.2 является базовым *логическим* элементом **НЕ** (см. работу «Элементы цифровой электроники»). Из рис.3 следует, что работа транзистора в ключевом режиме обеспечивает *высокую помехозащищенность* схем цифровой электроники, так как ключ в замкнутом и разомкнутом состояниях не реагирует на помеху.

В *ключевом режиме* работают транзисторы и в схеме мультивибратора.

Поскольку транзисторные ключи являются *важнейшими* элементами схем импульсной и цифровой электроники, определяя их основные параметры, необходимо знать основные особенности самих ключей.

Во-первых, необходимо отметить, что переход транзистора из режима отсечки в насыщение – *замыкание (включение) ключа* положительным перепадом входного напряжения, вызывает *перераспределение* объемных нескомпенсированных зарядов в областях обоих переходов транзистора. Этот физический *переходной* процесс занимает конечное время и заканчивается накоплением неравновесных носителей заряда в базе транзистора. Таким образом, существует *конечное* время *включения* транзисторного ключа.

При обратном переходе транзистора из режима насыщения в отсечку – *выключение ключа* – тоже существует несколько стадий перераспределения зарядов в областях переходов транзистора, но существенное время занимает процесс рассасывания избыточных зарядов из области базы, определяющий *ко-*

нечное время выключения. Существование конечных времен включения и выключения определяет *быстродействие* схем, содержащих ключи.

Во-вторых, основной функцией транзисторных ключей является бесконтактная коммутация ветвей электронных схем с возможно *меньшим* сопротивлением ключа в замкнутом (включенном) состоянии и возможно *большим* сопротивлением ключа в разомкнутом (выключенном) состоянии.

Напряжение на транзисторе в режиме насыщения (на замкнутом ключе) находится в пределах 0.1 – 0.5 В в зависимости от *степени* насыщения. Мерой насыщения транзистора служит коэффициент насыщения q , который определяется отношением рабочего тока базы к минимальному базовому току, при котором *наступает* насыщение транзистора ($U_{БЭ} = U_{Бнас}$).

Минимальный ток базы определяется отношением $I_{Кнас} / \beta$, где β – коэффициент передачи тока базы, равный $\alpha / (1 - \alpha)$.

При $U_{БЭ} > U_{Бнас}$, когда ток базы растет, растет и коэффициент насыщения. При увеличении тока базы сокращается время включения транзистора, но растет время его выключения. Кроме того, увеличение тока базы приводит к увеличению потерь во входной цепи ключа.

В связи с этим в схемах силовой и цифровой электроники широко используются *ненасыщенные* ключи на биполярных транзисторах. В этих схемах вместо режима насыщения используется активный режим транзистора, как правило, *близкий* к насыщению. Основное назначение таких ключей состоит в том, чтобы создать на выходе достаточно малое напряжение при замкнутом ключе и близкое к напряжению источника питания – при разомкнутом ключе.

Ненасыщенные ключи имеют *повышенное* быстродействие по сравнению с насыщенными из-за уменьшения времени рассасывания избыточных зарядов, но *пониженную* помехозащищенность из-за работы транзистора в активном режиме при включенном ключе.

3.2.3 Мультивибратор на транзисторах

Схема мультивибратора состоит из двухкаскадного резисторного усилителя, выход которого связан с входом первого каскада так, что образуется **положительная обратная** связь, переводящая усилитель в режим генерации колебаний.

Простейшая схема мультивибратора показана на рис.4 и состоит из двух однотипных резисторных усилителей на транзисторах VT_1 и VT_2 , включенных по схеме с общим эмиттером. Коллекторные и базовые цепи транзисторов, а также направления их токов показаны на рисунке.

Конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются от источника питания через открытые эмиттерные переходы VT_1 и VT_2 , соответственно, полярность напряжений на конденсаторах показана на рисунке. Из схемы видно, что конденсаторы должны быть заряжены до напряжений

$$u_{C1} = u_{KЭ2} - u_{БЭ1}, \quad u_{C2} = u_{KЭ1} - u_{БЭ2} \quad (5)$$

Из рис.4 видно также, что напряжение с выхода первого каскада усилителя (с коллектора VT_1) через конденсатор C_2 поступает на вход второго каскада (на базу VT_2), а с выхода второго каскада (с коллектора VT_2) – на вход VT_1 через конденсатор C_1 , так что образуется **обратная** связь. Ниже покажем, что она является положительной.

Если транзисторы, а также соответствующие элементы схем усилителей одинаковы, то есть

$$R_{K1} = R_{K2} = R_K, \quad R_{Б1} = R_{Б2} = R_B, \quad C_1 = C_2 = C,$$

то мультивибратор называется симметричным. Если какое либо из этих условий не выполняется, то мультивибратор – несимметричный.

В симметричных мультивибраторах длительность импульсов на коллекторах транзисторов и интервал времени между ними (пауза) – равны, в несимметричных – различны.

3.2.4 Анализ схемы мультивибратора

В мультивибраторе происходит периодическое замыкание и размыкание **двух** транзисторных ключей без внешних воздействий, при этом замыкание каждого ключа автоматически приводит к размыканию другого. В результате этого процесса на выходе каждого ключа (на коллекторе каждого транзистора) формируется положительный импульс напряжения с амплитудой, близкой к напряжению источника питания.

Работу схем, содержащих ключи, принято рассматривать во времени по частям, для чего реальное время разбивается на интервалы, в каждом из которых ключи замкнуты или разомкнуты.

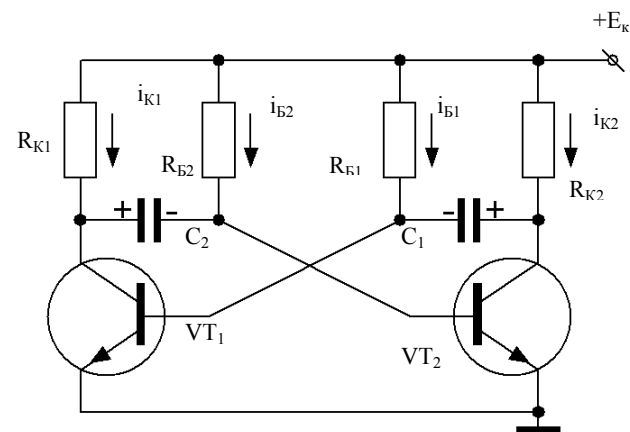


Рис.4. Схема мультивибратора на транзисторах

Сначала покажем, что в схеме, приведенной на рис.4, возникают автоколебания, а затем определим форму генерируемого напряжения.

Запишем второй закон Кирхгофа для коллекторных цепей транзисторов

$$u_{KЭ1} = E_K - R_{K1}(i_{K1} + i_2), \quad u_{KЭ2} = E_K - R_{K2}(i_{K2} + i_1) \quad (6)$$

где i_1, i_2 – токи заряда конденсаторов C_1, C_2 , соответственно.

Напряжения на базах транзисторов выразим из (5).

$$u_{БЭ1} = u_{КЭ2} - u_{C1}, \quad u_{БЭ2} = u_{КЭ1} - u_{C2} \quad (7)$$

Выражения (6) и (7) описывают работу мультивибратора.

Предположим, что в начальный момент времени $t = t_1$ оба транзистора открыты и находятся в **активном** режиме, а конденсаторы заряжены до постоянных напряжений, определяемых соотношениями (5). Это состояние схемы неустойчиво, так как **малейшее** изменение тока в **любой** цепи приведет к его нарушению.

Действительно, пусть в момент $t = t_1$ за счет **флуктуации** увеличился ток коллектора первого транзистора $i_{К1}$. Это приведет к возрастанию напряжения на резисторе $R_{К1}$ и уменьшению $u_{КЭ1}$ (см.(6)). Снижение $u_{КЭ1}$ согласно (7) вызовет уменьшение $u_{БЭ2}$, так как напряжение на конденсаторе C_2 не может измениться мгновенно. Уменьшение $u_{БЭ2}$ вызовет уменьшение коллекторного тока второго транзистора $i_{К2}$, как это происходит при работе транзистора в активном режиме.

В свою очередь, уменьшение $i_{К2}$ приведет к увеличению $u_{КЭ2}$ (см.(6)). Так как напряжение на конденсаторе C_1 не может измениться мгновенно, произойдет возрастание напряжения $u_{БЭ1}$ (см. (7)), что вызовет **дальнейший** рост $i_{К1}$, как следует из работы транзистора в активном режиме.

Таким образом, первоначальное увеличение $i_{К1}$, возникшее из-за **флуктуации** тока в цепи, приводит к еще большему увеличению этого тока. Это значит, что в схеме есть **положительная** обратная связь, необходимая для перевода усилителя в режим генерации.

Рассмотренный рост коллекторного тока $i_{К1}$ происходит **лавинообразно**, так как коэффициент усиления схемы двухкаскадного усилителя много больше единицы. Поэтому транзистор VT_1 практически мгновенно входит в режим насыщения (**ключ на VT_1 замыкается**), значит, $u_{КЭ1}$ быстро падает почти до нуля.

Падение $u_{КЭ1}$ должно вызвать разряд C_2 (см.(5)), но так как напряжение на конденсаторе мгновенно измениться не может, напряжение базе VT_2 при этом становится **отрицательным** и примерно равным напряжению на конденсаторе C_2 (см.(7)). Поэтому второй транзистор входит в режим отсечки (**ключ на VT_2 размыкается**) и напряжение на его коллекторе увеличивается до $u_{КЭ2} \approx E_K$. Это вызовет **заряд** конденсатора C_1 (см.(5)), но напряжение на C_1 не меняется мгновенно.

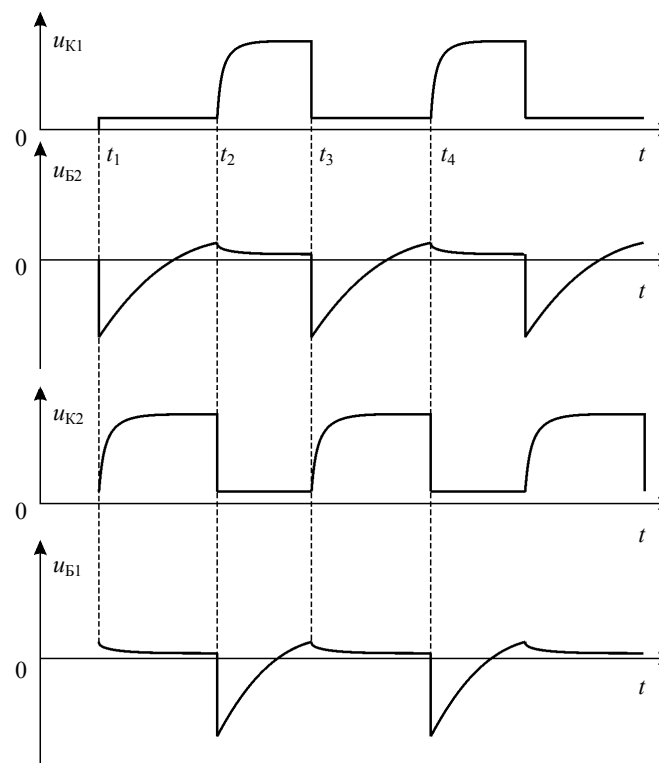


Рис.5. Временные зависимости напряжений на коллекторах и базах обоих транзисторов

Итак, в результате заданной флуктуации i_{K1} при $t = t_1$ схема практически скачком переходит в **первое** стационарное состояние: транзистор VT_1 открыт и насыщен ($u_{KЭ1} \approx 0$), транзистор VT_2 – заперт ($u_{KЭ2} \square E_K$), конденсатор C_2 начинает разряжаться, C_1 начинает заряжаться.

На рис.5 приведены временные зависимости напряжений на коллекторах и базах обоих транзисторов. Рассмотренный переход схемы в **первое** стационарное состояние показан на рис.5 **скачком** в момент времени $t = t_1$. По сути это процесс возбуждения автогенератора.

Покажем, что это первое состояние схемы является **временно** устойчивым. При $t > t_1$, после лавинообразного процесса, в течение которого напряжения на конденсаторах можно было считать неизменными, необходимо учесть заряд C_1 и разряд C_2 , в результате чего напряжения на конденсаторах будут меняться со временем по экспоненциальному закону.

Как видно из рис.4, C_1 **заряжается** по цепи: $+E_K \rightarrow R_{K2} \rightarrow C_1 \rightarrow r_{БЭ1} \rightarrow -E_K$, где $r_{БЭ1}$ – сопротивление открытого эмиттерного перехода первого транзистора. Постоянная времени заряда C_1 равна $\tau_{зар1} = C_1(R_{K2} + r_{БЭ1}) \cong C_1 R_{K2}$.

Конденсатор C_2 **разряжается** по цепи: $C_2 \rightarrow VT_1 \rightarrow r \rightarrow R_{Б2} \rightarrow C_2$ где r – внутреннее сопротивление источника питания, которое в схеме не показано. Так как сопротивление насыщенного транзистора VT_1 и r – малые величины, то постоянная времени разряда C_2 равна примерно $\tau_{разр2} \cong C_2 R_{Б2}$.

Заряд и разряд конденсаторов в мультивибраторе определяют параметры генерируемых импульсов. Действительно, ток заряда C_1 , протекая по R_{K2} , препятствует скачкообразному увеличению $u_{KЭ2}$ до E_K после запираания VT_2 при $t = t_1$. Только после окончания заряда C_1 , когда i_1 уменьшится практически до нуля, $u_{KЭ2}$ достигнет установившегося значения, близкого к E_K (см.(6)). Таким образом, **время заряда** C_1 определяет время на-

растания положительного импульса на коллекторе VT_2 , то есть **длительность фронта** импульса $\tau_{ф}$.

Время разряда конденсатора C_2 определяет **длительность импульса** на коллекторе VT_2 . Действительно, по мере разряда C_2 напряжение на базе VT_2 согласно (7) увеличивается от $\approx -E_K$ по экспоненциальному закону (рис.5). Однако пока $u_{БЭ2}$ остается меньше $U_{БЭпор}$, VT_2 находится в режиме отсечки и $u_{KЭ2} \approx E_K$. Так формируется **плоская** вершина импульса на коллекторе VT_2 .

Из схемы рис.4 видно, что C_2 после разряда до нуля стремится **перезарядиться** до величины $+E_K$, так как VT_2 заперт (**ключ на VT_2 разомкнут**). Цепь перезаряда конденсатора C_2 : $+E_K \rightarrow R_{Б2} \rightarrow$ насыщенный транзистор $VT_1 \rightarrow -E_K$. При перезаряде конденсатора знак напряжения на нем будет противоположен знаку, указанному на рис.4 и в формулах (7). Очевидно постоянная времени перезаряда равна $\tau_{разр2} \cong C_2 R_{Б2}$.

В результате перезаряда конденсатора C_2 в **момент** $t = t_2$, когда напряжение на базе $u_{БЭ2}$ немного превысит $U_{БЭпор}$, **появится** небольшой ток коллектора второго транзистора i_{K2} .

В схеме мультивибратора усилители на транзисторах VT_1 и VT_2 связаны между собой одинаковым образом, так как часть напряжения с выхода каждого транзистора поступает на вход другого, что отражено в соотношениях (6) и (7). Поэтому закономерное **появление** i_{K2} приведет к процессу, рассмотренному выше при **увеличении** тока i_{K1} за счет флуктуации.

Таким образом, **при** $t = t_2$ возникнет второй **лавинообразный** процесс, в результате которого схема перейдет во **второе** состояние: VT_2 окажется в режиме насыщения ($u_{KЭ2} \square 0$), VT_1 – в режиме отсечки ($u_{KЭ1} \square E_K$). Это изображено на рис.5 **скачком** при $t = t_2$. В результате на коллекторе VT_2 формируется почти прямоугольный импульс с длительностью $\tau_I = t_2 - t_1$

При $t > t_2$ начинается второй такт работы мультивибратора, идентичный первому, только транзисторы меняются ролями. С момента t_2 начинается разряд конденсатора C_1 и заряд конденсатора C_2 .

Второе состояние схемы также **временно** устойчиво: VT_1 заперт только до тех пор, пока конденсатор C_1 не перезарядится до $U_{БЭпор} \approx 0.6В$. При $t = t_3$, когда $u_{БЭ1}$ превысит $U_{БЭпор}$, появится ток коллектора первого транзистора $i_{К1}$ и в схеме будет происходить процесс, как при $t = t_1$. Это показано на рис.5 скачком при $t = t_3$. В результате на коллекторе VT_1 формируется почти прямоугольный импульс с длительностью $\tau_2 = t_3 - t_2$.

Таким образом, схема, изображенная на рис.4, имеет **два** состояния равновесия. Оба состояния **временно** устойчивы и система непрерывно переходит из одного состояния в другое практически **скачком**. В результате этого на коллекторах обоих транзисторов формируется периодическая последовательность положительных импульсов почти прямоугольной формы. Эти импульсы являются **выходными** импульсами мультивибратора.

3.2.5 Расчет основных показателей мультивибратора

Последовательность прямоугольных импульсов характеризуется периодом, длительностью и амплитудами импульсов. Очевидно, период повторения импульсов на выходе мультивибратора равен

$$T = \tau_1 + \tau_2 \quad (8)$$

где τ_1 и τ_2 – длительности первого и второго тактов работы схемы.

Длительность первого такта $\tau_1 = t_2 - t_1$ определяется скоростью разряда и перезаряда конденсатора C_2 . Так как $u_{C2}(t_1) \approx E_K$, то изменение напряжения на конденсаторе при разряде может быть записано в виде

$$u_{C2}(t) = 2E_K e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_{разр2}}} - E_K.$$

Для отпирания VT_2 в момент $t = t_2$, необходимо, чтобы напряжение на конденсаторе C_2 достигло значения, при котором $u_{БЭ2}(t_2) \approx U_{БЭпор} \approx 0.6В$ (см.(7) с учётом того, что $U_{КЭ1} \approx 0$).

То есть должно выполняться соотношение:

$2E_K e^{-\frac{(t_2-t_1)}{\tau_{разр2}}} - E_K = -0.6В$. Отсюда определяется длительность первого такта:

$$\tau_1 = t_2 - t_1 = C_2 R_{Б2} \ln \frac{2E_K}{E_K - 0.6В} \quad (9)$$

Аналогично определяется длительность второго такта $\tau_2 = t_3 - t_2$

$$\tau_2 = C_1 R_{Б1} \ln \frac{2E_K}{E_K - 0.6В} \quad (10)$$

Формулы (9) и (10) являются **приближенными**, так как получены в предположении **мгновенного** перехода транзисторов из режима насыщения в режим отсечки и наоборот. На самом деле **в режиме насыщения**, когда второй переход открыт, в базе транзистора около этого перехода появляется избыточная плотность электронов. При быстром уменьшении напряжения на базе до отрицательного значения ($t = t_1$ рис.5), когда первый переход закрывается, ток коллектора VT_2 начинает уменьшаться только после того, как закончится рассасывание избыточного заряда. То есть требуется **конечное** время для выхода транзистора из режима насыщения (время выключения ключа), что в схеме мультивибратора увеличивает длительность фронта импульсов на коллекторе (рис.5). Аналогично существует конечное время для перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения (время включения ключа). В схеме мультивибратора это время определяет длительность среза импульса на коллекторе транзистора. Поэтому измеренные длительности импульсов на коллекторах транзисторов могут быть больше рассчитанных по формулам (9) и (10).

Амплитуды импульсов мультивибратора определяются величиной перепада напряжения на коллекторе соответствующего транзистора при его переходе из запертого состояния в режим насыщения и обратно. Если учесть, что в режиме отсечки $u_{кЭ} \approx E_K$, а при насыщении $u_{кЭ}$ порядка 0.1–0.2В, амплитуды импульсов близки к напряжению источника питания.

Контрольные вопросы

1. Почему сопротивление транзистора велико в режиме отсечки и мало в режиме насыщения?
2. Как показать, что в схеме мультивибратора есть положительная обратная связь?
3. По какой цепи и до какого напряжения заряжаются конденсаторы C_1 и C_2 в схеме мультивибратора?
4. По какой цепи разряжаются конденсаторы в схеме мультивибратора?
5. Чем определяется длительность импульсов мультивибратора?
6. Как посчитать ток коллектора транзистора в режиме отсечки и в режиме насыщения

3.3 Методические указания

3.1. В рабочей схеме мультивибратора, собранной на монтажной плате, можно с помощью перемычек подключать к коллектору VT_2 один из конденсаторов C_1 или C_2 . В теоретической части – это конденсатор C_2 . Согласно формуле (6) постоянная цепи его разряда определяет длительность первого такта τ_1 . Аналогично можно подключить к коллектору VT_1 C_3 или C_4 , что позволяет изменить длительность второго такта τ_1 . Таким образом, на монтажной плате можно реализовать две схемы симметричного мультивибратора, когда $C1 = C3$ или $C2 = C4$, и две схемы несимметричного мультивибратора, когда подключены $C1$ и $C4$ или $C2$ и $C3$.

3.2. При выполнении пункта 2.2 задания, наблюдая на осциллографе $u_{БЭ1}(t)$ и $u_{кЭ1}(t)$, а также $-u_{БЭ2}(t)$ и $u_{кЭ2}(t)$, следует

убедиться, что длительность импульса на базе каждого транзистора при разряде конденсатора и его перезаряде до положительной величины $U_{БЭпор}$ равна длительности положительного импульса на его коллекторе.

В результате выполнения этого пункта задания необходимо зарисовать четыре временные диаграммы (для напряжений на базах и коллекторах двух транзисторов) в одном временном масштабе (как на рис.6).

Кроме того, нужно измерить длительности импульсов на коллекторах обоих транзисторов и сравнить их с расчетными значениями.

3.3. Схема мультивибратора является удобной схемой для измерения сопротивления транзистора в режимах отсечки и насыщения. Поэтому при выполнении задания нужно:

а) измерить напряжения на коллекторе транзистора в режиме отсечки ($u_{кЭотс}$) и в режиме насыщения ($u_{кЭнас}$), и из формулы (1) найти коллекторный ток в этих режимах;

б) из закона Ома $R_{VT} = u_{кЭ} / i_k$ определить сопротивление транзистора в режимах отсечки и насыщения, то есть найти сопротивление разомкнутого и замкнутого транзисторного ключа;

в) аналогично найти ток базы транзистора в режиме насыщения $I_{Бнас} = \frac{E_K - u_{БЭнас}}{R_B}$, измерив напряжение на базе в этом режиме.

Сравнивая измеренные величины $u_{кЭнас}$ и $u_{БЭнас}$, убедиться, что в режиме насыщения оба перехода транзистора открыты.

4 СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

Целью работы является изучение и экспериментальное исследование ряда радиоэлектронных схем на операционном усилителе.

4.1 Задание

1. При подготовке к работе изучить следующие вопросы:
 - основные параметры ОУ, определяющие его качество;
 - инвертирующая схема включения ОУ, цепь обратной связи и ее роль в формировании передаточной характеристики схем на ОУ;
 - анализ инвертирующего усилителя, сумматора, интегратора и дифференциатора на ОУ;
 - анализ схемы цифроаналогового преобразователя;
 - генератор на операционном усилителе.
2. Провести расчёт и экспериментальное исследование следующих схем на операционных усилителях: инвертирующий усилитель, цифроаналоговый преобразователь, аналоговый дифференциатор, аналоговый интегратор, релаксационный генератор.
3. Сравнить результаты расчёта с экспериментальными данными, обсудить причины расхождений, оценить ошибки преобразований сигналов.

4.2 Теоретическая часть

4.2.1 Общие сведения об операционном усилителе

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель **постоянного тока** с большим коэффициентом усиления, большим входным и малым выходным сопротивлениями.

Усилителем постоянного тока (УПТ) называется устройство, которое усиливает не только переменные, но и постоянные токи или напряжения. Таким образом, диапазон рабочих частот УПТ начинается с нулевой частоты (постоянный ток), а верхняя граница полосы усиления для разных ОУ лежит в пределах 10^2 –

$0.25 \cdot 10^8$ Гц. УПТ обычно строятся на основе резисторных усилителей на транзисторах с непосредственной связью между каскадами.

Первоначально высококачественные УПТ с **внешними цепями обратной** связи использовались для выполнения математических операций в аналоговых вычислительных машинах, откуда и получили свое название «операционные». В настоящее время ОУ является элементной базой, на которой строятся радиотехнические схемы обработки сигналов, устройства управления технологическими процессами и устройства измерительной техники. Достоинством операционных усилителей являются их универсальность, простота связей между различными функциональными устройствами, возможность миниатюризации электронной аппаратуры.

Современные ОУ – интегральные полупроводниковые микросхемы. Большинство ОУ имеют **два** входа и один выход и обозначаются в схемах большим треугольником (рис.1). При подаче напряжения на один из входов ОУ полярность (**знак**) выходного напряжения **совпадает** с полярностью входного. Такой вход называют **неинвертирующим** (прямым) и часто обозначают символом «+». При подаче напряжения на другой вход ОУ выходное напряжение **меняет** полярность (знак) на обратную. Такой вход называют **инвертирующим** (обратным) и обозначают символом «-».

На рис.1 показана схема подключения к ОУ источников питания с ЭДС E_K , нагрузки R_H и двух источников сигналов

$$u_{\text{сигн1}}, u_{\text{сигн2}}$$

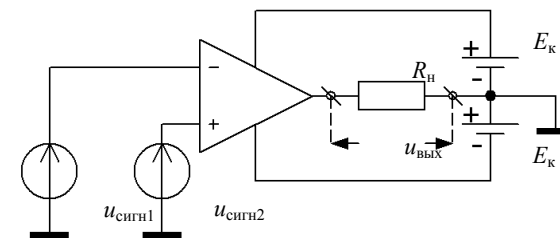


Рис.1 Подключение питания к операционному усилителю.

Два источника постоянного тока E_K соединены последовательно друг с другом и потенциал средней точки считается равным нулю, а сама точка называется «общим проводом». Во многих случаях для уменьшения радиопомех точка нулевого потенциала схемы реально заземляется, поэтому её часто называют «землей». В дальнейшем для простоты мы также будем использовать этот термин. Показанное на рис.1 подключение источников питания называется **симметричным** относительно земли. Симметричное питание ОУ позволяет:

- а) получать на выходе, несимметричном относительно земли, и положительные, и отрицательные напряжения;
- б) иметь при отсутствии сигналов на входах нулевое напряжение на выходе.

4.2.2 Основные параметры операционного усилителя

Свойства ОУ полностью определяются набором параметров, которые приводятся в справочниках по микросхемам и определяют их качество.

Основными параметрами ОУ, как и любого усилителя, являются коэффициент усиления, полоса рабочих частот, динамический диапазон, входное и выходное сопротивления (см. описание к работе «Усилитель на биполярном транзисторе»).

ОУ усиливает **разность** сигналов, поступивших на его два входа, а именно, напряжение на выходе ОУ (рис.1) равно

$$u_{\text{вых}} = K_{\text{ОУ}}(u_{\text{сигн2}} - u_{\text{сигн1}}) = K_{\text{ОУ}}(u_+ - u_-) = K_{\text{ОУ}}u_{\text{вх}} \quad (1)$$

где $K_{\text{ОУ}}$ – коэффициент усиления операционного усилителя по напряжению.

Разность сигналов на входах ОУ называют дифференциальным входным сигналом или просто **входным** сигналом, то есть $u_{\text{вх}} = u_+ - u_-$.

Коэффициент усиления ОУ зависит от частоты входного сигнала и его амплитуды. Зависимость $K_{\text{ОУ}}$ от частоты – **амплитудно-частотная характеристика** (АЧХ) – типична для усилителя постоянного тока и приведена на рис.2. Полоса уси-

ления ОУ $\Delta f = f_n \div f_v$, где $f_n = 0$, а f_v – частота единичного усиления, определяемая на уровне единичного усиления ($K_{\text{ОУ}}(f_v) = 1$).

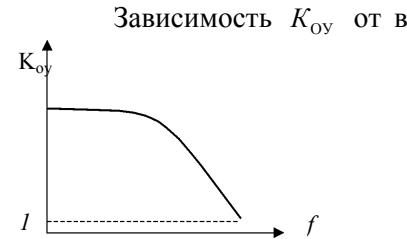


Рис.2. АЧХ операционного усилителя

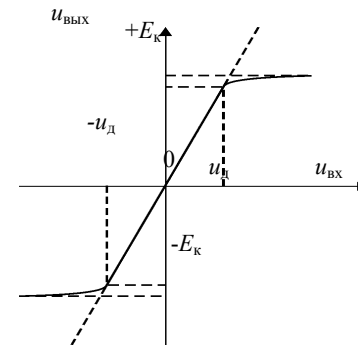


Рис.3. Передаточная характеристика ОУ

Зависимость $K_{\text{ОУ}}$ от величины входного сигнала – **амплитудная характеристика** усилителя – определяет его динамический диапазон. Часто вместо амплитудной используют **передаточную характеристику** усилителя, которая представляет собой зависимость выходного напряжения от входного.

Она показана на рис.3. Как видно из рис.3, передаточная характеристика нелинейна и имеет области насыщения при $|u_{\text{вх}}| > u_d$. Для **малых** сигналов ($|u_{\text{вх}}| \leq u_d$) зависимость $u_{\text{ВЫХ}}$ от $u_{\text{ВХ}}$ линейна и наклон этой прямой $\text{tg}\alpha = \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta u_{\text{ВХ}}}$ равен коэффициенту усиления $K_{\text{ОУ}}$.

Очевидно, если уровень входных сигналов по модулю приближается к u_d , ($|u_{\text{вх}}| \rightarrow u_d$), то усиление сопровождается искажением сигналов. Искажения выходного сигнала относительно входного за счет нелинейных свойств схемы называются **нелинейными**.

При $|u_{\text{вх}}| > u_d$ выходное напряжение ОУ достигает насыщения, примерно равного напряжению источника питания $u_{\text{ВЫХнас}} \approx E_K$, то есть практически не зависит от $u_{\text{вх}}$. В этом случае операционный усилитель работает в **режиме ограничения** сигнала.

Таким образом, только *часть* передаточной характеристики $(-u_d, +u_d)$ ОУ является рабочей областью для режима *линейного* усиления. При этом u_d определяет максимально допустимую величину сигнала на входе – *динамический диапазон* усилителя. Поскольку существующие ОУ имеют $K_{Oy} = 10^4 \div 10^5$, то наклон линейного участка относительно оси абсцисс велик ($\alpha \approx 90^\circ$), а значит, динамический диапазон мал. Оценить динамический диапазон ОУ можно, подставив в (1), типовую величину ЭДС источника питания:

$$u_d \cong \frac{E_K}{K_{Oy}} \cong \frac{15B}{10^4} = 1.5mB.$$

Значит, в линейном режиме операционный усилитель работает с сигналами, величина которых не превышает единиц милливольт.

Входное сопротивление ОУ R_{Bx} лежит в пределах $10^6 \div 10^{10}$ Ом. Выходное сопротивление составляет десятки-сотни Ом, поэтому подключение практически любой нагрузки, сопротивление которой превышает 10^3 Ом, не влияет на параметры усилителя.

ОУ редко используются без подключения к ним дополнительных внешних цепей. Примером такого использования является *компаратор* (от to compare – сравнивать). Простейший компаратор имеет схему, показанную на рис.1, когда на неинвертирующий вход ОУ подается опорное напряжение U_0 , а на инвертирующий вход поступает напряжение U_i , уровень которого нужно сравнить с опорным сигналом.

Как следует из (1), при $U_i > U_0$ напряжение на выходе схемы равно $u_{BbIX} = -E_K$, а при $U_i < U_0$ $u_{BbIX} = +E_K$.

Компаратор является одним из основных элементов устройств преобразовательной техники: это составная часть аналого-цифровых преобразователей различного типа, систем контроля и диагностики и т. д.

4.2.3 Схемы на операционном усилителе

На основе ОУ можно построить радиоэлектронные устройства, выполняющие различные преобразования сигналов – линейные и нелинейные. Для этого к ОУ подключают *внешние цепи*, с помощью которых часть напряжения с выхода усилителя подается на один из его входов. Такие цепи называются цепями *обратной связи* (ОС).

Обратная связь называется *отрицательной* (ООС), если в устройстве с ОС входная величина уменьшается. В противном случае обратная связь называется *положительной*. Положительная обратная связь в усилителях используется для генерации электрических колебаний. ООС широко используется в усилителях и позволяет создавать *на основе* усилителей устройства *различного функционального* назначения.

Рассмотрим это свойство усилителей с отрицательной обратной связью на примере операционного усилителя и убедимся, что разнообразие цепей обратной связи позволяет получать различные преобразования сигналов.

4.2.3.1 Инвертирующая схема включения операционного усилителя

Один из вариантов подключения цепи обратной связи к ОУ показан на рис.4. Под Z_1 и Z_2 в общем случае понимаются *произвольные* элементы электрической цепи: резисторы, катушки индуктивности, конденсаторы, диоды и соединения этих элементов в двухполюсник.

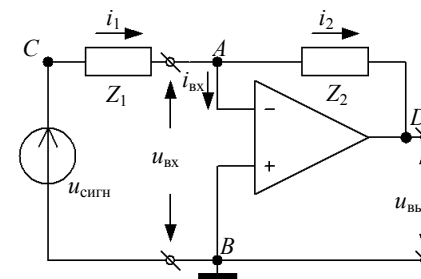


Рис.4. Инвертирующая схема включения операционного усилителя

В схеме вход «+» ОУ заземлен ($u_+ = 0$), сигнал поступает на **инвертирующий** вход «-», поэтому такая схема называется **инвертирующим** включением ОУ.

Из рис. 4 видно, что цепь $Z_2 - Z_1$ – внутреннее сопротивление источника сигнала подключена параллельно выходу ОУ. Поэтому в этой цепи течет ток, обусловленный $u_{ВЫХ}$. Падение напряжения, создаваемое этим током на элементе Z_1 , действует во входной цепи и является напряжением обратной связи.

Найдем преобразование сигнала схемой. Обозначим токи, текущие через элементы Z_1 и Z_2 как i_1 и i_2 соответственно, а ток на входе ОУ – $i_{ВХ}$. Положительные направления токов показаны стрелками.

Из второго закона Кирхгофа для двух замкнутых контуров – $ABCA$ и $ADBA$ и первого закона Кирхгофа для узла тока в точке A следует:

$$-u_{ВХ} + u_{Z1} = u_{сигн} \quad (2)$$

$$u_{Z2} + u_{ВЫХ} + u_{ВХ} = 0 \quad (3)$$

$$i_1 = i_2 + i_{ВХ} \quad (4)$$

Перечисленные в разделе 4.2.2 свойства ОУ позволяют перейти к приближенным, но более простым уравнениям. Если пренебречь малым значением $\pm u_{д}$, можно ввести понятие **идеального** операционного усилителя, у которого коэффициент усиления и входное сопротивление имеют бесконечно большие значения, то есть $K_{ОУ} \rightarrow \infty$ и $R_{ВХ} \rightarrow \infty$. Это равносильно тому, что **напряжение и ток** на входе **идеального** операционного усилителя равны нулю, то есть

$$u_{ВХ} = \frac{u_{ВЫХ}}{K_{ОУ}} = 0 \text{ и } i_{ВХ} = \frac{u_{ВХ}}{R_{ВХ}} = 0.$$

В этих приближениях, пренебрегая в (2) – (4) слагаемыми $u_{ВХ}$ и $i_{ВХ}$, получаем:

$$u_{сигн} = u_{Z1} \quad (5)$$

$$u_{ВЫХ} = -u_{Z2} \quad (6)$$

$$i_1 = i_2 = i \quad (7)$$

Соотношения (5) – (7) определяют связь между выходным напряжением и сигналом, то есть **передаточную** характеристику **схемы**. Из них следует, что передаточная характеристика схемы не зависит от параметров самого операционного усилителя, а определяется только элементами цепи обратной связи. Подчеркнем, что соотношения (5) – (7) являются точными только для **идеального** ОУ.

Практическая независимость выходного сигнала от собственных параметров ОУ является важным свойством инвертирующей схемы. Действительно, это позволяет путем простого изменения **элементов цепи обратной связи** создавать радиотехнические устройства, выполняющие **различные** преобразования сигнала. Не менее важно, что отмеченное свойство обеспечивает **низкую** чувствительность **схем** на ОУ к разбросу параметров самого ОУ в достаточно широких пределах. Это повышает надежность устройств на операционных усилителях, обеспечивая их высокое качество.

Рассмотрим некоторые конкретные цепи обратной связи в инвертирующей схеме включения.

4.2.3.2 Инвертирующий усилитель

Пусть элементами Z_1 и Z_2 в цепи обратной связи схемы рис.4 являются **резисторы** с сопротивлениями R_1 и R_2 соответственно.

Так как в этом случае $u_{Z2} = i_2 R_2$, $u_{Z1} = i_1 R_1$ то из (5) – (7) следует

$$u_{ВЫХ} = -\frac{iR_2}{iR_1} u_{сигн} = Ku_{сигн} \quad (8)$$

Соотношение (8) является *передаточной характеристикой* рассматриваемой схемы, из которой видно, что схема выполняет *операцию умножения* сигнала на число $K = -R_2/R_1$.

Если $|K| > 1$, то происходит усиление сигнала и коэффициент усиления K определяется *только* отношением сопротивлений резисторов цепи обратной связи. Знак «минус» в (8) означает изменение полярности выходного сигнала по отношению к входному. Отсюда название схемы – *инвертирующий усилитель*.

Резисторный вариант цепи отрицательной обратной связи позволяет понять характер этой связи и посчитать напряжение обратной связи. В этом случае напряжение, выделяемое на сопротивлении R_1 , равно $u_{z1} = iR_1 = u_{\text{ВЫХ}} R_1 / (R_1 + R_2)$. Напряжение на входе ОУ из (2) равно $u_{\text{ВХ}} = u_{z1} - u_{\text{сигн}}$. Из этих двух соотношений следует, что u_{z1} является *частью* выходного сигнала, возвращающегося *на вход* усилителя, то есть это напряжение обратной связи $u_{\text{ОС}}$. Так как сигнал приходит на *инвертирующий* вход, знак $u_{\text{ВЫХ}}$ противоположен знаку $u_{\text{сигн}}$, поэтому u_{z1} *вычитается* из $u_{\text{сигн}}$, *уменьшая* напряжение на *входе* ОУ.

Таким образом, обратная связь *отрицательная* и приводит к уменьшению коэффициента усиления *схемы на ОУ* по сравнению с $K_{\text{ОУ}}$.

4.2.3.3 Суммирующий усилитель

Суммирующий усилитель (сумматор) – *частный случай* инвертирующего усилителя, когда на его вход одновременно подаются *несколько* сигналов u_i (рис.5).

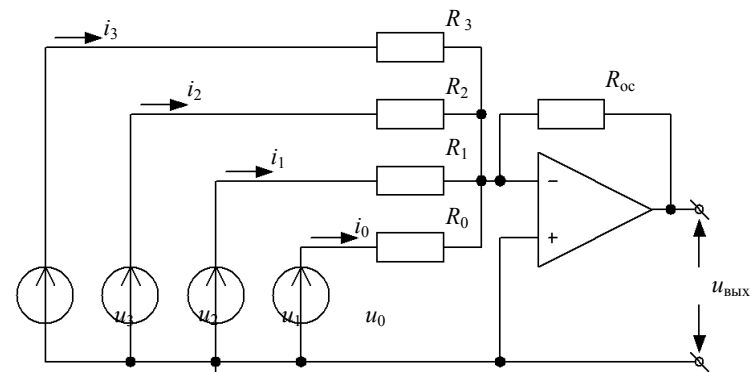


Рис. 5. Схема сумматора на ОУ.

Каждый вход сумматора соединен с инвертирующим входом ОУ через соответствующий резистор R_i . Инвертирующий вход (точка А) является суммирующим узлом, поскольку в нем складываются все входные токи и ток цепи обратной связи. Как и в инвертирующем усилителе, напряжение на входе ОУ *близко к нулю*, поэтому токи каждого источника сигнала *независимы* друг от друга и равны $i_i = u_i / R_i$, а ток в общем проводе (ток через резистор $R_{\text{ос}}$) равен их сумме: $i_{\Sigma} = \sum i_i$.

Тогда из (6) получается передаточная характеристика схемы

$$u_{\text{ВЫХ}} = -i_{\Sigma} R_{\text{ос}} = - \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_0} u_0 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} u_1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_2} u_2 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_3} u_3 \right) \quad (9)$$

Схема осуществляет операцию *сложения* сигналов, причем каждый из них умножается еще на свой весовой (нормирующий) коэффициент, равный $-R_{\text{ос}}/R_i$.

4.2.3.4 Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП)

(ЦАП) – устройство, осуществляющее преобразование цифрового сигнала в аналоговый. Схема простейшего ЦАП показана на рис.6 и является частным случаем суммирующего усилителя, рассмотренного в предыдущем разделе.

В общем случае n -разрядного ЦАП на *его вход* поступает **двоичный n -разрядный цифровой** сигнал. Этот сигнал управляет n электронными ключами, посредством которых к общей точке схемы А подключаются или не подключаются n цепей тока. В схеме электронные ключи показаны в виде механических ключей. Величина тока в каждой цепи равна $I_i = U_{эТ} / R_i$, где i (0, 1, ..., $n-1$) – номер цепи, а $U_{эТ}$ – величина источника **постоянного** эталонного напряжения, соответствующая **логической единице** того цифрового сигнала, который поступает на вход ОУ.

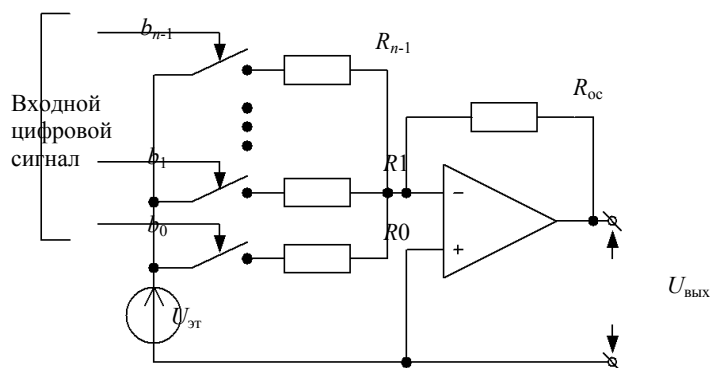


Рис.6. Схема цифро-аналогового преобразователя

Так как **двоичный n -разрядный цифровой** сигнал представляет собой набор из n величин **постоянного напряжения двух** уровней – высокого (логическая единица) и низкого (логический нуль), то он может быть описан n -разрядным двоичным числом $b_{n-1}b_{n-2} \dots b_2b_1b_0$. Поэтому в ЦАП преобразование цифрового сигнала в аналоговый производится по известному правилу перевода двоичного числа в десятичное:

$$b_{n-1}b_{n-2} \dots b_2b_1b_0 = b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + \dots + b_22^2 + b_12^1 + b_02^0 = N_{10} \quad (10)$$

Здесь b_i – цифра в разряде числа с номером i , которая может принимать значения ноль или единицу ($b_i = 0, 1$).

Например, перевод числа 1101_2 в десятичную систему, в соответствии с (10), будет выглядеть так:

$$1101_2 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 8 + 4 + 0 + 1 = 13_{10}.$$

Согласно (9) и (10) напряжение на выходе ЦАП будет равно

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{эТ}} \left(b_{n-1} \frac{R_{oc}}{R_{n-1}} + \dots + b_0 \frac{R_{oc}}{R_0} \right), \quad (10a)$$

где переменные b_i описывают состояние ключей: **замкнут** ($b_i=1$), **разомкнут** ($b_i=0$). Очевидно, нормирующие резисторы **должны иметь** величины $R_i = R_{oc} / 2^i$, чтобы коэффициенты в сумме (10a) были **равны** 2^i , где i номер разряда двоичного числа.

Погрешность преобразования ЦАП, как любого сумматора, определяется главным образом неточностью величин сопротивлений весовых резисторов и их зависимостью от температуры. Поэтому для снижения погрешности в схемах ЦАП используются эталонные резисторы с одинаковым температурным коэффициентом сопротивления.

4.2.3.5 Аналоговый интегратор

Аналоговый (активный) интегратор – инвертирующая схема включения ОУ, когда в качестве элемента Z_2 цепи обратной связи включён конденсатор, а в качестве элемента Z_1 – резистор. Схема интегратора приведена на рис.7.

Используя известную связь между напряжением на конденсаторе и током в цепи с конденсатором, из (5) – (7) получим **передаточную характеристику схемы**

$$u_{\text{вых}} = -u_c = -\frac{1}{C} \int i_1 dt = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{сигн}} dt \quad (11)$$

Из (11) видно, что схема выполняет операцию интегрирования аналогового сигнала с последующим умножением его на отрицательное число $-1/CR$, то есть изменяет величину и знак результата интегрирования.

В частном случае гармонического входного сигнала $u_{\text{сигн}}(t) = U_m \sin \omega t$ из (11) легко найти результат преобразования

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{U_m}{CR\omega} \cos \omega t = U_{m\text{ВЫХ}} \cos \omega t$$

Из последнего выражения видно, что в результате интегрирования гармонического сигнала выходной сигнал *остаётся гармоническим той же* самой частоты. Изменяется только амплитуда выходного сигнала, а именно, уменьшается в $1/CR\omega$ раз и возникает сдвиг по фазе относительно входного на угол $+90^\circ$.

Следует напомнить, что формула (11) получена в приближении *идеального* ОУ. Для реального интегратора точность интегрирования зависит от соотношения между параметрами входного сигнала и временем релаксации цепи обратной связи $\tau = CR$.

4.2.3.6 Аналоговый дифференциатор

Аналоговый (активный) дифференциатор (рис.8) отличается от интегратора местом включения конденсатора и

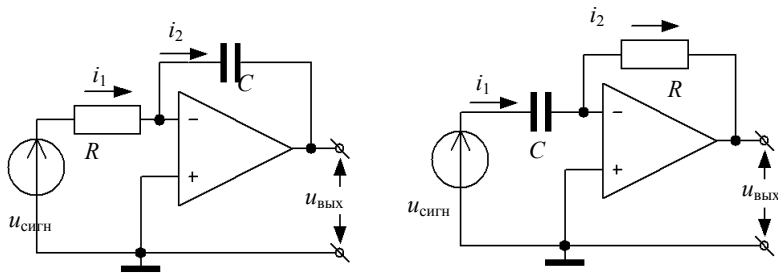


Рис.7. Схема аналогового интегратора Рис.8. Схема аналогового дифференциатора

резистора в цепи обратной связи.

Как и раньше, из соотношений (5) – (7), получим *передаточную характеристику* этой схемы

$$u_{\text{ВЫХ}} = -i_1 R = -CR \frac{du_{\text{сигн}}}{dt} \quad (12)$$

Из (12) следует, что схема осуществляет операцию дифференцирования сигнала с последующим умножением его на отрицательное число $-CR$, то есть изменяет величину и знак результата дифференцирования.

В частном случае гармонического входного сигнала $u_{\text{сигн}}(t) = U_m \sin \omega t$ из (12) легко найти результат преобразования

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -CR\omega U_m \cos \omega t = -U_{m\text{ВЫХ}} \cos \omega t$$

Из последнего выражения видно, что в результате дифференцирования гармонического сигнала выходной сигнал *остаётся гармоническим* той же самой частоты. Изменяется только амплитуда выходного сигнала в $CR\omega$ раз и возникает сдвиг по фазе на угол -90° .

Как и в случае интегратора, формула (12) описывает работу *идеального* дифференциатора. В реальном дифференциаторе тоже существует ошибка преобразования, зависящая от соотношения между параметрами входного сигнала и временем релаксации цепи обратной связи $\tau = CR$.

4.2.3.7 Релаксационный автогенератор

Автогенераторы – это источники электрических колебаний различной формы. Самовозбуждение колебаний в схемах автогенераторов происходит благодаря введению в усилительные каскады *положительной* обратной связи. Существует большое число автогенераторов на ОУ, отличающихся цепями положительной обратной связи.

Мы рассмотрим только одну из них – генератор прямоугольных импульсов, часто называемый мультивибратором.

В схеме мультивибратора (рис.9) есть *две* цепи обратной связи. С помощью первой из них ($C \rightarrow R$) напряжение с выхода ОУ подается на его инвертирующий вход, то есть это цепь отрицательной обратной связи. При этом $u_- = u_c$. Другая цепь ($R_1 \rightarrow R_2$) образует резисторный делитель. Выходное напряжение ОУ вызывает ток в делителе и на резисторе R_1 возникает напряжение,

$$u_+ = R_1 \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_1 + R_2},$$

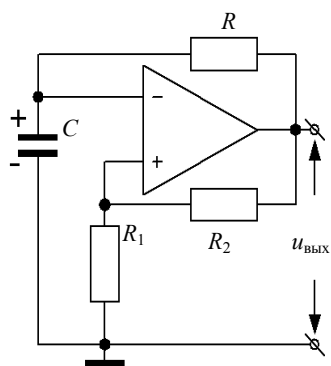


Рис.9. Схема генератора на операционном усилителе

которое, как видно из схемы, поступает на неинвертирующий вход, то есть является **напряжением обратной** связи. Поскольку $u_{ВЫХ}$ совпадает по знаку с u_+ , то цепь $R_1 \rightarrow R_2$ является цепью **положительной** обратной связи. Величина $\beta_+ = \frac{u_+}{u_{ВЫХ}} = R_1 / (R_1 + R_2)$ – коэффициент передачи цепи положительной обратной связи.

В соответствии с (1) напряжение на выходе схемы равно

$$u_{ВЫХ} = K_{ОУ}(u_+ - u_-) = K_{ОУ}(\beta_+ u_{ВЫХ} - u_C) \quad (13)$$

Схема работает так. Пусть, в некоторый момент времени, на выходе усилителя **за счет флуктуаций** токов в его цепях появляется **малое положительное** напряжение $u_{ВЫХ}$. Часть этого напряжения u_+ с помощью цепи обратной связи $R_1 \rightarrow R_2$ поступает на неинвертирующий вход. Так как напряжение на конденсаторе за счет инерционности процесса заряда не может измениться **мгновенно**, напряжение на инвертирующем входе некоторое время остается практически неизменным. Поступившее на вход напряжение u_+ усиливается схемой, что приводит к дальнейшему увеличению $u_{ВЫХ}$. Таким образом, первоначальное **малое u_+ поддерживается** схемой, и происходит быстрый, лавинообразный процесс нарастания напряжения $u_{ВЫХ}$. На выходе ОУ **практически мгновенно** появится максимально возможное напряжение $u_{ВЫХ} = +E_K$.

Появление на выходе $+E_K$ приведет к тому, что конденсатор начнет **заряжаться** по цепи $u_{ВЫХ} \rightarrow C \rightarrow R$ и напряжение на нем u_C будет расти по экспоненциальному закону. Знак этого напряжения показан на рис.9. Заряд конденсатора идет до тех

пор, пока u_C остаётся **меньше** $u_+ = \beta_+ E_K$. Как только u_C **немного** превысит это напряжение, на выходе усилителя, согласно (13), появится **малое отрицательное** напряжение, часть которого проступит на неинвертирующий вход.

В схеме возникнет лавинообразный процесс, обратный рассмотренному выше, в результате которого напряжение $u_{ВЫХ}$ **почти мгновенно** достигнет противоположного уровня $-E_K$, а на неинвертирующем входе установится уровень $u_+ = -\beta_+ E_K$.

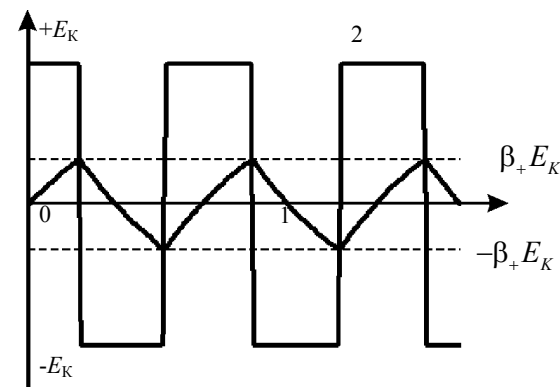


Рис.10. Осциллограммы напряжений на конденсаторе (1) и на выходе генератора (2)

После этого начнется процесс разряда и перезаряда конденсатора. Когда напряжение на конденсаторе при перезаряде достигнет величины $-\beta_+ E_K$ и входное напряжение $u_{ВХ} = u_+ - u_C$ станет **положительным**, процесс будет повторяться с начала рассмотрения работы схемы. Осциллограммы напряжения $u_{ВЫХ}$ и u_C показаны на рис.10 кривыми 2 и 1, соответственно.

Полупериод колебаний генератора $0,5T = t_2 - t_1$ можно определить как время перезаряда конденсатора через резистор R под действием E_K от уровня $-\beta_+ E_K$ до уровня $+\beta_+ E_K$, то есть

$$-\beta_+ E_K e^{\frac{-t}{\tau}} + E_K (1 - e^{\frac{-t}{\tau}}) = \beta_+ E_K$$

Отсюда находится период колебаний:

$$T = 2CR \ln \frac{1 + \beta_+}{1 - \beta_+} \quad (14)$$

Вывод формулы проведен в предположении, что выходное сопротивление ОУ, через которое происходит заряд-перезаряд конденсатора, много меньше R .

Контрольные вопросы

1. Как зависит напряжение на выходе операционного усилителя от величины сигналов, поданных на два его входа?
2. Почему схема включения ОУ, изображенная на рис. 4, называется инвертирующей схемой?
3. Чем определяется коэффициент усиления инвертирующего усилителя?
4. Какова роль ключей в схеме цифроаналогового преобразователя?
5. При каких приближениях справедливы формулы (11) и (12) для интегратора и дифференциатора на ОУ?
6. Изобразите примерную временную зависимость выходного напряжения интегратора при подаче на его вход периодической последовательности положительных прямоугольных импульсов.
7. Изобразите примерную временную зависимость выходного напряжения дифференциатора при подаче на его вход периодической последовательности положительных прямоугольных импульсов.
8. Почему конденсатор в схеме мультивибратора на ОУ не заряжается до максимального напряжения $\pm E_K$?

4.3 Методические указания

3.1. При исследовании схем на ОУ прежде всего необходимо подать питание, которое осуществляется от источника симметричного относительно “земли” напряжения +12В и -12В. Для

этого выход +12В источника соединить проводником с линией (+), расположенной в средней части макета, а выход -12В – с линией (-). Кроме того, земляную точку симметричного источника питания (\perp) соединить проводником с линией “земля” макета и к этой же точке подключить неинвертирующий вход ОУ. При этом необходимое питание будет подано также и на генератор, собранный на другом ОУ в нижней части платы.

3.2. Собрать схему инвертирующего усилителя, для чего подключить к выходу ОУ резистор R_6 , а с помощью трех ключей поочередно включать в цепь обратной связи R_2, R_3 и R_4 .

Подать на вход усилителя сигнал с генератора гармонических колебаний и его регулировками установить частоту 1кГц и амплитуду 1В. Включить осциллографы и подать на них напряжения со входа и выхода схемы. Измерить коэффициенты усиления для различных элементов цепи обратной связи – R_2, R_3, R_4 – и сравнить их с расчетными значениями. Убедиться, что выходной сигнал сдвинут по фазе относительно входного на угол 180 градусов.

Снять частотную характеристику усилителя $K(f)$ при включении R_2 . Для этого, изменяя частоту входного напряжения при постоянной амплитуде, измерить значения выходного напряжения; занести в таблицу значения частот, амплитуд напряжений на выходе и вычисленных коэффициентов усиления. По полученным данным построить график зависимости коэффициента усиления от частоты входного сигнала (АЧХ). Из графика определить полосу пропускания усилителя.

Снять амплитудную характеристику усилителя $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ при изменении амплитуды входного гармонического сигнала. Пронаблюдать и зарисовать искажения формы сигнала на выходе при больших амплитудах входного сигнала.

3.3. На экспериментальном макете можно собрать схему трехразрядного ЦАП (рис.6). Для этого подать на вход постоянное напряжение с делителя R_{10}, R_{11} , равное +0.5В. Это напряжение будет соответствовать логической единице.

Три переключки (ключа), каждая из которых замыкает или размыкает i -тую входную цепь, позволяют сформировать трехразрядный цифровой сигнал. Возможны $2^3 = 8$ комбинаций

из замкнутых и разомкнутых ключей, что позволяет получить восемь различных цифровых сигналов.

Для проверки работы ЦАП нужно с помощью перемычек сформировать входные цифровые сигналы и измерить соответствующие им постоянные напряжения на выходе схемы (аналоговый сигнал). Сравнить полученный результат с расчетом по формуле преобразования (10а).

3.4. В работе можно исследовать дифференцирование и интегрирование сигналов от различных генераторов, в том числе и от генератора прямоугольных знакопеременных импульсов – мультивибратора на ОУ, собранного на экспериментальном макете.

Интегрирование сигналов. Недостатком схемы простого интегратора (рис.6) является дрейф выходного напряжения, обусловленный нестабильностью напряжений смещения на входах ОУ. Введение отрицательной обратной связи по постоянному току путем подключения параллельно конденсатору $C2$ резистора с большим сопротивлением $R5 = 100$ кОм повышает стабильность работы схемы.

При интегрировании **прямоугольных импульсов** подать на вход схемы сигнал с генератора прямоугольных импульсов.

Зарисовать в одном временном масштабе осциллограммы $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$ при подаче на вход импульсов. Проверить и обсудить результат преобразования.

При интегрировании **гармонических сигналов** подать на вход схемы сигнал с генератора синусоидальных колебаний. Для двух значений частоты гармонического сигнала, когда соотношение между периодом T и постоянной времени цепи обратной связи $\tau = CR$ равны $T_1/\tau = 1$ и $T_2/\tau = 0.1$, измерить с помощью временных меток разность фаз между входным и выходным гармоническими сигналами. Объяснить результат.

Дифференцирование сигналов. Недостатком схемы простого дифференциатора является его склонность к самовозбуждению, поэтому для подавления паразитных колебаний последовательно с конденсатором $C1$ нужно включить резистор $R7$.

При дифференцировании **прямоугольных импульсов** подать на вход схемы сигнал с генератора прямоугольных импульсов.

Зарисовать осциллограммы $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$. Объяснить качественно полученный результат.

При дифференцировании **гармонических сигналов** подать на вход схемы сигнал с генератора синусоидальных колебаний. Для двух значений частоты входного сигнала, когда соотношение между периодом и постоянной времени цепи обратной связи равны $T_1/\tau = 1$ и $T_2/\tau = 10$ измерить разность фаз между входным и выходным гармоническими сигналами. Объяснить результат.

5 ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Целью работы является изучение методов анализа и синтеза ряда функциональных узлов цифровой электроники и экспериментальное исследование законов их функционирования

5.1 Задание

1.1. Ознакомиться с основами булевой алгебры: булевыми переменными, функциями, основными операциями.

1.2. Изучить принцип действия базовых логических элементов, провести анализ схемы универсального элемента И-НЕ.

1.3. Ознакомиться с алгоритмами анализа и синтеза комбинационных логических схем.

1.4. Провести синтез нескольких комбинационных схем по заданию преподавателя и проверить их работу экспериментально.

1.5. Построить таблицу переходов асинхронного RS-триггера и проверить его работу экспериментально.

1.6. Оформить отчет о проделанной работе.

5.2 Теоретическая часть

5.2.1 Аналоговые и цифровые электрические сигналы

Сигнал – это физический процесс или явление, несущее сообщение (*информацию*) о каком-либо событии, состоянии объекта наблюдения, либо передающий команды управления, указания, оповещения и т.д. В электрическом сигнале материальным носителем информации является ток, напряжение или электромагнитные волны.

Большинство физических процессов наиболее просто преобразуются именно в *электрические* сигналы с помощью различных датчиков: например, речь и музыка – с помощью микрофона, изображение – с помощью электронно-лучевой трубки, температура – с помощью термопары и т.д.

Таким образом, *параметры* электрических сигналов на выходе датчиков *аналогичны* соответствующему физическому процессу, поэтому такие сигналы называются *аналоговыми*.

Большинство физических процессов протекают во времени *непрерывно* и принимают *любые* значения из определенного интервала величин. Поэтому простейшей *математической моделью* аналогового сигнала является подходящая *непрерывная функция времени*, например, $u(t)$ или $i(t)$.

При этом *временном* представлении сигналов преобразования аналоговых сигналов радиоэлектронными схемами *математически* описываются операциями *обычной* математики, то есть математики *непрерывной* переменной.

Для передачи и обработки информации, содержащейся в аналоговых сигналах, в настоящее время широко используются *дискретные*, а, именно, *двоичные* цифровые сигналы, что повышает помехоустойчивость и пропускную способность радиоэлектронных систем.

Двоичный n-разрядный цифровой сигнал – это совокупность (набор) *n постоянных* напряжений *двух* разрешенных величин – (уровней): *низкого* U_1 , обычно близкого к нулю и *высокого* U_2 , отличного от нуля. В положительной логике низкий уровень называется логическим нулем, а высокий – логической единицей.

Очевидно *простейшей математической моделью* *n*-разрядного цифрового сигнала является *n*-разрядное *число в двоичной системе* счисления. Можно сказать также, что двоичный цифровой сигнал – это *электрический код* двоичного числа, или просто *двоичный код*.

Для одновременной передачи *n* разрядов цифрового сигнала (*n* напряжений) требуется *n+1* линия связи (одна линия добавлена для общего провода).

Совокупность *n+1* линий связи, по которым передается цифровой сигнал, называется *шиной* (магистралью). Очевидно на каждой *i*-той *паре* линий шины напряжение в любой момент времени будет равно

$$u_i(t) = \begin{cases} U_1(\text{лог.0}) \\ U_2(\text{лог.1}) \end{cases} \quad (1)$$

5.2.2 Взаимное преобразование аналоговых и цифровых сигналов

Двоичные цифровые сигналы получаются из аналоговых с помощью радиоэлектронных устройств, называемых **аналого-цифровыми преобразователями (АЦП)**.

Согласно названию АЦП **преобразует аналоговый** сигнал (напряжение, изменяющееся во времени $u_{BX}(t)$ и содержащее информацию), в двоичный n -разрядный **цифровой** сигнал.

Значит, двоичный цифровой сигнал – это просто **дискретная форма аналогового** сигнала в виде набора из n постоянных напряжений, поэтому и он **содержит информацию**, которая **количественно** выражается числом в двоичной системе счисления.

АЦП можно изобразить в виде, показанном на рис.1.

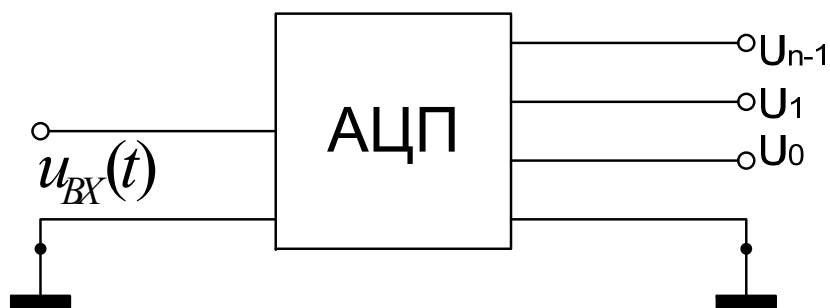


Рис.1 Графическое обозначение аналого-цифрового преобразователя

Применяются АЦП в автоматических системах управления (АСУ) технологическими процессами для ввода информации в управляющую ЭВМ от датчиков состояния различных объектов управления, для ввода информации в компьютер от нестандартных внешних устройств, таких как измерительные приборы экспериментальных установок и т.д.

Существуют радиоэлектронные устройства, выполняющие **обратное** преобразование – это **цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)**. ЦАП преобразуют входной цифровой сигнал в аналоговое выходное напряжение $u_{ВЫХ}(t)$. Это позволяет, например, использовать цифровые сигналы для управления с помощью их аналога $u_{ВЫХ}(t)$ работой исполнительных механизмов, таких как электрические двигатели, реле, выключатели и т.д.

5.2.3 Цифровые (логические) схемы

Радиоэлектронные устройства, работающие с двоичными цифровыми сигналами, называются **цифровыми**, или **логическими**.

Термин «логический» обычно применяется по отношению к процедуре принятия решений. В этом смысле **логическая** – это такая схема, которая на основании совокупности значений входных сигналов **принимает решение**, что ей ответить на выходе (выходах) – «да» или «нет» (лог.1 или лог.0).

Ниже покажем, что именно так преобразуют радиоэлектронные схемы цифровой двоичный сигнал и эти преобразования наиболее просто описываются **особым** математическим аппаратом – **алгеброй логики**, или **булевой** алгеброй.

Цифровые устройства широко используются в вычислительной технике, автоматике, в АСУ, информационно-измерительной технике и других областях прикладной электроники.

Любая информация (числа, команды, алфавитно-цифровые данные и т.п.) вводятся в ЭВМ в виде двоичных цифровых сигналов – двоичных кодов (двоичных слов). Отдельные разряды этого машинного слова, имеющие значения лог.0 или лог. 1, называются **битами**.

Выбор **двоичных** цифровых сигналов для передачи и обработки информации обусловлен, во-первых, **простотой получения** таких сигналов, во-вторых, **простотой практической реализации устройств**, выполняющих **сложные** преобразования двоичных сигналов, так как для этого можно использовать только **один базовый элемент** электрической цепи – **ключ**.

Действительно, ключ имеет только *два дискретных* состояния: *замкнут* (включен) – тогда в цепи течет ток, а напряжение *на ключе близко к нулю*, и *разомкнут* (выключен) – тогда в цепи тока нет, а *напряжение на ключе* определяется *величиной ЭДС*, действующей в цепи. В *положительной* логике напряжение на *замкнутом* ключе условно считается *логическим нулем*, а на *разомкнутом* – *логической* единицей.

Итак, в современных цифровых схемах для *количественного* представления информации используются *двоичные* цифровые сигналы, а устройства их обработки содержат быстродействующие, бесконтактные *ключи* на полупроводниковых приборах – *диодах и транзисторах*.

Можно показать, что для выполнения *любых* логических преобразований цифровых сигналов достаточно иметь *всего три базовых (элементарных)* элемента, преобразующих цифровой сигнал в соответствии с одной из основных операций булевой алгебры. Рассмотрим только основы этой алгебры, необходимые для описания работы цифровых схем.

5.2.4 Основы булевой алгебры

Булева алгебра имеет много общего с обычной алгеброй, но в то же время принципиально отличается от нее, главным образом потому, что это алгебра *дискретной* переменной.

Как и обычная алгебра, булева алгебра оперирует с тремя типами множеств: множеством констант, множеством операций и множеством теорем.

5.2.4.1 Булевы переменные и основные операции булевой алгебры

Булева алгебра называется еще *алгеброй логики*, так как первоначально была предложена английским математиком Джорджем Булем в 1854 году для математического описания теории логических высказываний, которые всегда или «истинны», или «ложны», а третьего – не может быть.

В последующем времени, когда оказалось, что эта алгебра имеет техническое применение, «истинность» стали считать

логической единицей (лог.1), а «ложность» – логическим нулем (лог.0).

В связи с этим *множество констант*, которые использует булева алгебра, содержит всего *две* константы: лог.0 и лог.1.

Переменных x_i в булевой алгебре может быть *сколько угодно*, но каждая переменная в любой момент времени принимает одно из двух возможных значений, а именно

$$x_i(t) = \begin{cases} \text{лог.0} \\ \text{лог.1} \end{cases} \quad (2)$$

Таким образом, булевы переменные x_i – *дискретные* переменные, равные лог.0 или лог.1. В дальнейшем при их записи слово «логический» будем опускать.

В случае n булевых переменных их нумерацию выгоднее начинать с нуля, то есть записывать x_0, x_1, \dots, x_{n-1} .

Множество операций над переменными в булевой алгебре содержит всего *три* основных логических операций, каждая из которых имеет несколько названий и определяется *постулатом*.

Логическое сложение (дизъюнкция, операция ИЛИ (OR)) определяется так: результат операции *равен единице*, если или первая, или вторая переменная, или все переменные $x_i=1$. Результат операции равен нулю только в *одном* случае, когда *все* переменные $x_i=0$.

Логическое умножение (конъюнкция, операция И (AND)) определяется так: результат операции *равен единице* только в *одном* случае, когда и первая, и вторая, и все переменные $x_i=1$. Во всех *остальных* случаях результат равен нулю.

Логическое отрицание (инверсия, операция НЕ (NOT)) выполняется всегда над *одной* переменной и преобразует ее в противоположное логическое значение: 0 в 1, или 1 в 0.

В таблице 1 приведены альтернативные названия этих операций и их функциональные обозначения с помощью символов +, \square и черты над переменной в случае инверсии.

Таблица 1

Название функции	Функциональное обозначение
Логическое сложение Дизъюнкция ИЛИ (OR)	$f(x_i) = x_0 + x_1 + \dots + x_{n-1}$
Логическое умножение Конъюнкция И (AND)	$f(x_i) = x_0 \cdot x_1 \cdot \dots \cdot x_{n-1}$
Логическое отрицание Инверсия НЕ (NOT)	$f(x_0) = \overline{x_0}$

Операции логического сложения и умножения подчиняются преобразованиям, которые легко доказываются из определения этих операций. Часть из них, которые полезны при преобразованиях булевых функций, представлены в таблице 2.

Таблица 2

$x + 1 = 1$	$x \cdot 1 = x$	
$x + x = x$	$x \cdot x = x$	Идемпотентность
$x + \overline{x} = 1$	$x \cdot \overline{x} = 0$	
$\overline{(\overline{x})} = x$		Двойное отрицание
$x + x \cdot y = x$	$x \cdot (x + y) = x$	Поглощение
$x + \overline{x} \cdot y = x + y$	$x \cdot (\overline{x} + y) = x \cdot y$	Склеивание
$\overline{x + y} = \overline{x} \cdot \overline{y}$	$\overline{(x \cdot y)} = \overline{x} + \overline{y}$	Закон Де Моргана

5.2.4.2 Булевы функции. Анализ и синтез булевых функций

Булевой (логической) функцией называется произвольная функция n булевых переменных, связанных между собой операциями И, ИЛИ и НЕ. Поэтому в **аналитическом** виде булева функция f записывается через основные операции, символичные обозначения которых приведены в таблице 1.

Совокупность **фиксированных** значений n булевых переменных (аргументов функции) называется **набором**.

Набор записывается в виде **последовательности** переменных $x_{n-1}x_{n-2}\dots x_1x_0$ и может отождествляться (рассматриваться) как n -разрядное двоичное число, так как каждая переменная x_i равна нулю или единице.

В случае n переменных можно построить 2^n **различных** наборов, то есть **комбинаций** x_i из нулей и единиц. Для каждого набора булева функция принимает только одно из двух возможных значений: лог. 0 или лог. 1, поэтому ее часто называют двоичной, переключательной функцией.

Содержание (смысл) булевой функции можно понять, построив по ее аналитическому виду f таблицу, которая называется **таблицей истинности** функции. Таблица истинности имеет 2^n строк, $n+1$ столбец и строится следующим образом.

В первые n столбцов и 2^n строк в произвольном порядке записываются **все возможные** наборы переменных $x_{n-1}x_{n-2}\dots x_1x_0$ из 0 и 1.

Для каждого набора по заданной формуле f считается значение функции и записывается в $(n+1)$ -й столбец.

Поскольку таблица истинности отражает результаты преобразования, выполняемые функцией над **всеми** возможными комбинациями ее n переменных, то построение таблицы истинности и ее осмысливание можно рассматривать как **анализ булевой функции**.

Таблицы истинности трех основных логических функций ИЛИ, И, НЕ, а также двух сдвоенных из них функций ИЛИ-НЕ и И-НЕ для **любого** количества аргументов можно построить по их словесному определению, данному выше.

В **частном** случае **двух** переменных x_1 и x_0 таблица имеет $2^n = 2^2$ строки. Таблицы истинности пяти перечисленных выше функций для двух переменных сведены в одну таблицу 3.

Таблица 3

x_1	x_0	ИЛИ $x_0 + x_1$	И $x_0 \cdot x_1$	НЕ $\overline{x_0}$	ИЛИ-НЕ $\overline{x_0 + x_1}$	И-НЕ $\overline{x_0 \cdot x_1}$
0	0	0	0	1	1	1
0	1	1	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0	0

Для примера построим по приведенному выше алгоритму таблицу истинности такой функции

$$f = \overline{x_0 x_1} + x_0 \overline{x_1}. \quad (3)$$

Таблица 4

x_1	x_0	f
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Это функция двух переменных, поэтому таблица имеет 4 строки, три столбца и выглядит так:

Предлагается проверить построение таблицы 4 самостоятельно.

Сравнение полученной таблицы с таблицей функции ИЛИ (третий столбец таблицы 3) показывает, что они совпадают за исключением последней строки, когда обе переменные равны 1. Поэтому

функцию (3) называют «исключающее ИЛИ» (XOR).

Можно интерпретировать полученную таблицу иначе, заметив, что первые три строки совпадают с результатом **арифметического** сложения двух двоичных **цифр** (0 и 1) до тех пор, пока **обе** эти цифры не равны 1. Поэтому функцию (3) называют еще «сложение по модулю два».

Поскольку функция (3) встречается часто, ей присвоен особый символ – \oplus . В этих обозначениях функция (3) записывается так:

$$f = x_1 \oplus x_0.$$

В булевой алгебре существуют алгоритмы, позволяющие решать **обратную** задачу, а именно, **получать** булеву функцию

в **аналитическом виде** f по **заданной** таблице истинности. Существование таких алгоритмов имеет огромное практическое значение, так как позволяет **создавать** логические схемы, выполняющие **заданное** преобразование двоичных сигналов. Один из таких алгоритмов подробно рассмотрен ниже в разделе 5.2.6.2 «Синтез комбинационных схем».

5.2.5 Базовые логические элементы

Схемы, преобразующие цифровой сигнал в соответствии с одной из **основных** операций булевой алгебры, называются **базовыми**, элементарными или просто **логическими элементами** (БЛЭ).

БЛЭ имеют названия по имени той операции, которую они выполняют: элемент И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ-НЕ, И-НЕ. Последние два элемента называются **универсальными**, так как с их использованием можно выполнить любую из трех основных операций булевой алгебры.

В отечественной литературе БЛЭ изображаются прямоугольником, в верхней части которого указывается символ операции: & (амперсанд) для И, >=1 – для ИЛИ.

Входы БЛЭ показывают с левой стороны прямоугольника, выходы – с правой. Инверсия результата обозначается небольшим кружком у выходной линии.

Сравнение выражений (1) и (2) показывает, что n -разрядный цифровой сигнал на входной шине БЛЭ можно описать **математически**, как n булевых переменных. Поэтому на входах элементов указываются **булевы переменные** x_0, x_1, \dots, x_{n-1} , а на выходе – соответствующая элементу булева функция.

Названия и графическое изображение пяти БЛЭ приведены на рис.2.

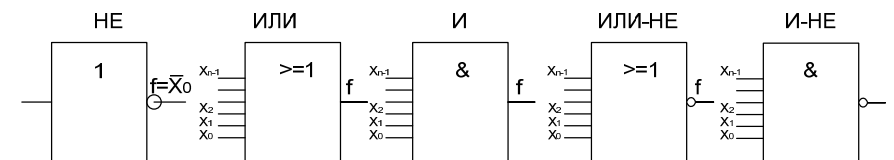


Рис.2. Графическое изображение базовых логических элементов

Различные БЛЭ выполняются промышленностью в виде интегральных схем.

Принципиальные *схемы* БЛЭ, выполняющих одну и ту же функцию, различны в зависимости от того, на каких пассивных и активных элементах (резисторах, диодах и транзисторах) они собраны. Однако эти схемы всегда содержат электронные ключи на полупроводниковых диодах и транзисторах.

В связи с используемой элементной базой можно выделить несколько *серий* базовых логических элементов (*логик*).

ДТЛ – диодно-транзисторная логика;

ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика на биполярных транзисторах;

МОП-логика, где используются ключевые свойства полевых МОП-транзисторов;

– другие логики.

Логические элементы разных логик отличаются *основными* параметрами, к которым относятся:

- напряжение питания электрических схем;
- логические уровни цифрового сигнала (значение напряжений лог.0 и лог.1) и их допустимые изменения, обеспечивающие помехозащищенность схем при передаче цифровой информации;
- быстродействие – время задержки между сменой входного и выходного сигналов;
- потребляемая мощность.

В качестве примера рассмотрим *принципиальную* схему двухвходового элемента И-НЕ ДТЛ логики, приведенную на рис.3. Схема содержит *транзисторный ключ* на транзисторе VT, работа которого была рассмотрена в описании «Мультивибратор на транзисторах» и описывается таблицей 5, совпадающей с таблицей истинности базового элемента НЕ (см. пятый столбец таблицы 3).

Напряжение на базе транзистора $U_{БЭ}$, переводящее транзи-

Таблица 5

$U_{ВХ} = U_{БЭ}$	$U_{ВЫХ} = U_{КЭ}$
U_1 (лог.0)	$\approx E$ (лог.1)
U_2 (лог.1)	≈ 0 (лог.0)

сторный ключ в режим замыкания и размыкания, в схеме рис.3 определяется напряжением на параллельном соединении трех участков электрической цепи между точками А и «землей», а именно, $U_A = \varphi_A - \varphi_3 = \varphi_A$.

Каждый из этих участков содержит диод VD1, VD2 или VD3, при этом первые два диода работают в *ключевом режиме*. Напомним, что при положительном напряжении на диоде ($U_D > 0$) диодный ключ *замкнут*, а при $U_D \leq 0$ – *разомкнут* (см. «Выпрямление»).

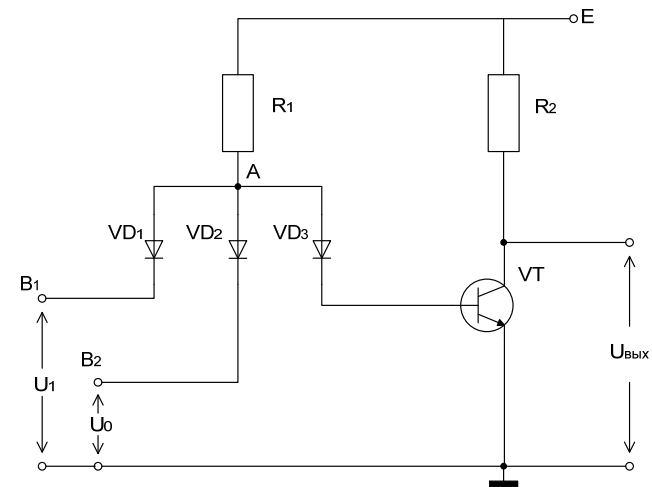


Рис.3. Схема двухвходового элемента И-НЕ ДТЛ-логики

Разряды двоичного цифрового сигнала U_1 и U_0 поступают в цепи с диодами VD1 и VD2, соответственно, то есть замыкают или размыкают эти *диодные ключи*.

Рассмотрим работу схемы для *четырёх* возможных *комбинаций* разрядов входного сигнала и результат оформим в виде таблицы 6.

Если на *оба* входа схемы приходит *низкий* уровень напряжения, близкий к нулю, ($U_1 \approx 0$ и $U_0 \approx 0$), то потенциалы точек В1 и В2 схемы близки к нулю и напряжения на обоих диодах

положительны. **Оба** диодных ключа **замкнуты**, то есть напряжение $U_A \approx 0$.

В этом случае напряжение на базе транзистора $U_{БЭ}$ тоже близко к нулю и согласно табл. 5 **транзисторный** ключ **разомкнут**, то есть напряжение на выходе схемы близко к напряжению источника питания $U_{ВЫХ} \approx E$ (первая строка табл. 6).

Таблица 6

U_1	U_0	Ключ на VD1	Ключ на VD2	U_A	$U_{БЭ}$	Ключ на VT	$U_{ВЫХ}$
0	0	замкнут	замкнут	≈ 0	≈ 0	разомкнут	$\approx E$
0	1	замкнут	разомкнут	≈ 0	≈ 0	разомкнут	$\approx E$
1	0	разомкнут	замкнут	≈ 0	≈ 0	разомкнут	$\approx E$
1	1	разомкнут	разомкнут	$\approx E$	$> U_{БЭпор}$	замкнут	≈ 0

Если **низкий** уровень напряжения приходит только на **один** из входов схемы ($U_1 = 0$, $U_0 = 1$, или наоборот), то **закрывается один** соответствующий $U_i = 0$ диодный ключ. Однако это **все равно** приводит к **короткому замыканию** параллельного соединения трех ветвей цепи и опять $U_A \approx 0$, а $U_{ВЫХ} \approx E$ (вторая и третья строки таблицы 6).

Только в **одном** случае, когда на **оба** входа схемы приходит **высокий** уровень напряжения, **близкий к E**, ($U_1 = 1$ и $U_0 = 1$), потенциалы точек В1 и В2 примерно равны E, а напряжения на **обоих** диодах близки к нулю, то есть оба **диодные** ключи **разомкнуты**.

В этом случае напряжение на базе транзистора, равное, $U_{БЭ} = E - I_B(R_1 + R_{ДЗ}) > U_{БЭпор}$, **закрывает транзисторный** ключ

и напряжение на выходе схемы $U_{ВЫХ} \approx 0$ (четвертая строка табл. 6).

Сравнение первого, второго и последнего столбцов таблицы 6 с таблицей истинности двухвходового БЛЭ И-НЕ в табл.3 показывает, что схема выполняет логическую операцию И-НЕ.

5.2.6 Комбинационные и последовательностные логические схемы

Логические схемы независимо от уровня их сложности состоят из базовых логических элементов, соединенных между собой различным образом. Все логические схемы делятся на комбинационные и последовательностные.

5.2.6.1 Комбинационные логические схемы

Комбинационными устройствами, или логическими автоматами **без памяти**, называются цифровые схемы, напряжение на выходах которых в **любой момент** времени **однозначно** определяется **комбинацией** входных сигналов в **этом же момент** времени.

Работа комбинационных схем описывается **булевыми функциями**, которые можно записать в **аналитическом виде** по заданной схеме. В связи с этим **анализ** комбинационных устройств проводится по алгоритму анализа булевых функций (см. раздел 5.2.4.2.), то есть сводится к построению таблицы истинности **полученной** функции.

Таблица истинности отражает все возможные комбинации сигналов на входах схемы и соответствующие им сигналы на выходах, что и требуется для **анализа устройства**.

К автоматам без памяти относятся шифраторы, дешифраторы, мультиплексоры, демультиплексоры, сумматоры и многие другие устройства цифровой техники.

Рассмотрим коротко назначения некоторых типовых комбинационных логических узлов, которые в дальнейшем будут использоваться для синтеза этих устройств.

Шифраторы, или кодеры, чаще всего используются для преобразования десятичных цифр и других символов в двоичный цифровой сигнал, соответствующий **номеру** символа. Это происходит, например, при вводе информации с клавиатуры в компьютерах и калькуляторах, когда при нажатии каждой клавиши формируется определенный цифровой сигнал – электрический код символа.

Дешифраторы (ДС), или декодеры, выполняют функцию, обратную шифратору. Чаще всего используются так называемые **полные** дешифраторы, называемые еще «1 из 2^n ». Эти ДС вырабатывают высокое напряжение (лог.1) только **на одном** из 2^n выходов в зависимости от значения n -разрядного сигнала на входе (электрического **кода символа**). Такие дешифраторы используются, например, при обращении процессора к регистрам компьютера, в том числе к ячейкам оперативной памяти, по их **адресу** (номеру регистра в двоичной системе счисления), электрический код которого приходит на вход дешифратора.

Мультиплексорами (*MUX* от multiplex – многоразрядный) называются устройства для электрически **управляемой** коммутации сигналов с одного из 2^n информационных входов на один выход. Подключение нужного входа на выход осуществляется цифровым сигналом, который является электрическим кодом **адреса** этого входа и приходит на m адресных входных линий мультиплексора A_i (адресные входы).

В микропроцессорных системах управления мультиплексоры устанавливаются на удаленных объектах для передачи информации от нескольких источников по одной выходной линии связи.

Демультимплексоры (*DEMUX*) выполняют операцию, обратную мультиплексорам, то есть используются для подключения сигнала с одного информационного входа на n выходов. Выбор нужного выхода, как и в *MUX*, осуществляется по электрическому коду **адреса выхода**, приходящего на адресные входы

ды *DEMUX*. При m адресных входах *DEMUX* может иметь до 2^m выходов.

Для примера на рис. 4 приведена схема *DEMUX* на два выхода и показаны три этапа анализа схемы по указанному выше алгоритму.

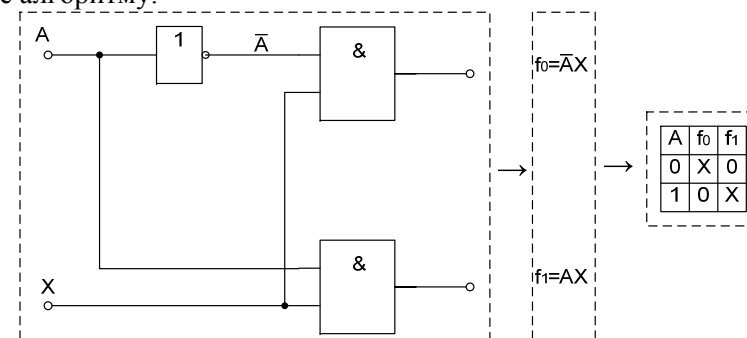


Рис.4. Три этапа анализа схемы демультиплексора на два выхода

Адреса двух выходов f_0 и f_1 записываются **одноразрядным** двоичным числом 0 и 1 соответственно, поэтому A – единственная входная адресная линия.

Из схемы следует, что булевы функции выходов имеют вид $f_0 = \bar{A}x$, $f_1 = Ax$.

Таблица истинности демультиплексора показана на рис.4 справа.

Из таблицы видно, что схема по сигналу на адресном входе подключает информационный входной сигнал на соответствующий адресу выход.

Используются *DEMUX* для передачи данных по общему каналу связи с разделением во времени между несколькими приемниками информации. Цифровые *MUX* и *DEMUX* широко используются в цифровой телефонии, заменив электромеханические коммутаторы.

Арифметические сумматоры являются составной частью арифметико-логического устройства (АЛУ) микропроцессора, в котором складываются два n -разрядных цифровых сигнала.

Многоразрядный сумматор содержит $n-1$ полных одно-разрядных сумматоров и один полусумматор, который стоит в младшем разряде слагаемых сигналов.

Эти устройства имеют следующие выводы: A_i и B_i – входы суммируемых величин, S_i – сумма, P_i – вход переноса в i -й разряд, P_0 – выход переноса из младшего разряда.

Условное графическое обозначение полусумматора и одноразрядного полного сумматора показано на рис.5.

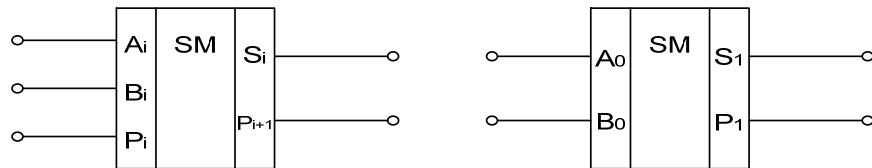


Рис.5. Графическое обозначение одноразрядного полного сумматора и полусумматора.

5.2.6.2 Синтез комбинационных схем

Задачей синтеза комбинационных схем является **построение схемы**, выполняющей **требуемое** преобразование, то есть эта задача обратна задаче анализа.

Синтез комбинационных схем выполняется в несколько этапов, основными из которых могут считаться следующие:

1. Нужное преобразование **записывается в виде таблицы**, которая считается таблицей истинности булевой функции, описывающей работу **будущей** схемы.
2. На втором этапе по таблице истинности **записывается** булева функция (или система булевых функций, если схема должна иметь несколько выходов) **в аналитическом виде**, используя для этого одно из правил булевой алгебры.

Например, f может быть записана в виде **суммы произведений переменных** x_i , при которых согласно таблице $f=1$. При составлении этих произведений те переменные x_i , которые по таблице равны нулю, берутся со знаком инверсии. Такие произведения переменных называются еще минтермами.

Итак, на втором этапе составляется **математическая модель** требуемой схемы.

3. Полученная булева функция при необходимости может быть преобразована к **другому** аналитическому виду с использованием различных правил булевой алгебры, часть из которых приведена в таблице 2. Это делается обычно с целью максимального упрощения f , или **минимизации**.

В результате разных используемых преобразований можно получить **несколько** аналитических выражений f , каждое из которых равноправно и может быть использовано в дальнейшем.

4. На четвертом этапе по конечному **аналитическому виду** f строится функциональная схема устройства, выполняющего заданное преобразование. Очевидно, эта схема всегда будет состоять из базовых логических элементов, соединенных между собой **определенным** образом, заданным f .

Для примера построим схему устройства, сравнивающего два сигнала и в случае их равенства говорящего – «да» (вырабатывающего лог.1). Это так называемый узел равнозначности, или схема сравнения.

1. Требуемое преобразование можно записать в виде таблицы, показанной на рис.6 слева.

2. Из таблицы видно, что из четырех возможных комбинаций входных сигналов $f=1$ дважды. Поэтому в сумме произведений переменных искомой булевой функции будет только два слагаемых.

Первый раз $f=1$, когда **обе** переменные равны нулю, по этому в произведении они должны быть взяты со знаком инверсии. Таким образом, искомая функция равна $f = \overline{x_0 x_1} + x_0 x_1$.

Это достаточно простая функция и минимизация не нужна.

3. На четвертом этапе по формуле f строим схему сравнения.

На рис. 6. показаны три этапа синтеза схемы сравнения.

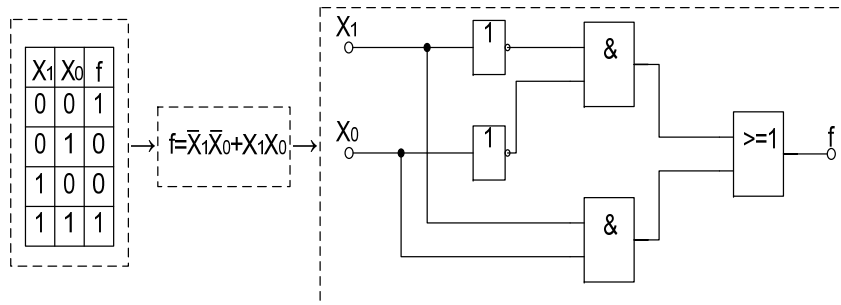


Рис.б. Три этапа синтеза схемы сравнения

5.2.6.3 Последовательностные логические схемы. Триггеры

Последовательностными устройствами, или логическими **автоматами с памятью**, называются цифровые схемы, напряжение на выходах которых определяется **как комбинацией** входных сигналов в **данный момент** времени, **так и состоянием** схемы в **предшествующий** момент времени. Другими словами, напряжение на выходах этих устройств зависит от **последовательности** поступления комбинаций входных сигналов. Можно сказать поэтому, что последовательностные устройства **помнят** свое предыдущее состояние, обладают памятью.

Запоминание предшествующего состояния обычно выполняется при помощи триггеров – **элементарных** автоматов с памятью.

Триггерами называются логические схемы, имеющие два устойчивых состояния, в каждом из которых триггер может оставаться длительное время, и может переходить из одного состояния в другое при **определённом** внешнем воздействии.

По способу управления триггеры делятся на асинхронные и синхронные. В асинхронных триггерах переход из одного состояния в другое происходит при действии определенной совокупности импульсов напряжения на управляющих входах. В синхронных триггерах такое переключение возможно только при совпадении во времени этой совокупности импульсов с им-

пульсом напряжения (лог.1) на дополнительном входе – **входе синхронизации** С.

Синхронизация служит для согласования работы триггера с другими устройствами цифровой системы и повышает помехозащищенность триггера, улучшая этим его качество.

Основными параметрами триггеров являются:

- нагрузочная способность, определяемая числом элементов, которые могут быть подключены к выходу триггера;
- задержка переключения триггера, то есть временной интервал между моментом поступления входного сигнала и появлением выходного сигнала, соответствующего переключению триггера.

Триггеры используются как самостоятельные узлы в различных устройствах управления, а также являются составными частями **регистров** – самых распространенных последовательностных логических узлов ЭВМ.

Регистрами называется упорядоченная последовательность триггеров с комбинационными устройствами управления их работой.

В ЭВМ регистры выполняют ряд микроопераций, таких как запись, хранение и считывание записанных машинных слов (запоминающие регистры), сдвиг машинного слова на несколько разрядов влево или вправо (регистры сдвига), счет входных сигналов (счетчики) и т. д.

Схемы триггеров разнообразны, но часть из них содержит **простейший** триггер, называемый **RS** - триггером.

Проведем анализ работы такого триггера.

5.2.6.4 Асинхронный RS-триггер

Асинхронный **RS** - триггер имеет симметричную схему, состоящую из двух базовых логических элементов ИЛИ-НЕ или И-НЕ, охваченных перекрестной обратной связью (см. рис. 7.). Входы триггера **R** и **S** служат для управления работой триггера и называются **информационными**.

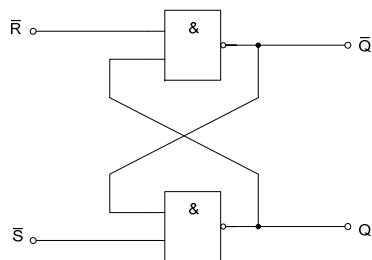


Рис.7. Схема асинхронного RS - триггера на базовых элементах И-НЕ

Один из выходов триггера называется **основным** (прямым) и обозначается буквой Q (от *Quit* – выход), другой – **инверсным** \bar{Q} .

Состояние триггера отождествляется с сигналом на основном выходе, то есть говорят, что триггер находится в единичном состоянии, **установлен**, если $Q=1$, а $\bar{Q}=0$. Если $Q=0$, а $\bar{Q}=1$, то триггер в нулевом состоянии, **сброшен**. **Смена** состояний производится определенной комбинацией сигналов на информационных входах и называется переключением, опрокидыванием, переходом.

Информационный вход, по которому триггер устанавливается в единичное состояние, называется S - входом (от Set – установка), а в нулевое состояние – R - входом (от Reset – сброс).

На рис.7. приведена схема RS - триггера на элементах И-НЕ, где информационные входы обозначены со знаком инверсии, так как на основном выходе триггера появляется лог.1, когда на установочный вход S приходит лог.0, а на R – лог.1. Аналогично триггер сбрасывается ($Q=0$, а $\bar{Q}=1$) при комбинации входных сигналов $S=1$, $R=0$.

Из схемы видно, что работа триггера описывается **системой уравнений**

$$\begin{cases} Q = \bar{S} \cdot \bar{Q} \\ \bar{Q} = \bar{R} \cdot Q \end{cases} \quad (4)$$

Используя систему уравнений (4) и учитывая таблицу истинности элемента И-НЕ (табл.3), можно **построить таблицу состояний, (таблицу переходов)** триггера, для четырех возможных комбинаций входных сигналов. Это – таблица 7 вместе с возможными интерпретациями переходов RS - триггера.

Таблица 7

\bar{S}	\bar{R}	Q	\bar{Q}	Смысл преобразования сигналов триггером
1	0	0	1	Сброс триггера, или запись нуля на выходе Q независимо от предшествующего состояния
0	1	1	0	Установка триггера, или запись единицы на Q независимо от предшествующего состояния
1	1	1	0	Хранение предшествующего состояния (если этим состоянием была строка 2 таблицы)
1	1	0	1	Хранение предшествующего состояния (если этим состоянием была строка 1 таблицы)
0	0	1	1	Запрещенная комбинация входных сигналов

На основании таблицы 7 можно сказать, что асинхронный RS - триггер позволяет **записывать и хранить** один бит информации, равный нулю или единице.

Одно из состояний этого триггера (последняя строка таблицы), когда на оба входа приходит лог.0, а на обоих выходах появляется лог.1, не соответствует определению триггера, не используется, поэтому говорят, что это состояние запрещено.

Существуют другие схемы триггеров, изучение которых выходит за рамки выполняемой лабораторной работы.

Контрольные вопросы

1. Как определяется двоичный цифровой сигнал и как его можно описать математически?
2. Какие преобразования выполняют АЦП и ЦАП?
3. Перечислите и дайте определение основных операций булевой алгебры.
4. Как определяется булева функция?
5. Что такое базовые логические элементы?
6. Объясните работу схемы БЛЭ И-НЕ.
7. Как определяются комбинационные логические схемы и как они описываются математически?
8. Как проводится анализ комбинационных схем?
9. Как проводится синтез комбинационных схем?
10. Какие преобразования выполняет дешифратор, шифратор, мультиплексор, демультиплексор?
11. Какие преобразования выполняют полный одноразрядный сумматор и полусумматор?
12. Какие основные функции выполняют триггеры и регистры?
13. Объясните работу схемы асинхронного RS- триггера.

5.3 Методические указания

3.1. Ознакомиться с расположением интегральных цифровых микросхем на лабораторном макете и цоколевками этих микросхем.

3.2. Подать напряжение питания на выбранные микросхемы от источника ЭДС +5 Вольт.

3.3. Провести анализ схемы асинхронного RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ, как это выполнено в описании к работе на элементах И-НЕ. При записи таблицы переходов этого триггера в обозначениях входов знак инверсии не ставить. Провести интерпретацию таблицы.

Собрать схему триггера и проверить его работу.

3.4. Провести синтез схемы мультиплексора с двумя входами по приведенному в описании алгоритму синтеза, который был использован для синтеза схемы сравнения (рис.6).

Собрать схему и проверить ее работу

3.5. Провести синтез полусумматора по приведенному в описании алгоритму, собрать схему и проверить работу заданного устройства.

3.6. Составить таблицу истинности одноразрядного сумматора и записать булевы функции для двух его выходов (см. рис.5). Проверить работу интегральной схемы сумматора, расположенной на макетной плате.

3.7. Оформить отчет о работе.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

1.1 Общие сведения о полупроводниках

К полупроводникам относят вещества, удельное сопротивление которых занимает промежуточное положение между удельным сопротивлением проводников, хорошо проводящих электрический ток, и диэлектриков, практически не проводящих ток. Это обширный класс материалов с удельным сопротивлением $10^8 - 10^{-6}$ Ом м.

Наибольшее применение в радиоэлектронике нашли кремний Si и германий Ge. Рассмотрим основные процессы в полупроводниках на основе идеализированной модели их кристаллической решетки. Кремний и германий являются элементами IV группы таблицы Менделеева и каждый из четырех валентных электронов их атомов образует *связанную пару* с такими же валентными электронами четырех ближайших соседей. Это так называемая ковалентная связь. Проводимость *чистых* полупроводников называют *собственной* проводимостью. Собственная проводимость невелика при комнатной температуре. В результате тепловых колебаний атомов решетки может произойти отрыв электрона от какого-то атома и электрон становится свободным. Однако в этом месте кристаллической решетки появляется незаполненное состояние, обладающее положительным зарядом, равным заряду электрона. Это вакантное состояние называется *дыркой*. Говорят, что разрыв одной валентной связи эквивалентен рождению *пары* электрон – дырка. Иногда этот процесс называют *генерацией* носителей заряда, или термогенерацией, если источником энергии является тепловая энергия атомов.

При генерации пары валентный электрон *соседнего* атома, притягиваясь к дырке, может перескочить в нее, или, как говорят, *рекомбинировать*. При этом на прежнем месте перескочившего электрона образуется *новая* дырка, которая затем может аналогично перемещаться по кристаллу. Последовательное заполнение разорванной связи электронами эквивалентно движению дырки в противоположном направлении, что эквивалент-

но движению некоторой *частицы*, имеющей *положительный* заряд.

Таким образом, дырку можно рассматривать как некоторую *фиктивную* положительную частицу – *квазичастицу*, движение которой по кристаллу может описываться математически аналогично движению электрона, что удобно с методической точки зрения. Поэтому говорят, что в полупроводниках существует *два* типа *собственной* проводимости: электронная и дырочная.

Электронная проводимость осуществляется путем направленного *движения* в межатомном пространстве свободных электронов под действием внешних полей. *Дырочная* – путем направленного *движения* фиктивных положительных частиц – *дырок*. Очевидно в чистом полупроводнике концентрации свободных электронов и дырок равны.

Примесная проводимость обусловлена внесением (легированием) в кристаллическую решетку чистого полупроводника атомов элементов, имеющих *другую* валентность. Различают *донорные* и *акцепторные* примеси. Валентность донорной примеси должна быть *больше* валентности атомов основного полупроводника, а валентность акцепторной примеси – *меньше*.

Типичным примером *донорной* примеси в четырехвалентном германии являются пятивалентные атомы мышьяка As. Четыре валентных электрона атома As связаны попарно сильными ковалентными связями с электронами четырех соседних атомов германия, а пятый электрон, не участвующий в межатомных связях, слабее связан с атомом примеси.

При внесении полупроводника с донорной примесью в электрическое поле, этот электрон легко отрывается от атома и становится *свободным*, что увеличивает проводимость материала. Очевидно, что с увеличением концентрации примеси проводимость растет. Полупроводник с донорной примесью называют *n-полупроводником*, так как он обладает преимущественно электронной проводимостью. Теперь концентрация свободных электронов больше концентрации дырок, поэтому электроны в полупроводнике n-типа – *основные* носители, а дырки – *неосновные* носители заряда.

Примером *акцепторной* примеси в Ge являются трехвалентные атомы галлия Ga. Для образования парных ковалентных связей с четырьмя ближайшими атомами германия у атома галлия не хватает одного электрона. Это приводит к тому, что атом галлия отбирает электрон у соседнего атома германия, в результате чего на последнем *возникает дырка*. На место образовавшейся дырки может переместиться электрон с соседнего атома германия и т. д. В этом случае электроны в кристалле движутся несвободно, а дырки ведут себя как *свободные*, хаотически движущиеся положительные частицы.

При внесении полупроводника с акцепторной примесью в электрическое поле возникает *направленное* движение *свободных* дырок по полю и проводимость примесного полупроводника увеличивается по сравнению с чистым материалом. Полупроводник с акцепторной примесью называют *p-полупроводником*, так как он обладает преимущественно дырочной проводимостью. Дырки в полупроводнике p-типа – *основные* носители, а электроны – *неосновные* носители заряда.

1.2 Контактные явления в полупроводниках

В полупроводниковых приборах используются особые явления, возникающие на границах раздела между полупроводниками n-типа и p-типа. Для анализа рассмотрим плоскопараллельную границу между двумя примесными полупроводниками (рис 1) и для простоты не будем учитывать неосновные носители зарядов. На рис. 1 показаны только примесные атомы в r- и n-полупроводниках, расположенные около контакта. При появлении границы раздела не участвующие в связях электроны примесных атомов n-полупроводника, расположенных около границы, переходят к примесным атомам r-полупроводника, тоже находящихся около границы, так как на атомах акцепторной примеси не заполнена одна валентная связь. Очевидно, атомы примеси n-области, отдавшие электрон, становятся *положительными ионами*, а примесные атомы r-области, принявшие электрон – *отрицательными ионами*.

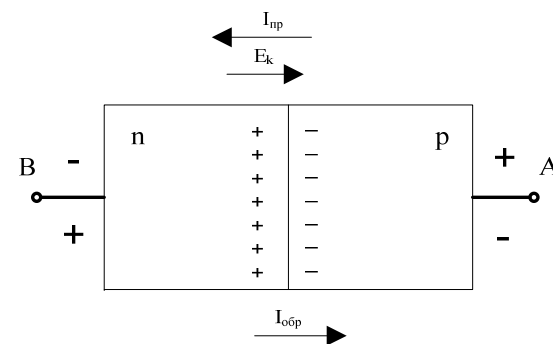


Рис 1. Простейшая структура полупроводникового диода

В результате этого *вдоль* границы раздела появляются слои *неподвижных* положительных ионов примеси в n-области и отрицательных ионов примеси в r-области. Между заряженными слоями образует-

ся *обедненный* свободными носителями заряда слой материала – так называемый заборный слой, что эквивалентно емкости. Эта емкость называется контактной емкостью.

Контакт двух полупроводников с различными типами примесной проводимости называется *p – n-переходом*. Этот переход обладает очень важным свойством – его сопротивление зависит от направления тока, что широко используется при создании полупроводниковых приборов.

Двойной слой электрических зарядов создает на переходе электрическое поле с напряженностью E_k , направленное от «+» к «-», которое называется *контактным* полем (рис.1). Контактное поле препятствует движению *основных* носителей заряда через границу раздела, поэтому разность потенциалов этого поля на переходе называется контактным напряжением U_k , или *высотой потенциального барьера*.

Если к свободным торцам полупроводников, показанных на рис.1, подключить внешний источник электрической энергии с напряжением, знак которого показан на рис.1 сверху ($U_{AB} > U_k$), то в цепи потечет *значительный* ток, обусловленный инжекцией *основных* носителей заряда. В этом случае говорят, что *переход открыт*. Очевидно, при обратном знаке приложенного напряжения, показанном внизу ($U_{AB} < U_k$), ток через переход будет *малым*, так как он обусловлен только *неосновными* носителями зарядов полупроводников и говорят – *переход заперт*.

Таким образом, р – n-переход хорошо проводит ток в одном направлении и плохо – в противоположном, то есть обладает *односторонней проводимостью*.

1.3 Полупроводниковые диоды

Рассмотренное выше свойство односторонней проводимости р – n-перехода используется в полупроводниковых диодах, которые отличаются от структуры рис.1 тем, что торцы кристаллов имеют металлические контакты, с помощью которых диод включается в электрическую цепь. Говорят, что диод – двухполюсник. На рис. 1 справа показано условное графическое обозначение диода, причем стрелка указывает направление, в котором диод хорошо пропускает ток.

Электрические свойства диода определяются зависимостью протекающего через него тока I от приложенного напряжения U , которая называется вольт-амперной характеристикой (ВАХ) диода. Вольт-амперные характеристики диодов снимаются экспериментально и их типичный вид показан на рис. 1 в описании к лабораторной работе «Выпрямление». Видно, что ВАХ диодов существенно нелинейны, то есть диоды – нелинейные *резистивные* элементы (резисторы).

Под сопротивлением нелинейного резистора постоянно-му току понимается отношение напряжения на резисторе к протекающему току, то есть $R=U/I$. Значит, каждой точке ВАХ будет соответствовать *свое* значение сопротивления. Графически это сопротивление определяется наклоном секущей, проведенной из начала координат в определенную точку, например, точку 1. Сопротивление диода в этой точке равно $R_1=U_1/I_1 = \text{ctg } \beta_1$. Из графика видно, что изменение напряжения даже в *области* практически *линейного* участка нелинейной ВАХ приводит к изменению сопротивления диода постоянному току.

Таким образом, диод является нелинейным резистором и обладает односторонней проводимостью, так как имеет большое сопротивление при отрицательном приложенном напряжении и малое сопротивление – при положительном U .

1.4 Полупроводниковые триоды (транзисторы)

Транзистор представляет собой трехслойную полупроводниковую структуру с чередующимся типом примесной проводимости. Если транзистор состоит из двух р- областей полупроводника, разделенных n- областью, то это р – n – р-транзистор, если проводимость трех областей противоположна, то это n – р – n-транзистор. В любом случае средняя область транзистора называется *базой*, левая – *эмиттером*, правая – *коллектором*. Каждая область имеет электрический вывод, то есть транзистор – трехполюсник. Простейшая структура n – р – n-транзистора и его условное обозначение показаны на рис.1 в описании к лабораторной работе «Мультивибратор на транзисторах».

Итак, транзистор содержит *два* р – n-перехода, разделенных областью базы. Переход между эмиттером и базой называется эмиттерным, или первым переходом, а между коллектором и базой – коллекторным, или вторым переходом. Особенностью транзистора является то, что толщина области базы делается очень узкой, так что два перехода в транзисторе *взаимодействуют* между собой. Взаимодействие переходов обеспечивает характерные свойства транзистора, которые определяют работу *схем*, включающих в себя транзисторы.

Поскольку транзистор содержит *два* р – n-перехода, то его электрические свойства должны зависеть от четырех комбинаций напряжений на этих переходах. Кроме того, поскольку токи через переходы в общем случае различны, то транзистор в схемах оказывается включенным в две цепи тока, чаще всего в цепь тока эмиттера (или базы) и тока коллектора – в коллекторную цепь. Так как транзистор – трехполюсник, то при включении его в схему один электрод является общим для входа и выхода, поэтому различают схемы включения транзистора: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) и с общим коллектором (ОК).

Электрические свойства транзистора определяются двумя семействами характеристик, которые снимаются экспериментально, и для разных включений транзистора различны. В лю-

бом случае ВАХ транзисторов нелинейны и показывают *одностороннюю проводимость* транзисторов.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Спектральное представление периодических сигналов

Великим французским математиком Фурье доказана теорема: периодическая функция $f(t) = f(t + nT)$, удовлетворяющая условиям Дирихле, может быть представлена в виде тригонометрического ряда. В случае периодического напряжения этот ряд может быть записан в двух формах

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n), \quad (1)$$

где $\omega_1 = 2\pi/T$ – частота повторения процесса, T – период сигнала, а коэффициенты рядов равны

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos n\omega_1 t dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin n\omega_1 t dt \quad (2)$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{b_n}{a_n}.$$

Описание периодических сигналов в виде суммы гармонических составляющих – *правая часть* (1) – называется *спектральным* (частотным) представлением сигналов.

Очевидно соотношение (1) определяет взаимно-однозначную связь между *двумя математическими моделями* аналоговых сигналов – *временным* описанием $u(t)$ и описанием сигналов в *частотной* области. Из него следует, что *любое* изменение *формы* сигнала, то есть изменение $u(t)$, ведет к изменению спектра сигнала, и наоборот.

Совокупность (набор) гармоник, из которых состоит сложный сигнал, называется его *спектром*.

Основные черты спектра периодического сигнала.

Согласно (1) периодический сигнал состоит из суммы гармонических колебаний – *гармоник*, частоты которых обра-

зуют **дискретный** ряд чисел: $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$ и определяются только периодом сигнала. По этой причине спектр периодического сигнала называют **дискретным**.

Из (2) следует, что амплитуды A_n и начальные фазы φ_n гармоник зависят от формы сигнала $u(t)$, то есть содержат информацию, заключенную в сигнале, – это **информационные** параметры спектра.

Спектр сигналов принято изображать графически, в виде зависимости амплитуд гармоник от частоты – амплитудный спектр, и зависимости начальных фаз гармоник от частоты – спектр фаз.

На рис. 5 в описании к работе «Выпрямление» для примера показан амплитудный спектр тока в однополупериодном и двухполупериодном выпрямителях.

Литература

1. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1990, 512с.
2. Шилов В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. М.:Наука, 1977, 360с.
3. Гутников В.С.Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.:Энергоатомиздат, 1988, 308с.
4. Достал И. Операционные усилители. М.:Мир,1982, 380с.
5. Хоровиц П., Хилл У., Искусство схемотехники. М.: Мир, 1983.
6. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. М.: “Солон-Р”, 2001.
7. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях. Практикум на Electronics Workbench т. 2. Электроника. Под общей редакцией Д. И. Панфилова. М.: ”Додэка”, 2001.
8. Анисимов А. В., Артамонов А. Б., Лебедев А. Н. Аналоговые и гибридные вычислительные машины. М.: Высшая школа, 1984.
9. Фролкин В.Т., Попов Л.Н. Импульсные и цифровые устройства. М.: Радио и связь, 1992, 366с.
10. Ерофеев Ю.И.Основы импульсной техники. М.: Высшая школа, 1989, 527с.
11. Гольденберг Л. И. Импульсные устройства. М.: Радио и связь, 1986, 222с.
12. Касаткин А.С. Немцов М.В. Электротехника. М.: Высшая школа, 2003, 541с.
13. Немцов М.В. Светлаков И.И. Электротехника. Ростов-н/Дону: Феникс, 2004, 567с.