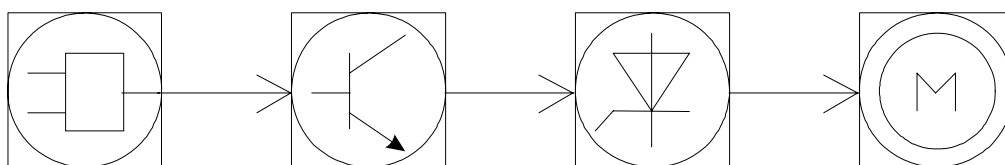


В.А.Тихомиров

Основы информационной электроники

Курс лекций



Нижний Новгород
2004

Содержание

Введение	4
1. Полупроводниковые диоды	6
1.1. Принцип работы диода	6
1.2. Вольт-амперная характеристика диода (ВАХ)	7
1.3. Выпрямительные диоды	9
1.4. Высокочастотные диоды	10
1.5. Импульсные диоды	10
1.6. Стабилитроны и стабисторы	10
2. Биполярные транзисторы	11
2.1. Общие принципы	11
2.2. Основные параметры транзистора	12
2.3. Схемы включения транзисторов	13
2.3.1. Схема с общим эмиттером	14
2.3.2. Схема включения транзистора с общим коллектором	18
2.3.3. Схема с общей базой	18
3. Полевые транзисторы	18
3.1. Полевой транзистор с р-п переходом	18
3.1.1. Входные и выходные характеристики полевого транзистора с р-п переходом и каналом n-типа	20
3.1.2. Схема ключа на полевом транзисторе с р-п переходом	21
3.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором	21
3.2.1. Входные и выходные характеристики МОП- транзистора с каналом n - типа	22
3.2.2. МОП – транзисторы с индуцированным каналом	22
3.2.3. Крутизна	23
3.2.4. Особенности полевых МОП- транзисторов	23
3.2.5. Ключ на КМОП - транзисторах с индуцированным каналом	24
4. Тиристоры	24
4.1. Принцип работы тиристора	24
4.2. Основные параметры тиристорov	25
4.3. Двухполупериодный управляемый выпрямитель	26
4.4. Регулятор переменного напряжения	26
5. Интегральные микросхемы	27
5.1. Общие положения	27
5.2. Аналоговые микросхемы. Операционные усилители	27
5.2.1. Свойства ОУ	27
5.2.2. Основы схемотехники ОУ. Входной дифференциальный каскад	28
5.2.3. Параметры операционных усилителей	29
5.2.4. Основные схемы включения ОУ. Инвертирующее включение	29
5.2.5. Неинвертирующее включение	31
5.2.6. Ограничитель сигнала	31
5.2.7. Компараторы	32
5.2.8. Активные фильтры	33

6. Цифровые интегральные микросхемы	34
6.1. Общие понятия	34
6.2. Основные свойства логических функций	34
6.3. Основные логические законы	35
6.4. Функционально полная система логических элементов	35
6.5. Обозначения, типы логических микросхем и структура ТТЛ	36
6.6. Синтез комбинационных логических схем	37
6.6.1. Методы минимизации	38
6.6.2. Примеры минимизации, записи функции и реализации	39
6. 7. Интегральные триггеры	40
6.7.1. RS асинхронный триггер	41
6.7.2. Асинхронный D – триггер	41
6.7.3. Синхронный D - триггер со статическим управлением	42
6.7.4. Синхронный D -триггер с динамическим управлением	42
6.7.5. Синхронный JK – триггер	42
6.7.6. T - триггер	43
6.7.7. Вспомогательные схемы для триггеров. Схема генератора импульсов	43
6.8. Мультиплексоры и демультиплексоры	43
6.9. Дешифраторы	44
6.10. Двоичные счетчики-делители	45
6.11. Регистры	46
7. Элементы оптоэлектроники	48
8. Практические занятия	50
8.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления	50
8.2. Однофазная двухполупериодная схема выпрямления	50
8.3. Работа однофазного двухполупериодного выпрямителя при прямоугольном питающем напряжении	51
8.4. Стабилизатор напряжения на стабилитроне	51
8.5. Схема триггера на биполярных транзисторах	52
8.6. Мультивибратор на транзисторах	53
8.7. Ждущий мультивибратор на транзисторах	53
Литература	54

Введение

Электроника – это область науки и техники, которая занимается изучением физических основ функционирования, исследованием, разработкой и применением приборов, принцип действия которых основан на протекании электрического тока в вакууме, газе, в твердом теле. Такими приборами являются: электронные приборы (ток в вакууме), ионные приборы (ток в газе), полупроводниковые приборы. В настоящее время наиболее распространены полупроводниковые приборы.

Часть электроники, которая занимается вопросами применения различных приборов, называется промышленной электроникой. Она разделяется на два направления:

1. Информационная электроника – занимается вопросами управления различными процессами. К устройствам информационной электроники относятся: аналоговые усилители и преобразователи сигналов, генераторы сигналов, оптоэлектронные устройства, логические элементы, цифровые устройства, микропроцессорные системы. Они предназначены для измерения, обработки, передачи, хранения и отображения информации.
2. Энергетическая (силовая) электроника – занимается преобразованием параметров электроэнергии. К устройствам энергетической электроники относятся: выпрямители, инверторы, преобразователи частоты, регуляторы напряжения.

В качестве примера на рис. 1а показана структура электропривода с АД, где устройство управления УУ и система датчиков Д относятся к устройствам информационной электроники, а полупроводниковый преобразователь электроэнергии ПП – к устройствам энергетической электроники.

Начало развития электроники можно отнести к началу 20 века, когда в 1904 г. англичанин Д. Флеминг создал первую электронную лампу (диод). В 1906 г. американец Л. Форест, введя в диод управляющий электрод, получил триод, способный усиливать и генерировать электрические колебания. В России первую электронную лампу создал в 1914 г. Н.Д. Папалекси.

В 30-х годах началось активное изучение полупроводниковых материалов с целью их использования в электронике. Большой вклад в решение этой проблемы внесли теоретические работы советских физиков, возглавляемых академиком А.Ф. Иоффе.

В 1948 г. американскими учеными был изобретен первый полупроводниковый усилительный прибор – биполярный транзистор. Аналогичные приборы несколько позже разработали советские ученые А.В. Красилов и С.Г. Мадоян.

Обладая существенными преимуществами по сравнению с электронными лампами, транзисторы обусловили бурное развитие полупроводниковой электроники. Применение транзисторов в сочетании с

печатным монтажом позволило получить малогабаритные электронные устройства с относительно малым потреблением электроэнергии.

В 1957 г. фирмой General Electric был создан тиристор.

В 1958 г. появился первый полевой транзистор.

Дальнейший скачок в развитии электроники стал возможен с появлением интегральных микроэлектронных схем. Первая интегральная микросхема была анонсирована в 1959 г. американцем Килби. Интегральная микросхема (ИС) – это электронное устройство, элементы которого изготавливаются в едином технологическом цикле, т.е. одновременно, на едином основании - подложке. Промышленный выпуск ИС был начат в начале 60-х годов. Первая цифровая интегральная микросхема ТТЛ-логики появилась в 1961 г., первый интегральный операционный усилитель $\mu A709$ был разработан в 1964 г. двадцатичетырехлетним американским ученым Р. Видларом (спустя два года после окончания университета, где он получил степень бакалавра). Все это способствовало бурному прогрессу в развитии информационной электроники и микроминиатюризации электронных устройств. Эти тенденции получили еще большее развитие с появлением больших (БИС – 1969 г.), а затем и сверхбольших (СБИС – 1975 г.) интегральных микросхем, которые позволили разработать и внедрить во все сферы деятельности человека микроЭВМ. Основным элементом в таких ЭВМ стал микропроцессор – СБИС, содержащая десятки и сотни тысяч элементов на одном кристалле. Первый четырехразрядный микропроцессор был изготовлен фирмой Intel в 1971 г., а на следующий год - восьмиразрядный.

В настоящее время интегральные микросхемы и дискретные полупроводниковые приборы стали основной элементной базой современных устройств промышленной электроники. Совместно с ними применяются резисторы, конденсаторы, дроссели.

1. Полупроводниковые диоды

1.1. Принцип работы диода

Основой современных полупроводниковых приборов является кремний или германий. Чтобы полупроводниковый элемент был пригоден для создания электронного устройства, в него необходимо добавить примесь. Существует два типа полупроводников с примесями: *n*-типа и *p*-типа. Для получения полупроводника *n*-типа в него добавляют донорную примесь (например, мышьяк, сурьма), которая обеспечивает появление в межатомном пространстве свободных электронов, а в кристаллической решетке появляется такое же количество неподвижных положительных ионов донора. Для получения полупроводника *p*-типа в него добавляют акцепторную примесь (например, индий, галлий), которая обеспечивает появление в межатомном пространстве свободных дырок, а в кристаллической решетке появляется такое же количество неподвижных отрицательных ионов акцептора. **Дырка** – это место в кристаллической решетке полупроводника, где недостает электрона. Положительный ион – это атом, потерявший электрон, а отрицательный ион – это атом, получивший электрон. В твердых телах атомы неподвижны, т.к. закреплены в узлах кристаллической решетки.

В полупроводниках *n*-типа ток переносят отрицательно заряженные частицы – электроны, а в полупроводниках *p*-типа – положительно заряженные частицы – дырки. Перемещение дырок – это перемещение мест с отсутствующими электронами в результате движения электронов.

Основой полупроводникового диода является двухслойная структура, созданная на основе кристалла полупроводника, имеющего две области. В одну область кристалла вводится донорная примесь (*n*- область), а в другую – акцепторная (*p*- область). Структура полупроводникового диода имеет вид, показанный на рис.1.

Граница раздела двух областей с различной проводимостью называется ***p-n переходом***. Из-за встречной ***диффузии*** через *p-n* переход дырок (из *p*- в *n*- область) и электронов (из *n*- в *p*- область) в тонком слое вблизи *p-n* перехода происходит ***рекомбинация*** (взаимная компенсация) дырок и электронов (дырки заполняются электронами). В результате между *p*- и *n*-областями образуется так называемый ***обедненный слой***, который имеет очень мало свободных носителей заряда. Как только электроны покидают *n*-область, в ней начинает действовать суммарный заряд лишних положительных ионов, который будет тянуть свободные электроны обратно и препятствовать их движению в сторону *p-n* перехода. Точно также, когда дырки покидают *p*- область, в ней начинает действовать суммарный заряд лишних отрицательных ионов, который будет тянуть свободные дырки обратно и препятствовать их движению в сторону *p-n* перехода. Заряды неподвижных ионов примесей оказываются не скомпенсированы и создадут по обе стороны *p-n* перехода область объемного заряда – рис.1. Этот объемный заряд образует ***потенциальный барьер***. Энергия носителей

зарядов оказывается недостаточной, чтобы преодолеть этот барьер, поэтому их диффузия прекращается.

Если к полупроводниковому диоду приложить внешнее напряжение так, чтобы его положительный потенциал присоединен к р-слою, то дырки и электроны будут как бы отталкиваются источником внешнего напряжения в сторону р-п перехода. Потенциальный барьер уменьшается, переход **основных носителей** зарядов через границу (электронов из n-слоя и дырок из р-слоя) и их взаимная компенсация возрастают, следовательно, через диод будет протекать ток. Источник будет поставлять в n-слой новые электроны, а в р-слое создавать новые дырки.

При обратном знаке напряжения электроны притягиваются к положительному потенциалу источника, а дырки – к отрицательному, потенциальный барьер в области р-п перехода увеличивается, переход зарядов через границу почти прекращается, ток через диод очень мал. Этот ток обусловлен **тепловым** разрушением ковалентных связей в обоих слоях и образованием пар электрон-дырка. **Неосновные носители** (электроны в р-слое и дырки в n-слое) имеют такой знак заряда, который способствует их прохождению через переход.

Полупроводниковый диод – это своеобразный **конденсатор**: области n и р можно рассматривать как обкладки конденсатора, а р-п переход – как изолятор между обкладками. Различают диффузионную (при прямом приложенном напряжении) и барьерную (при обратном напряжении) емкости диода. Емкость полупроводникового диода – это бесплатное приложение к его основному свойству – к односторонней проводимости. Во многих случаях это свойство является вредным, т.к. ухудшает работу диода на высоких частотах, в импульсных режимах и обуславливает его инерционность.

Изображение диода на электрической схеме показано на рис. 2. Вывод р-слоя называется **анодом** (А). Вывод n-слоя называется **катодом** (К).

Включение диода в простейшую электрическую цепь показано на рис. 3, 4. На рис.3 диод является проводником, поэтому в цепи должен быть элемент, ограничивающий ток. Таким элементом является резистор R_n . Ток через него равен: $I = (U - U_{пр}) / R_n$. $U_{пр} \approx 0$, поэтому $I = U / R_n$; $U_{R_n} = I R_n = U$.

При обратном включении диода через него протекает незначительный обратный ток. Для диодов на малые токи обратный ток может составлять десятки нА, у больших диодов – десятки мА. Схема при обратном включении диода представлена на рис. 4. Для нее $U = U_{R_n} + U_{обр}$, $U_{R_n} = I_{обр} \cdot R_n \approx 0$, т.к. $I_{обр} \approx 0$, поэтому $U = U_{обр}$.

Часто диод включен в схему, где приложенное напряжение является переменным. Виды этих напряжений:

1. Синусоидальное, показано на рис. 5.
2. Прямоугольное, показано на рис.6
3. Треугольное.
4. Экспоненциальное.

1.2. Вольт-амперная характеристика диода

Свойства диода определяются его вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Вольт-амперная характеристика диода показана на рис. 7. *Приближенно* она может быть описана уравнением:

$$I = I_0(e^{U/m\phi_T} - 1),$$

где I_0 – ток насыщения обратного смещенного перехода (обратный тепловой ток); U – напряжение на p-n переходе; $\phi_T = kT/q$ – тепловой потенциал, равный контактной разности потенциалов ϕ_k на границе p-n перехода при отсутствии внешнего напряжения; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ кулон – заряд электрона; m – поправочный коэффициент, учитывающий отклонение от теории. При комнатной температуре $T = 300\text{K}$, $\phi_T = 0,026\text{В}$.

На ВАХ различают две ветви: **прямая ветвь**, которая находится в первом квадрате и **обратная ветвь** в третьем квадрате. Уравнение (1) хорошо описывает характеристику реального диода в прямом направлении и для небольших токов, В соответствии с (1) сопротивление диода является нелинейным. В случае линейного сопротивления ВАХ была бы прямая линия.

На прямой ветви реальной ВАХ имеется резкий загиб, который характеризуется **напряжением включения**. Для германиевых диодов напряжение включения равно примерно 0,3В, для кремниевых – примерно 0,6В.

Значение обратного тока на обратной ветви примерно постоянно в широком диапазоне напряжения. При превышении определенного значения обратного напряжения, называемого напряжением пробоя $U_{\text{проб}}$, начинается лавинообразный процесс нарастания обратного тока, соответствующий электрическому пробоему p-n перехода. Если в этот момент ток не ограничить, то электрический пробой перейдет в тепловой. Тепловой пробой обусловлен ростом числа носителей в p-n переходе. При этом мощность, выделяющаяся в диоде $U_{\text{обр}}I_{\text{обр}}$, не успевает отводиться от перехода, его температура растет, растет обратный ток и, следовательно, продолжает расти мощность. Тепловой пробой необратим, т.к. разрушает p-n переход.

У любого диода оговаривается несколько **основных параметров**:

- номинальный прямой ток;
- максимальное обратное напряжение;
- прямое падение напряжения;
- постоянный обратный ток;
- максимальный прямой ток (для него оговаривается режим работы, например, время проводимости).

Преобладают кремниевые диоды, так как имеют более высокую предельную рабочую температуру (150°C против 75°C для германиевых), допускают большую плотность прямого тока (60...80А/см² по сравнению с 20... 30А/см²), обладают меньшими обратными токами (примерно на

порядок) и большими допустимыми обратными напряжениями (1500...2800В по сравнению с 600...800В). Однако кремниевые диоды имеют большее прямое падение напряжения. Прямое падение напряжения при прямом номинальном токе обозначается $U_{пр}$. $U_{пр}=0,3...0,4В$ для германиевых диодов, $U_{пр}=0,6...1,2В$ для кремниевых диодов.

Работоспособность диода определяется выделяемой на нем мощностью $P=UI$. U и I относятся к определенной точке ВАХ. Мощность определяет нагрев. Рабочий участок диода на ВАХ рис. 7 отмечен жирной линией. Если диод начинает работать на не рабочих участках ВАХ, он выходит из строя. На не рабочих участках мощность превышает допустимую, нагрев превышает допустимый. При нагреве, превышающем допустимый, диод разрушается. Зависимость ВАХ от температуры показана на рис. 10.

При рассмотрении режимов работы схем с диодами их часто представляют в виде идеализированных приборов, которые являются идеальными проводниками в прямом направлении и идеальными изоляторами в обратном направлении. **Идеализированная** ВАХ представлена на рис. 9.

По назначению различают следующие типы диодов:

1. Выпрямительные.
2. Импульсные.
3. Высокочастотные.
4. Стабилитроны и стабилитроны.

Диоды различают также по мощности и по частотным свойствам.

1.3. Выпрямительные диоды

Предназначены для работы при напряжениях частоты до нескольких кГц и при некрутых фронтах питающего напряжения. Не предназначены для прямоугольного питающего напряжения. Для выпрямительных диодов оговариваются два основных параметра:

1. Ток прямой номинальный (среднее значение).
2. Напряжение обратное максимальное (мгновенное).

Диоды выпускаются на ток 10мА...1000А. Обратное напряжение находится в пределах от 10В до нескольких кВ. Для мощных диодов (ток > 10А) обратное напряжение определяют классом диода. Класс диода - это 100В, умноженное на цифру класса. Цифра класса от 1 до 20. Например: Д50-12, здесь 50 –ток прямой номинальный в А; 12 – класс. Класс – это параметр, используемый для мощных диодов и характеризующий обратное напряжение. У мощных диодов номинальный прямой ток допустим только при установке диода на радиатор и при принудительном охлаждении со скоростью воздуха 12м/с. Без принудительного охлаждения воздухом (имеется только радиатор) допустимый ток составляет около 30% от номинального. У современных диодов распространены следующие обозначения: ДХХХУ или КДХХХУ, где КД – кремниевый диод, ХХХ –

цифры, Y – буква. Первая цифра говорит о виде диода (выпрямительные – 1,2). Буква определяет обратное напряжение.

Второстепенные параметры:

1. Максимальный обратный ток $I_{обр.макс}$ (от десятков нА до десятков мА).
2. Прямое падение напряжения $U_{пр}$ (0,3...1,2В).
3. Максимальная рабочая частота, до которой обеспечиваются заданные токи, напряжения и мощность.
4. Время восстановления запирающих свойств диода.

Диод не проводит (или запирается) при приложении обратного напряжения. Запирание – переход от проводящего состояния к непроводящему. При приложении прямоугольного обратного напряжения диод ведет себя как показано на рис.11. Интервал I – время рассасывания носителей, интервал II – бросок обратного тока. Он связан с наличием барьерной емкости диода. Интервал t_v – время восстановления, т.е. время перехода от проводящего состояния до момента установления обратного тока на ВАХ. Из-за не идеальности диода ограничивается предельная частота его работы. При очень высокой частоте диод перестает выполнять свои функции.

1.4. Высокочастотные диоды

Для них оговариваются те же параметры (основные и второстепенные), но они могут работать при высокой частоте и обладают малым временем восстановления (по сравнению с выпрямительными). Для них приводится график прямого тока в зависимости от частоты. График представлен на рис. 12.

1.5. Импульсные диоды

Оговариваются те же основные параметры, что и для рассмотренных выше диодов, и приводится еще важный второстепенный параметр – импульсный ток за оговоренное время.

1.6. Стабилитроны и стабилитроны

Рабочей частью ВАХ у стабилитронов является обратная ветвь. Прямая ветвь такая же как у диодов, она также может использоваться.

ВАХ стабилитрона представлена на рис. 13. Для стабилитронов указывается два основных параметра:

$U_{ст}$ – напряжение стабилизации стабилитрона;

$I_{ст.н}$ – номинальный ток стабилитрона.

$U_{ст}=3,3...170В$. Для $U_{ст}$ указывается разброс в процентах или в вольтах, а также изменение $U_{ст}$ при изменении температуры. У маломощных стабилитронов $I_{ст.мин}=1...3mA$, $I_{ст. макс}=30mA$. $I_{ст.н}$ у мощных стабилитронов составляет несколько сот мА.

Стабилитроны – это стабилитроны, у которых используется прямая ветвь ВАХ. ВАХ стабилитрона показана на рис. 14. Такая ВАХ создается

технологически. Стабистор – это диод с большим падением напряжения, которое постоянно при изменении тока. Стабилитроны и стабисторы могут соединяться последовательно, но не параллельно. Они используются в стабилизаторах и ограничителях напряжения.

2. Биполярные транзисторы

2.1. Общие принципы

Биполярные транзисторы - это приборы на основе *трехслойной* структуры. Существуют две структуры, которые представлены на рис. 15а, 15б. Структура транзистора имеет три области с тремя чередующимися типами проводимости. В зависимости от порядка чередования областей различают транзисторы р-п-р- и п-р-п типа. Они имеют два р-п перехода. Существуют еще полевые транзисторы, имеющие другие структуры.

Транзистор является *управляемым прибором*. Управляющим выводом является *база Б*, который делается от среднего слоя. Другие два вывода называются *эмиттер Э* и *коллектор К*. Управляющей цепью является переход база-эмиттер Б-Э. Этот переход является диодным и ток через него может протекать только по направлению проводимости диодного перехода. Цепь коллектор-эмиттер К-Э является управляемой цепью. С помощью тока через переход Б-Э можно управлять током через переход К-Э.

Принцип работы транзистора поясняется с помощью рис. 16.

Переход база-эмиттер (эмиттерный переход) за счет источника E_b смещен в прямом направлении, а переход коллектор-база (коллекторный переход) за счет источника E_k смещен в обратном направлении. Переход база-эмиттер – это диод, включенный в прямом направлении. Переход коллектор-база – это диод, включенный в обратном направлении. Благодаря смещению перехода база-эмиттер в прямом направлении электроны из эмиттера п-типа переходят в базу р-типа и движутся по направлению к обедненному слою на переходе база-коллектор. Эти электроны, являющиеся неосновными носителями в области базы, достигнув обедненного слоя, затягиваются полем объемного заряда коллекторного перехода и стремятся к минусу источника E_k , создавая тем самым в транзисторе коллекторный ток.

Лишь малая часть электронов в базе р-типа в процессе движения в сторону коллектора рекомбинирует с дырками. Дело в том, что база делается слабо легированной, т.е. с низкой концентрацией дырок, и очень тонкой. Когда электрон рекомбинирует в базе, происходит кратковременное нарушение равновесия, т.к. база приобретает отрицательный заряд. Равновесие восстанавливается с приходом дырки из базового источника E_b . Этот источник является поставщиком дырок для компенсации рекомбинирующих в базе зарядов, и эти дырки образуют базовый ток транзистора. Благодаря базовому току в базе не происходит накопления отрицательного заряда и переход база-эмиттер поддерживается смещенным в прямом направлении, а это, в свою очередь, обеспечивает протекание коллекторного тока.

Если коллекторную цепь разорвать, то все электроны циркулировали бы в цепи база-эмиттер. При наличии коллекторной цепи большая часть электронов устремляется в коллектор.

Таким образом, транзистор является прибором, который *управляется током*. Уменьшение потока электронов через коллекторный переход по сравнению с их потоком через переход эмиттер-база характеризуется *коэффициентом передачи* тока эмиттера $\alpha = I_k / I_\epsilon$. Обычно $\alpha = 0,9 \dots 0,995$. Отношение тока коллектора к току базы называется *коэффициентом усиления тока* базы в рассматриваемой схеме включения транзистора (она называется схемой с общим эмиттером). Этот коэффициент обозначают $h_{21\epsilon}$. Он равен $h_{21\epsilon} = I_k / I_\epsilon \gg 1$. Обычно $h_{21\epsilon} = 10 \dots 300$.

Физически в работе транзистора принимают участие заряды двух типов (электроны и дырки), поэтому он называется *биполярным*.

При рассмотрении смещенного в прямом направлении перехода база-эмиттер мы учитывали только электроны, пересекающие этот переход. Такой подход оправдан тем, что область эмиттера n-типа специально легируется очень сильно, чтобы обеспечить большое количество свободных электронов. В тоже время область базы легируется очень слабо, что дает настолько мало дырок, что ими можно пренебречь при рассмотрении тока через переход база-эмиттер.

Таким образом, транзистор является *усилительным прибором*. В зависимости от схемы включения он может обеспечивать усиление по току, напряжению или по мощности. Возможно одновременное усиление и по току, и по напряжению, и по мощности.

Обозначения транзисторов типа p-n-p и n-p-n на электрических схемах показаны на рис. 17, 18.

2.2. Основные параметры транзистора

1. Коэффициент усиления по току.

Обычно используется коэффициент усиления $h_{21\epsilon}$ в схеме с общим эмиттером:

$$h_{21\epsilon} = I_k / I_\epsilon \gg 1,$$

где I_ϵ - ток базы; I_k - ток коллектора.

Транзистор является как бы узлом, как показано на рис. 19, поэтому

$$I_\epsilon = I_\epsilon + I_k.$$

Токи коллектора и эмиттера связаны соотношением:

$$I_k / I_\epsilon = \alpha < 1.$$

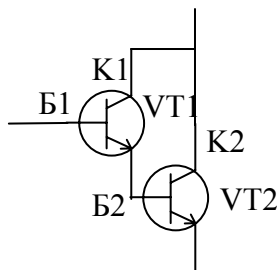
Найдем связь α и $h_{21\epsilon}$.

$$\alpha = I_k / (I_\epsilon + I_k) = 1 / (I_\epsilon / I_k + 1) = 1 / (1 / h_{21\epsilon} + 1) = h_{21\epsilon} / (1 + h_{21\epsilon})$$

-это очень близко к 1. Аналогично находим:

$$h_{21\epsilon} = I_k / I_\epsilon = \alpha / (1 - \alpha).$$

Иногда для получения большого коэффициента усиления используется *схема составного транзистора*, которая получается, если два транзистора соединить по схеме:



Коэффициент усиления составного транзистора:

$$I_{K1} = \beta_1 \cdot I_{B1};$$

$$I_{K2} = \beta_2 \cdot I_{B2};$$

$$I_{B2} = I_{E1} = (1 + \beta_1) \cdot I_{B1};$$

$$I_K = I_{K1} + I_{K2}.$$

Из этих уравнений:

$$I_K = [\beta_1 + (1 + \beta_1) \cdot \beta_2] \cdot I_{B1} \approx \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{B1}.$$

Коэффициент усиления транзистора $h_{21Э}$ зависит от частоты, на которой работает транзистор, и от тока коллектора. С увеличением частоты $h_{21Э}$ падает. Это связано с проявлением его инерционных свойств в основном из-за наличия емкости коллекторного перехода. Для большинства транзисторов указывается граничная частота, при которой коэффициент усиления равен единице. Зависимость $h_{21Э}$ от тока коллектора представлена на рис. 20.

Любое включение, отличное от нормального, называется инверсным. Инверсия - изменение знака. Инверсное включение транзистора показано на рис. 21. При этом $h_{21Э}$ сильно падает и прибор перестает быть усилителем, хотя и остается управляемым.

2. Напряжение коллектор-эмиттер максимальное – $U_{КЭ\max}$.

Указывается при отключенной (оборванной) базе или при конечном значении сопротивления $R_{БЭ}$, которое включается как показано на рис. 22. $U_{КЭ}$ при оборванной базе меньше, чем $U_{КЭ}$ при наличии $R_{БЭ}$. Величина $R_{БЭ}$ обычно указывается в справочнике. В настоящее время выпускаются транзисторы на напряжение до 1500 В.

3. Ток коллектора максимальный – $I_K\max$; ток коллектора импульсный за определенное время – $I_{ки} > I_K\max$.

4. Частотные свойства транзистора.

Различают: низкочастотные, среднечастотные, высокочастотные и сверхвысокочастотные (СВЧ) – Таблица 1. Есть также импульсные или переключательные транзисторы.

Обозначения транзисторов:

КТ XXX А, Б..., где XXX – цифры; буквы А, Б... характеризуют особенности электрических параметров. Например, КТ 908- импульсный, КТ 315 - очень распространен. ГТ XXX - германиевый транзистор. Чем больше значения цифр, тем выше частотные свойства и мощность транзистора. Изменение свойств транзисторов в зависимости от значений цифр иллюстрируется с помощью таблицы 1. В настоящее время существует большое количество транзисторов с четырьмя цифрами в обозначении.

2.3. Схемы включения транзисторов

В зависимости от того, какой из трех выводов является общим для входной и выходной цепи, различают *три основные схемы* включения транзисторов: *схема с общим эмиттером, схема с общим коллектором, схема с общей базой*.

2.3.1. Схема с общим эмиттером

Схема с общим эмиттером используется наиболее часто. Схема представлена на рис. 23. Взаимосвязь токов и напряжений в транзисторе устанавливают **входные и выходные характеристики**. Входные и выходные характеристики представлены соответственно на рис. 24, 25. Входная характеристика повторяет уже знакомую нам вольт-амперную характеристику диода. При изображении выходной характеристики необходимо помнить, что коллекторный переход работает в режиме диода, включенного в обратном направлении. Поэтому **выходная характеристика – это обратная ветвь вольт-амперной характеристики диода, перенесенная в первый квадрант**. Выходных характеристик целое семейство, т.к. они изображаются для разных значений токов базы. При $I_B=0$ через транзистор протекает тепловой ток I_{K0} обратно смещенного коллекторного перехода.

Коэффициент усиления входного тока базы схемы с общим эмиттером $h_{21Э}=I_K/I_B$. Схема обеспечивает также усиление по напряжению и по мощности. Схема применяется как усилительная и как ключевая.

Ключевой режим работы транзистора

Схема с общим эмиттером с ключевым режимом работы транзистора применяется для промежуточного усиления, как схема сигнализации, как схема питания электромагнитного реле. Такая схема является основой интегральных логических элементов.

Свойства транзистора как усилителя тока описываются уравнением: $I_K=h_{21Э} \cdot I_B$, где $h_{21Э}>10$. Из этого уравнения видно, что регулируя сравнительно небольшой ток базы, можно управлять значительным током нагрузки, расположенной в коллекторе транзистора. Максимальный ток коллектора, который можно получить в схеме с коллекторной нагрузкой, равен:

$$I_{K \max} \approx U_{\text{пит}}/R_K .$$

Максимальному току коллектора соответствует максимальный ток базы $I_{B \max}$. Дальнейшее увеличение тока базы не приведет к увеличению тока коллектора, т.к. транзистор полностью открыт, падение напряжения на нем близко к нулю и он не определяет ток коллектора. Принято говорить, что он находится в состоянии насыщения. Это состояние характеризуется коэффициентом насыщения. **Коэффициент насыщения** характеризует превышение реального базового тока над требуемым. Он равен отношению $I_B/I_{B \max}$. Его величина всегда больше единицы. Чем сильнее будет насыщен транзистор, тем меньше будет напряжение коллектор–эмиттер и тем меньше будут тепловые потери в транзисторе. Однако чрезмерное насыщение чревато большой неприятностью – в таком состоянии база транзистора накапливает большое количество неосновных носителей, которые задерживают выключение транзистора, когда прекращается ток базы. При

выключении транзистора в цепь базы подается отрицательное напряжение, в результате чего ток базы меняет свое направление и становится равным $I_{б\text{выкл}}$. Пока происходит рассасывание неосновных носителей в базе, токи коллектора и базы не меняют своего значения, а транзистор находится в открытом состоянии. Это время называется временем рассасывания $t_{\text{рас}}$. После окончания процесса рассасывания происходит спад отрицательного тока базы и спад протекавшего через транзистор тока коллектора – время спада $t_{\text{сп}}$. Время выключения транзистора $t_{\text{выкл}}$ равно:

$$t_{\text{выкл}} = t_{\text{рас}} + t_{\text{сп}}$$

Минимальное время выключения получается, если в базу транзистора до момента выключения подавался ток пограничного режима насыщения $I_{б\leq I_{б\text{мах}}}$.

Для объяснения ключевого режима работы используют выходные характеристики, которые представлены на рис. 26. А и В – возможные рабочие точки. В точке А транзистор выключен (или ключ разомкнут), в точке В транзистор включен (ключ замкнут). Чтобы получить точку В, необходимо обеспечить соответствующий ток базы.

В точке А:

$$U_{кэ} = U_{п} - R_{к} \cdot I_{к0}; \quad I_{к} = I_{к0}$$

В точке В:

$$U_{кэ} \approx 0,1\text{В}; \quad I_{к} = (U_{п} - U_{кэ}) / R_{к}$$

В расчетах обычно пренебрегают величинами $I_{к0} \approx 0$, $U_{бэ} \approx 0,6\text{В}$ и $U_{кэ} \approx 0,1\text{В}$. Диаграмма работы транзистора в ключевом режиме представлена на рис. 27. Обычно в открытом состоянии транзистора ток $I_{к}$ задан. Требуемый ток базы $I_{б} = I_{к} / h_{21э}$ обеспечивается базовой цепью

$$I_{б} = (U_{б} - U_{бэ}) / R_{б}$$

$U_{бэ} \approx 0,6\text{В}$, тогда

$$R_{б} = (U_{б} - 0,6) / I_{б};$$

$$I_{к} = (U_{п} - U_{кэ}) / R_{к}; \quad U_{кэ} \approx 0,1\text{В}.$$

Т. к. $h_{21э}$ может меняться от значений $I_{к}$, от температуры, от времени, то ток базы $I_{б}$ приходится задавать с запасом. При расчете $I_{б}$ исходят из величины $h_{21э\text{min}} / (1,5 \dots 2)$. Число 1,5... 2 – это **коэффициент насыщения**.

Работу транзистора в точках А и В принято характеризовать следующими терминами:

точка А - состояние **отсечки** (отсечен ток коллектора);

точка В - состояние **насыщения** (транзистор открыт полностью).

Переход из состояния в состояние происходит скачком.

Усилительный режим работы транзистора

Рассмотрим мощность, выделяемую на транзисторе в двух возможных режимах: ключевом и усилительном. График мощности $P_{к}$ представлен на

рис. 26. Нагрузочная прямая определяет возможные рабочие точки транзистора. В ключевом режиме мощность, выделяемая на транзисторе, соответствует точке А или В, т.е. всегда меньше максимальной возможной мощности. В усилительном режиме, когда возможно существование любых рабочих точек на нагрузочной прямой, мощность P_k может принимать и максимальное значение.

В усилительном режиме в общем случае входной сигнал может быть знакопеременным, например, синусоидальным. Переход база-эмиттер является диодным р-п переходом. Чтобы входная цепь транзистора могла работать с сигналом переменного тока, необходимо переход база-эмиттер сместить в прямом направлении, т.е. задать в базовой цепи рабочую точку по постоянному току. Относительно этого постоянного тока можно подавать в базовую цепь сигнал переменного тока, который будет усиливаться. Схема включения транзистора с общим эмиттером и диаграммы его работы в режиме усиления гармонического сигнала представлены соответственно на рис. 29 и 30, где $I_{см}$ - постоянный ток смещения базы. Постоянный ток смещения базы будет определять постоянную составляющую тока коллектора в соответствии с соотношением $I_k = I_{б} \cdot h_{21Э}$. В усилительном режиме возможные рабочие точки находятся на нагрузочной прямой между точками А' и В' на рис. 31. Ток смещения должен выводить рабочую точку коллектора транзистора по постоянному току на середину отрезка А' В', чтобы напряжение на коллекторе могло изменяться от этой середины как в сторону источника питания, так и в сторону общей точки.

Способы задания рабочей точки по постоянному току в усилительном режиме

Для задания рабочей точки по постоянному току необходимо в базу транзистора подать ток смещения. При этом необходимо обеспечить стабильность рабочей точки коллектора транзистора по постоянному току, т.е. исключить ее смещение при изменении параметров базовой цепи, при изменении температуры и с течением времени.

Обычно рабочая точка по постоянному току соответствует максимальной мощности P_k (т.е. максимальному нагреву транзистора).

1 ВАРИАНТ.

Схема представлена на рис. 32.

$$I_{см} = (U_{пит} - U_{бэ}) / R_{см}.$$

Схема отличается простотой, но имеет существенный недостаток: рабочая точка по постоянному току не стабильна. При изменении $R_{см}$, например, из-за температуры, $I_{см}$ изменяется. Рабочая точка на коллекторе $I_k = I_{см} \cdot h_{21Э}$ также может изменяться из-за изменения коэффициента усиления транзистора $h_{21Э}$.

2 ВАРИАНТ (рис.33).

Ток смещения можно определить по соотношению

$$I_{см} = U_{пит} / 2R_{см}.$$

Эта схема обладает гораздо большей стабильностью. При изменении по какой-либо причине тока смещения базы будет меняться рабочая точка коллектора. Через цепь обратной связи с коллектора на базу будет соответствующее воздействие на базовую цепь, уменьшающее эти изменения.

3 ВАРИАНТ (рис. 34).

Здесь потенциал базы

$$U_b \cong U_{bэ}.$$

Обычно принимают, что ток $I_{дел}$ через делитель напряжения из резисторов $R_{см1}$ и $R_{см2}$ от источника питания на порядок больше тока $I_{см}$, т.е. задаются

$$I_{дел} = (U_{пит} - U_{бэ}) / R_{см1} \approx 10 \cdot I_{см}.$$

При этом потенциал базы $U_b \approx 0,6V$ и может быть точно определен по входной характеристике транзистора исходя из требуемого тока смещения. Эта схема является достаточно стабильной. Т.к. в схеме задаётся потенциал базы (относительно общей точки), то при изменении сопротивлений $R_{см1}$, $R_{см2}$ они изменяются оба одновременно, их отношение меняется мало, поэтому мало изменяется потенциал базы, т.е. ток смещения.

4 ВАРИАНТ (рис. 35).

Эта схема задания рабочей точки обладает очень высокой стабильностью. Увеличение неуправляемых тепловых токов через транзистор приводит к увеличению падения на резисторе $R_э$. Это падение прикрывает транзистор, т.е. уменьшает этот ток. Аналогично схема реагирует на изменение коэффициента усиления $h_{21э}$. Обычно сопротивление резистора $R_э$ выбирают из условия, чтобы падение напряжения на нем от постоянного тока эмиттера не превышало 10% от напряжения питания $U_{пит}$. Чтобы сигнал переменного тока не создавал на $R_э$ падения и не уменьшал сигнал на нагрузке R_k , резистор $R_э$ шунтируют конденсатором $C_э$ (рис. 36). Должно выполняться соотношение:

$$X_c = 1 / \omega_{max} C_э \rightarrow 0,$$

где $\omega_{max} = 2\pi f_{max}$ – максимальная частота усиливаемого сигнала.

Из этого выражения определяется емкость конденсатора $C_э$.

Схема смещения по постоянному току может оказывать влияние на источник входного переменного сигнала. С другой стороны источник входного сигнала может шунтировать схему смещения, если он низкоомный. Для исключения этого источник входного сигнала и цепь смещения отделяют разделительным конденсатором $C_{р1}$. Схема представлена на рис. 37.

Для отделения постоянной составляющей в выходной цепи от полезной переменной составляющей, которая усилилась, так же применяется разделительный конденсатор $C_{р2}$. Графики напряжений представлены на рис. 38.

2.3.2. Схема включения транзистора с общим коллектором

Схема показана на рис.39. Схему с общим коллектором называют также **эмиттерный повторитель** (напряжение на эмиттере $U_э$ повторяет напряжение $U_б$). Действительно,

$$U_э = U_б - U_{бэ}, U_{бэ} = 0,6 \approx 0, \text{ поэтому } U_э \approx U_б.$$

Соотношения для токов:

$$I_э = U_э / R_э; \quad I_к = I_б \cdot h_{21э}; \quad I_э = I_б + I_к = I_б(1 + h_{21э}).$$

Таким образом, у схемы имеется усиление по току в $(1 + h_{21э})$ раз. Ток базы для обеспечения требуемого тока эмиттера может быть найден из последнего уравнения

$$I_б = I_э / (1 + h_{21э}),$$

Т.е. для получения заданного $I_э$ требуется в $(1 + h_{21э})$ раз меньший ток базы $I_б$. Схема применяется как усилитель тока при работе на низкоомную нагрузку. У нее отсутствует усиление по напряжению (это повторитель напряжения), но существует усиление по току и мощности.

2.3.3. Схема с общей базой

Схема показана на рис. 40. Соотношения для токов:

$$I_к = \alpha I_э.$$

Т.к. α близко 1, то $I_к \approx I_э$. Из последнего равенства следует, что это **повторитель тока**. Схема обладает усилением по напряжению и по мощности. Схема применяется сравнительно редко. Одно из применений: как источник пилообразного напряжения - рис. 41. Ток эмиттера:

$$I_э = U_э / R_э.$$

Величины $U_э$ и $R_э$ заданы и постоянны, поэтому $I_э = I_к = \text{const}$. Т.о. конденсатор заряжается постоянным током. Напряжение на конденсаторе

$$U_c = (1/C) \int i_c dt.$$

Т.к. $i_c = I_к = \text{const}$, то $U_c = I_к \cdot t / C$ – это прямая линия. Для периодического сброса напряжения на конденсаторе до нуля применяется дополнительный транзисторный ключ, включаемый параллельно конденсатору.

3. Полевые транзисторы

(или униполярные, или канальные транзисторы)

Биполярные транзисторы управляются током, полевые транзисторы управляются напряжением. Различают следующие типы полевых транзисторов: полевые транзисторы с управляющим p-n переходом; полевые транзисторы с изолированным затвором.

3.1. Полевой транзистор с p-n переходом

Простейший полевой транзистор с управляющим p-n переходом представляет собой тонкую пластину полупроводникового материала (кремния) с одним p-n переходом в центральной части и с омическими

контактами по краям. Его структура показана на рис. 43. Обозначение выводов: С-сток, З-затвор, И-исток. Обозначение на схеме представлено на рис. 44. Изображенный на рис. 43 и 44 транзистор называется полевой транзистор с р-п переходом и каналом n-типа.

В зависимости от электропроводности полупроводника канал может быть n-типа или p-типа. Если подключить к каналу напряжение, то через пластину полупроводника между омическими контактами потечет ток. Ток через канал образуется за счет основных носителей. При n-канале – за счет электронов.

Омический контакт (электрод), от которого течет ток, называется **истоком**, а омический контакт, к которому он направлен, – **стоком**. Электрод, используемый для управления эффективной толщиной канала, называется **затвором**. Межэлектродные напряжения сток – исток $U_{си}$ и затвор – исток $U_{зи}$ отсчитывают относительно истока. Управляющей цепью является цепь затвор-исток (З-И). Управляемой цепью является С-И, в которой регулируется ток.

С помощью $U_{зи}$ регулируется ширина канала, его проводимость, ток через него. Управление током стока осуществляется путем подачи $U_{зи}$ со знаком, обратным направлению проводимости р-п перехода. При подаче отрицательного напряжения на затвор в области р-п перехода образуется обедненный слой (как у диода, смещенного в обратном направлении). Чем шире обедненный слой, тем уже канал, по которому могут проходить электроны от истока к стоку, т.к. обедненный слой, лишенный свободных носителей, ведет себя как изолятор, имеющий очень большое сопротивление.

Можно подобрать такое напряжение на затворе (**напряжение отсечки** тока стока $U_{зи\text{отс}} < 0$), при котором токопроводящий канал будет полностью ликвидирован, т.е. перекрыт и протекание тока через пластину невозможно. Толщина токопроводящего канала при отсутствии стокового напряжения ($U_{си}=0$) определяется формулой:

$$h' = h(1 - (U_{зи}/U_{зи\text{отс}})^{1/2}),$$

где h – технологическая толщина канала.

Сопротивление канала:

$$R_k = R_{ко} / (1 - (U_{зи}/U_{зи\text{отс}})^{1/2}),$$

где $R_{ко}$ – сопротивление канала при $U_{зи}=0$.

Т.к. управление током через канал производится обратным включенным р-п переходом, то сопротивление участка затвор-исток оказывается очень большим. Оно соответствует сопротивлению полупроводникового диода, включенного в обратном направлении, что выгодно отличает данный полупроводниковый прибор от биполярного транзистора. Управление толщиной канала осуществляется обратным напряжением $U_{зи}$ или, в конечном итоге, поперечным относительно направления тока через канал электрическим полем, что нашло отражение в названии – **полевой транзистор**. Применять прямое включение управляющего р-п перехода нецелесообразно, т.к. при этом резко возрастает ток через него и возрастает выделяемая на переходе ЗИ мощность (т.е. нагрев перехода).

В отличие от биполярного транзистора ток, текущий через полевой транзистор, образуется только основными носителями, поэтому такой транзистор называют еще **униполярным**. Он в меньшей степени подвержен влиянию температуры и радиации, т.к. этими факторами определяется концентрация неосновных носителей.

Полевой транзистор с р-п переходом и каналом р-типа показан на рис. 45.

3.1.1. Входные и выходные характеристики полевого транзистора с р-п переходом и каналом п-типа

Статические характеристики полевого транзистора с р-п переходом и каналом п-типа приведены на рис. 46. Характеристики $I_c(U_{си})$ называются выходными стоковыми характеристиками, характеристика $I_c(U_{зи})$ называется входной характеристикой управления.

В рабочем режиме при $U_{си} > 0$, $U_{зи} < 0$ по каналу протекает ток, поэтому потенциалы различных поперечных сечений канала оказываются неодинаковыми. Наибольшим сечение канала будет возле истока, где $U_{р-п} = U_{зи}$, а наименьшим – возле стока, где обратное (отрицательное) напряжение р-п перехода равно $U_{р-п} = U_{зи} - U_{си}$ (следует помнить, что $U_{зи} < 0$, а $U_{си} > 0$). Если увеличивать $U_{си}$, то напряжение $U_{р-п} = U_{зи} - U_{си}$ может достичь напряжения $U_{зи\text{ отс}}$, а это означает, что в сечении канала возле стока произойдет перекрытие канала. В действительности полного перекрытия канала не происходит, т.к. полное перекрытие привело бы к отсечке тока канала I_k , создаваемого источником напряжения $U_{си}$. Оказывается, что в самом узком месте возле стока остается малое сечение канала, пропускающее ток, т.е. происходит не отсечка тока канала, а его ограничение. Такой процесс называется **насыщением**. Напряжение, при котором оно наступает, – **напряжением насыщения** $U_{си\text{ нас}}$. При этом ток равен значению $I_{с\text{ нач}}$.

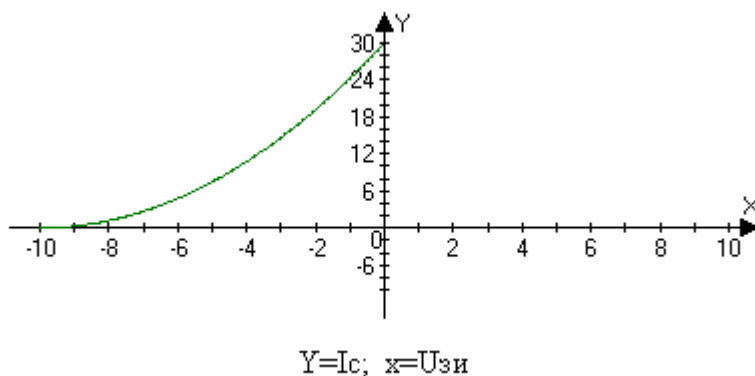
Описанные процессы отражены на выходных характеристиках на рис. 46. Из условия $U_{р-п} = U_{зи\text{ отс}} = U_{зи} - U_{си\text{ нас}}$ находим:

$$U_{си\text{ нас}} = U_{зи} - U_{зи\text{ отс}} = |U_{зи\text{ отс}}| - |U_{зи}|.$$

Выражение для тока стока имеет вид:

$$I_c = I_{с\text{ нач}}(1 - U_{зи}/U_{зи\text{ отс}})^2.$$

Это парабола, график которой является входной характеристикой и имеет вид:



Если в полевом транзисторе при $U_{си} > U_{си\text{нас}}$ нас изменять напряжение на затворе от 0 до $|U_{зи}| > |U_{зи\text{отс}}|$, то толщина суженного участка канала будет уменьшаться до нуля и ток канала станет равным нулю, а в цепи стока протекает некоторый малый остаточный ток (**ток отсечки**). Он состоит в основном из обратного тока р-п перехода, протекает от стока на затвор и пренебрежительно мал (обычно имеет значение несколько микроампер).

При большом напряжении $U_{си}$, когда $U_{си} + |U_{зи}| > U_{проб}$ в обратновключенном управляющем р-п переходе вблизи стока возникает **электрический (лавинный) пробой** и ток стока резко возрастает. Этот ток замыкается через электрод затвора.

На рис.46 при $U_{зи}=0$, $I_c = I_{снач} = I_{мах}$; при $|-U_{зи}| > |-U_{отс}|$, $I_c=0$. Здесь $I_{снач}$ – начальный ток стока; напряжение $U_{отс}$ – **напряжение отсечки**. $U_{отс}=(0,3...10)\text{В}$, $I_{снач}=(1...20)\text{мА}$.

На выходных характеристиках также может быть проведена нагрузочная прямая, как и у биполярных транзисторов.

Типы транзисторов с р-п переходом: КП103 - с каналом п -типа, КП 302, КП 303, КП307 - с каналом р -типа.

Полевые транзисторы могут работать как в усилительном, так и в ключевом режимах.

3.1.2. Схема ключа на полевом транзисторе с р-п переходом

Схема и диаграммы показаны на рис. 47, 48.

Состояние I – ключ разомкнут (транзистор не проводит). Состояние II – ключ замкнут (транзистор проводит). Такой ключ может быть применен в генераторе пилообразного напряжения для периодического сброса напряжения на конденсаторе.

3.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором

В отличие от полевых транзисторов с управляющим р-п переходом в МОП-транзисторах электрод затвора изолирован от канала слоем диэлектрика толщиной $0,2...0,3\text{ мкм}$, в качестве которого обычно применяют окисел (диоксид кремния SiO_2).

Структура такого транзистора представлена на рис. 49. Если в этой структуре окисел заменить на р -слой, то мы возвратимся к транзистору с р-п переходом. Транзистор со структурой, показанной на рис.49, называется **МОП-транзистор**: М-металл, О-окисел, П-полупроводник. Английское название транзистора: MOSFET-Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor. Вывод П - это подложка, т.е. слой, на который наложен слой п -канала. Вывод подложки снабжают стрелкой, указывающей тип канала. Обычно подложку присоединяют к истоку. Причем иногда это делается внутри транзистора. Ее можно оставить и не присоединенной.

МОП-транзисторы имеют две конструктивные разновидности – **с встроенным каналом** и **с индуцированным каналом**. Обозначение на схеме транзистора с встроенным каналом п-типа показано на рис. 50. Таким

транзистором является КП 305Х. Х- буква, характеризующая параметры. Обозначение транзистора с каналом р-типа, приведено на рис. 51.

При работе с МОП-транзисторами необходимо соблюдать меры предосторожности. Изоляция затвора в МОП-транзисторе приводит к тому, что такой транзистор очень **чувствителен к статическим зарядам**, из-за которых может появиться большой потенциал на затворе и произойти пробой изоляции. Поэтому МОП-транзисторы поставляются с выводами, замкнутыми между собой временной перемычкой. Лучше не удалять эту перемычку, пока транзистор не впаян в схему. У некоторых МОП-транзисторов имеются встроенные защитные диоды и поэтому они не боятся статического электричества.

3.2.1. Входные и выходные характеристики МОП - транзистора с встроенным каналом n -типа (КП 305)

Характеристики показаны на рис. 52. Недостаток транзистора с такими характеристиками: $U_{зи}=0$, а прибор проводит, т.е. у рассмотренных ранее транзисторов при $U_{зи}=0$ существует ток стока. Иногда желательно, чтобы при $U_{зи}=0$, $I_c=0$. Этим свойством обладают полевые транзисторы с **индуцированным** (наведенным) каналом.

3.2.2. МОП - транзисторы с индуцированным каналом

Предыдущие МОП-транзисторы имели встроенный канал (р или n-типа). Эти транзисторы при $U_{зи}=0$ проводят. В полевом транзисторе с индуцированным каналом при $U_{зи}=0$ ток отсутствует.

Структура транзистора с индуцированным каналом р-типа представлена на рис. 53. В теле подложки n-типа имеются две сильно легированные области с противоположным относительно подложки типом проводимости (р-типа). Одна из этих областей используется как **исток И**, другая – как **сток С**. Электрод **затвора З** изолирован от полупроводниковой пластины слоем диэлектрика (SiO_2) толщиной 0,2...0,3 мкм. Исток, сток и подложка имеют контакты с соответствующими полупроводниковыми областями и снабжены выводами.

Т.к. высоко легированные р-области истока и стока с полупроводником подложки n-типа образуют р-n переходы, то при любой полярности напряжения сток-исток один из этих переходов оказывается включенным в обратном направлении и препятствует протеканию тока канала, следовательно, между истоком и стоком отсутствует токопроводящий канал.

При подаче отрицательного напряжения на затвор его отрицательный потенциал отталкивает электроны в подложке n-типа от затвора. При некотором отрицательном **пороговом напряжении** на затворе относительно истока и подложки $U_{зи} \text{ пор} < 0$ в подложке n-типа возникает обедненный основными носителями (электронами) инверсный поверхностный слой р-типа, образованный дырками. Этот слой соединяет р-области истока и стока и формирует между ними токопроводящий канал р-типа. Дырки в

индуцированном канале являются неосновными носителями заряда *n*-области, поэтому считается, что канал работает в режиме **обогащения**.

Изображение на схеме МОП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа показано на рис. 54. У такого транзистора канал показан в виде прерывистой линии, которая подчеркивает, что собственный проводящий канал между стоком и истоком отсутствует. Типы транзисторов с индуцированным каналом *p*-типа: КП 301, КП 304.

Входные и выходные характеристики транзистора с индуцированным каналом *p*-типа приведены на рис. 55. Транзистор начинает проводить ток при $|U_{зи}| = |U_{пор}|$. Здесь $U_{пор}$ называется – **пороговое напряжение**.

На рис. 56 показано изображение МОП - транзистора с индуцированным каналом *n*-типа. Входная характеристика приведена на рис. 57.

3.2.3. Крутизна

Как можно судить о качестве полевого транзистора? У биполярного транзистора важнейшим параметром является коэффициент усиления по току, который определяется отношением токов. В случае полевого транзистора ток стока I_c управляется напряжением $U_{зи}$ между затвором и истоком. Таким образом, о способности транзистора усиливать можно судить по величине отношения $I_c/U_{зи}$, которое имеет размерность проводимости. Эта величина называется **крутизной**, обозначается буквой ***S*** и определяется как отношение

$$S = dI_c/dU_{зи}.$$

Если I_c измеряется в миллиамперах, а $U_{зи}$ - в вольтах, то крутизна S указывается в мА/В или в миллисименсах (мСм).

3.2.4. Особенности полевых МОП транзисторов

1. Очень большое $R_{вх}$, он управляется не током, как биполярный, а напряжением, прикладываемым к цепи затвор–исток. Поэтому для управления им требуется очень маленькая мощность
2. Высокое быстродействие в ключевых режимах по сравнению с быстродействием биполярных транзисторов, т.к. нет процессов накопления и рассасывания неосновных носителей, как это наблюдается у биполярных транзисторов. В биполярных транзисторах помимо основных носителей тока, существуют также и неосновные, которые транзистор набирает благодаря току базы. С наличием неосновных носителей связано такое понятие как, время рассасывания, которое обуславливает задержку выключения транзистора.
3. Положительный ТКС, что упрощает включение их на параллельную работу для получения большой нагрузочной способности по току. Между параллельно включенными транзисторами обеспечивается равномерное токораспределение из-за эффекта самовыравнивания токов: если ток через какой-либо транзистор будет больше, чем через другие параллельно включенные транзисторы, то возрастет его нагрев,

увеличится сопротивление канала, возрастет напряжение проводимости, в результате возрастет ток через параллельно включенный транзистор. Здесь работает правило электротехники: в цепи с параллельным соединением элементов токи распределяются обратно пропорционально сопротивлениям элементов.

4. Отсутствие у полевого транзистора явления вторичного пробоя, поэтому его область безопасной работы в координатах ток-напряжение гораздо больше, чем у биполярного транзистора.
5. Высоковольтные полевые транзисторы по сравнению с биполярными имеют повышенное падение напряжения в режиме насыщения, поэтому они имеют большие потери мощности. Падение напряжения сильно растет с повышением температуры (у биполярных и IGBT – уменьшается) и с ростом рабочего напряжения. Последнее обусловлено тем, что с ростом напряжения растет сопротивление канала (примерно по квадратичному закону).

3.2.5. Ключ на КМОП - транзисторах с индуцированным каналом

Буква К обозначает, что в ключе применена пара из двух транзисторов с разным типом проводимости. Такая пара называется **комплементарной**. Схема ключа показана на рис. 58, диаграммы работы - на рис. 59. Интервал I – входной ключ управления переключен вверх, II – на общей точке. Часто наличие на входе напряжения какой-то величины обозначают **единицей**, нулевое напряжение – обозначают **нулем**. Увых рисуется, оценивая состояние каждого полевого транзистора при подаче на вход единичного или нулевого напряжения. Схема замещения для I интервала показана на рис. 60, для II интервала - на рис. 61.

Состояние ключей определяется по входным характеристикам. Когда состояние выхода ключа противоположно состоянию входа, ключ называется **инвертором**.

В заключение раздела по полевым транзисторам приводим таблицу обозначений и входных характеристик транзисторов – Таблица 2 и таблицу режимов работы каналов и полярностей электродных напряжений – Таблица 3. В настоящее время выпускаются МОП-транзисторы на напряжения до 1000В и токи до сотен ампер при рабочей частоте 30...100кГц, управление от цифровых микросхем с напряжением питания 5В. Разработан составной транзистор из комбинации МОП-транзистора с биполярным. Название такого транзистора: биполярный транзистор с изолированным затвором (**IGBT** – Insulated Gate Bipolar Transistor). Изображение этого транзистора и его входная характеристика показаны на рис. 62.

4. Тиристоры

4.1. Принцип работы тиристора

Тиристор является **четырёхслойным прибором**. Создается исключительно на основе кремния. Его структура показана на рис. 63. Вольт-амперные характеристики тиристорov представлены на рис. 64.

Цепь управляющий электрод-катод (УЭ-К) является диодным переходом. В эту цепь допустимо подавать напряжение и управляющий ток только в направлении проводимости этого перехода. При отсутствии тока управления тиристор не проводит при любом знаке напряжения U_{AK} , при условии, что это напряжение не превышает допустимых значений. Допустимые значения оговариваются классом прибора. Обратная ветвь ВАХ такая же, как у диода. Подавая ток управления, прямую ветвь можно изменять. Если подается номинальный ток управления, то прямая ветвь ВАХ превращается в диодную. Тиристор является **полууправляемым прибором**, т.к. снятие тока управления у проводящего тиристора не приводит к восстановлению прямой ветви. Тиристор является **ключевым прибором** и **управляется импульсами тока управления**. Переход с характеристики $I_{упр}=0$ на характеристику $I_{упр.ном}$ происходит очень быстро.

4.2. Основные параметры тиристорov

1. Класс.

Так же, как и у диода, класс характеризует максимальное повторяющееся напряжение, которое можно прикладывать к прибору как в прямом так и в обратном направлении и при этом он остается в непроводящем состоянии. $U_{кл}=U_{max}/(1,5...2)$, $U_{max}=U_{пр.мах}\approx U_{обр.мах}$. Классы от 0,5 до 20. $U_{кл}=Kл\cdot 100\text{ В}$.

2. Ток прямой номинальный.

Это допустимый средний ток в открытом состоянии. Диапазон токов: 100мА...1000А. Ток оговаривается при естественном и принудительном охлаждении. Принудительное охлаждение потоком воздуха применяется для мощных приборов. При этом оговаривается скорость воздуха.

3. Прямое падение напряжения в открытом состоянии $U_{пр.откр}$.

$U_{пр.откр}=0,8...1,2\text{ В}$.

4. Допустимая скорость нарастания напряжения на закрытом тиристоре в прямом направлении du/dt . Параметр du/dt приводится в справочнике. $du/dt=100...2000\text{ В/мкс}$. Тиристор имеет паразитные межэлектродные емкости - рис. 65. При приложении крутого фронта прямого напряжения может произойти самопроизвольное включение тиристора. Для ограничения du/dt параллельно тиристору подключают конденсатор определенной емкости, как показано на рис. 66. Последовательно с конденсатором включают небольшое сопротивление, т.к. при включении тиристора конденсатор разряжается на него и R необходимо для ограничения тока разряда. Диод параллельно R обычно не ставят. Обычно $C=0,2...2\text{ мкФ}$,

$R=10...100\Omega$ мощностью до 25Вт. R-С цепь параллельно тиристор можно не ставить, если выбирается тиристор с большим запасом по классу. Это существенно снижает габариты преобразовательного устройства.

5. Допустимая скорость нарастания тока через открытый тиристор di/dt . При включении тиристора средней и большой мощности ток вначале начинает концентрироваться около управляющего электрода, а затем распределяется по всей полупроводниковой структуре. Концентрация тока, нарастающего с большой скоростью около управляющего электрода, может привести к прожогу структуры. Если di/dt ограничено, то ток успевает распределиться по структуре и разрушения полупроводника не будет. Для ограничения di/dt последовательно с тиристором включается индуктивность L. Часто в качестве L выступает индуктивность трансформатора питания.

6. Время включения $t_{вкл}$.

Это интервал времени между началом импульса управления и моментом, когда напряжение на тиристоре снизится до 0,1 от напряжения питания. Составляет несколько мкс.

7. Время выключения $t_{выкл}$.

Это интервал времени от момента перехода тока анода через ноль до момента приложения к нему прямого напряжения, не вызывающего его отпирания. В несколько раз больше времени включения. Для приборов средней мощности $t_{выкл}=50...300\mu\text{с}$.

8. Ток управления $I_{упр}$.

Различают $I_{упр.длит.}$ и $I_{упр.имп.}$ $I_{упр.имп}=20...1000\text{мА}$.

9. Ток удержания $I_{уд}$.

Это минимальное значение прямого тока, при котором тиристор остается в открытом состоянии. Обычно $I_{уд}\approx I_{упр.длит.}$

Пример обозначения тиристора: ТХ-100-10-XXX. Здесь ТХ - обозначение разработки тиристора, 100 -номинальный ток тиристора в А, 10 -класс тиристора, XXX -цифры, регламентирующие параметры du/dt , di/dt , $t_{выкл}$.

4.3. Двухполупериодный управляемый выпрямитель

Схема показана на рис. 67, диаграммы работы - на рис. 68. Система управления СУ формирует управляющие импульсы, которые могут сдвигаться по фазе на угол α относительно напряжений U_1, U_2 в функции сигнала управления U_y . Для того, чтобы СУ имела точку отсчета для угла α (точка перехода синусоиды питающего напряжения через ноль), в СУ вводится сигнал синусоидального напряжения синхронизации $U_{синхр}$, фаза которого жестко связана с напряжением питания. Угол α называется **углом управления**, причем всегда $\alpha_1=\alpha_2=\alpha=0\div\pi$. Схема позволяет регулировать **среднее значение напряжения** на нагрузке.

4.4. Регулятор переменного напряжения

Схема показана на рис. 69, диаграммы работы - на рис. 70. Регулируется **мгновенное и действующее значения напряжения** на нагрузке. Тиристор,

который работал, выключается, когда $i_n=0$. Диапазон изменения угла управления $\alpha=0\div\pi$. При $\alpha=0$ на нагрузке полное синусоидальное напряжение. При $\alpha=\pi$ напряжение на нагрузке равно 0. Нарисуйте диаграмму напряжения на тиристоре VS1.

5. Интегральные микросхемы

5.1. Общие положения

Понятие "интегральные" означает, что на одном полупроводниковом кристалле с помощью лазерной обработки, напыления, легирования и других технологических процессов реализуется большое количество элементов: резисторы, диоды, транзисторы, конденсаторы. Все элементы выполнены на одном основании, поэтому очень велика температурная стабильность работы элементов.

Понятие "микросхема" означает, что все элементы имеют очень малые размеры, оперируют малыми напряжениями и токами: (токи - доли мА... мА, напряжения - единицы и десятки В). Очень распространены напряжения питания 5В, 15В.

Различают **аналоговые и цифровые микросхемы**. Аналоговые: операционные усилители, компараторы, перемножители. Цифровые: логические элементы, элементы с памятью и др.

5.2. Аналоговые микросхемы. Операционные усилители

Изображение операционного усилителя (ОУ) показано на рис. 71. Вх1-инвертирующий, Вх2 -неинвертирующий. Современное изображение представлено на рис. 72. На изображении операционного усилителя могут быть отражены еще некоторые выводы: выводы питания, вывод балансировки (установка 0 на выходе ОУ), выводы коррекции частотной характеристики. У некоторых ОУ выводы коррекции могут отсутствовать, т.к. они имеют внутреннюю коррекцию. Обозначение ОУ: КХХХУДY. ХХХ - три цифры серии, Y-разработка в серии. Очень популярный ОУ: К 140УД 7.

5.2.1. Свойства ОУ

1. Коэффициент усиления $K_u \rightarrow \infty$. $K_u = 50000 \dots 500000$.
 $K_u = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} \cong U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$.
2. Входное сопротивление $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$.
 $R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta I_{\text{вх}}$.
3. Полоса рабочих частот бесконечна.
4. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$.

Практическая трактовка свойств ОУ

1. Обычно $U_{п} \leq 15 \text{ В}$, $U_{вых} < U_{п}$. При $U_{п1,2} = \pm 15 \text{ В}$: $U_{вых. max} = \pm 10 \div 12 \text{ В}$.

Тогда

$$U_{вх} = U_{вых} / K_u = 10 / (100000) = 0,0001 \text{ В} = 100 \text{ мкВ} \approx 0.$$

Это означает, что напряжение между входами ОУ близко к нулю (рис. 73).

Примечание: это свойство справедливо, пока ОУ находится в линейном режиме, т.е. $U_{вых} < U_{вых. max} = 12 \dots 13 \text{ В}$.

2. $\Delta I_{вх} = \Delta U_{вх} / R_{вх} \approx 0 / \infty = 0$,

т.е. входные выводы ОУ тока не потребляют: $I_{вх1} = I_{вх2} = 0$. (рис. 74).

3. ОУ является безинерционным устройством.

4. Выходное напряжение ОУ не зависит от нагрузки.

5.2.2. Основы схемотехники ОУ

Современные операционные усилители имеют не менее трех каскадов усиления.

Входной дифференциальный каскад

Основой его является усилительная схема на двух транзисторах.

Схема входного дифференциального каскада показана на рис. 75. Реализация источника тока I_0 представлена на рис. 76. Ввиду полной идентичности транзисторов ток I_0 делится между эмиттерами транзисторов поровну.

Рассмотрим случай при $U_{вх} = 0$. Т.к. эмиттерные токи VT1 и VT2 равны $I_0/2$, то коллекторные токи также равны $I_0/2$ (пренебрегаем малыми базовыми токами). График напряжений на элементах схемы представлен на рис. 77. $U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2} = 0$.

При $U_{вх} \neq 0$ график показан на рис. 78. Под действием положительного входного напряжения VT1-открывается, VT2-закрывается. $U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2} \neq 0$ - баланс нарушен.

Недостатки такого дифференциального каскада:

1. Выходное напряжение снимается между коллекторами, т.е. не привязано к общей точке.
2. Низкий коэффициент усиления по напряжению при малом уровне тока I_0 и конечных сравнительно низких номиналах $R_{к1}$ и $R_{к2}$.

Современный входной дифференциальный каскад

Схема показана на рис. 79. VT1 и VT2 с источником тока I_0 повторяют первую схему. Добавлены VT3 и VT4, образующие повторитель тока эмиттера транзистора VT1. Ток $2I_0$ при больших коэффициентах усиления ≈ 0 . Схема на транзисторах VT3 и VT4 называется “токовое зеркало”.

При $U_{вх} = 0$: $I_{VT1} = I_0/2$, $I_{VT2} = I_0/2$, $I_{VT4} = I_{VT1} = I_0/2$. Т.к. $I_{VT2} = I_{VT4}$, то $I_{н} = 0$.

При $U_{вх} > 0$: VT1-открыт, VT2-закрыт, $I_{VT1} = I_{VT3} = I_{VT4} = I_0$, $I_{VT2} = 0$, поэтому $I_{н} = I_{н2} = -I_0$.

При $U_{вх} < 0$: VT1-закрыт, VT2-открыт, $I_{VT1}=I_{VT3}=I_{VT4}=0$, $I_{VT2}=I_0$, поэтому $I_H=I_{H1}=I_0$.

Существуют и другие варианты подобных каскадов. Для получения большого коэффициента усиления операционные усилители обычно делаются трехкаскадными. Следующий второй каскад называется промежуточным каскадом.

Промежуточный каскад

Он может быть выполнен:

- а) как первый входной каскад;
- б) с общим эмиттером;
- в) с общим коллектором.

Выходной каскад

Чаще всего применяется реверсивный эмиттерный повторитель на транзисторах разного типа проводимости. Схема его показана на рис. 80.

5.2.3. Параметры операционных усилителей

1. Напряжение питания $U_{пит.ном}=2 \times (5 \dots 16,5) В$.
2. Ток потребления $I_{пот}=(0,15 \dots 10) мА$.
3. Коэффициент усиления $K_U=10^3 \dots 10^5$.
4. Напряжение смещения $U_{см}=(0,5 \dots 20) мВ$. Это напряжение, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы $U_{вых}=0$.
5. Входной ток $I_{вх}=(0,1 \dots 1000) нА$.
6. Разность входных токов $\Delta I_{вх}=(0,05 \dots 500) нА$.
7. Входное сопротивление $R_{вх}=5 кОм \dots 50 Мом$.
8. Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}=(60 \dots 100) Дб$.
9. Максимальное синфазное напряжение $U_{сф.мах}=(10 \dots 30) В$.
10. Максимальное дифференциальное напряжение $U_{дф.мах}=(5 \dots 30) В$.
11. Максимальное выходное напряжение $U_{вых.мах}=(10 \dots 12) В$.
12. Минимальное сопротивление нагрузки $R_{н.мин}=2 кОм$.
13. Частота единичного усиления $f_1=(0,5 \dots 30) МГц$.
14. Скорость нарастания выходного напряжения $V_U=(0,2 \dots 500) В/мкс$.

Классификация ОУ

1. ОУ общего применения.
2. Прецизионные ОУ имеют большой $K_U (3 \cdot 10^5)$, малое $U_{см} (0,05 мВ)$, большое $R_{вх} (30 МОм)$.
3. Быстродействующие ОУ с высоким значением V_U .
4. Микромощные ОУ с малым током потребления.

5.2.4. Основные схемы включения ОУ. Инвертирующее включение

ОУ обычно применяется с обвязывающими цепями. Применение этих цепей позволяет выполнять с помощью его математические операции: алгебраическое суммирование, интегрирование, дифференцирование. Инвертирование - это изменение знака. Одновременно со всеми указанными операциями выполняется усиление входного сигнала.

Типовая схема инвертирующего включения представлена на рис. 81. Схема замещения выходной цепи представлена на рис. 82.

На основе свойств ОУ можно записать следующие уравнения:

$$\begin{aligned} I_{ВХ} &= U_{ВХ}/Z_{ВХ}; \\ I_{ОС} &= I_{ВХ}; \\ I_{ОС} &= -U_{ВЫХ}/Z_{ОС}. \end{aligned}$$

На основе этих уравнений получаем:

$$\begin{aligned} -U_{ВЫХ}/Z_{ОС} &= U_{ВХ}/Z_{ВХ}; \\ U_{ВЫХ} &= -Z_{ОС}/Z_{ВХ} \times U_{ВХ}; \\ U_{ВЫХ}/U_{ВХ} &= -Z_{ОС}/Z_{ВХ}, \end{aligned}$$

где $Z_{ОС}/Z_{ВХ} = K_u$ - коэффициент усиления схемы.

Отношение $U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$ в случае, если каждая из этих величин записана в преобразовании Лапласа, называется **передаточной функцией схемы**. Понятие передаточной функции - одно из основополагающих понятий теории управления.

Применение инвертирующего усилителя в качестве интегратора

Схема представлена на рис. 83. На ней: $Z_{ВХ} = R_{ВХ}$; $Z_{ОС} = 1/pC_{ОС}$. Тогда

$$-U_{ВЫХ}/U_{ВХ} = 1/(pC_{ОС} \times R_{ВХ}) = 1/pT_{и},$$

где $T_{и} = C_{ОС} \times R_{ВХ}$ - постоянная интегрирования.

Получение этих же зависимостей с помощью подробного описания на основе двух свойств ОУ:

$$\begin{aligned} i_{ВХ} &= u_{ВХ}/R_{ВХ}; \\ i_{ВХ} &= i_{ОС}. \end{aligned}$$

Выходное напряжение ОУ:

$$u_{ВЫХ} = -1/C_{ОС} \int i_{ОС} dt = -1/C_{ОС} \int (u_{ВХ}/R_{ВХ}) dt = -1/(C_{ОС} R_{ВХ}) \int u_{ВХ} dt \Rightarrow -1/(pC_{ОС} R_{ВХ}) \times U_{ВХ}.$$

Диаграмма работы интегратора представлена на рис. 84.

Схема дифференцирования

Схема представлена на рис. 85.

$$\begin{aligned} Z_{ВХ} &= 1/pC_{ВХ}; \quad Z_{ОС} = R_{ОС}; \\ -U_{ВЫХ}/U_{ВХ} &= R_{ОС}/(1/pC_{ВХ}) = pC_{ВХ}R_{ОС} = pT_{д}, \end{aligned}$$

где $T_{д} = C_{ВХ}R_{ОС}$ - постоянная дифференцирования.

Диаграммы работы представлены на рис. 86, где $\pi/2$ - сдвиг по фазе.

Амплитуда выходного сигнала зависит от T_d (чем больше T_d , тем больше амплитуда).

Схема суммирования

Схема представлена на рис. 87. Исходные уравнения:

$$I_1 = U_{вх1}/R_{вх1}; I_2 = U_{вх2}/R_{вх2}; I_3 = U_{вх3}/R_{вх3}; I_{ос} = I_1 + I_2 + I_3; U_{вых} = I_{ос} \times R_{ос}.$$

Отсюда

$$U_{вых} = U_{вх1} \times R_{ос}/R_{вх1} + U_{вх2} \times R_{ос}/R_{вх2} + U_{вх3} \times R_{ос}/R_{вх3}.$$

Входов может быть сколько угодно, знаки входных напряжений произвольны.

Если в качестве $Z_{ос}$ применить $C_{ос}$, то одновременно с суммированием будет выполняться и интегрирование.

На практике резисторы устанавливаются величиной $1\text{кОМ} \div \text{десятки кОМ}$.

5.2.5. Неинвертирующее включение

Схема представлена на рис. 88. Другое возможное изображение представлено на рис. 89. Исходные уравнения:

$$I_1 = U_{вх}/R_1; I_1 = I_{ос}; I_{ос} = (U_{вых} - U_{вх})/R_{ос}.$$

Отсюда

$$U_{вх}/R_1 = (U_{вых} - U_{вх})/R_{ос}; U_{вх}/R_1 + U_{вх}/R_{ос} = U_{вых}/R_{ос}.$$

Следовательно,

$$U_{вых} = (R_{ос}/R_1 + 1) \times U_{вх} = (R_{ос} + R_1)/R_1 \times U_{вх}$$

или

$$U_{вых}/U_{вх} = (R_{ос} + R_1)/R_1.$$

5.2.6. Ограничитель сигнала

Применение нелинейных элементов позволяет реализовать нелинейную связь между входным и выходным напряжениями. Обычно это выполняется с помощью инвертирующего включения. Характеристика, связывающая входное и выходное напряжения в инвертирующем включении, имеет вид, представленный на рис. 90. При этом $\text{tg} \alpha = R_{ос}/R_{вх}$.

Схема, реализующая характеристику без положительных значений выходного напряжения, представлена на рис. 91.

Ограничение выходного напряжения на заданном уровне может быть выполнено с помощью схемы, представленной на рис. 92.

1. При $U_{вх} > 0$:

если $U_{ос} \geq U_{VD1} + U_{CT2}$, то $U_{вых} = U_{огр1} = U_{VD1} + U_{CT2}$,

т.е. напряжение на цепи обратной связи будет постоянным.

2. При $U_{вх} < 0$:

если $|U_{ос}| \geq |U_{VD2} + U_{CT1}|$, то $U_{вых} = U_{огр2} = U_{VD2} + U_{CT1}$.

Когда $U_{СТ1}$ не равно $U_{СТ2}$, уровень ограничения $U_{ОГР1}$ будет не равен уровню ограничения $U_{ОГР2}$. Отметим, что $U_{вых}$ всегда равно падению напряжения на сопротивлении обратной связи.

5.2.7. Компараторы

Компараторы определяют знак входного сигнала. Компараторы являются связующим элементом между аналоговыми и цифровыми схемами. Для реализации компаратора может использоваться операционный усилитель без обвязывающих цепей $Z_{вх}$, $Z_{ос}$. Характеристика компаратора должна иметь вид, показанный на рис.93. Чтобы из инвертирующего включения получить компаратор, из схемы необходимо убрать $R_{ос}$. R_1 можно закоротить, как показано на рис. 94. Возможно и неинвертирующее включение ОУ (рис. 95).

Выпускаются специализированные микросхемы компараторов: К521СА3, К554СА3, КР597СА2 и др. Специализированные компараторы обладают повышенным быстродействием и имеют цифровой выход 1 и 0.

Диаграммы работы компаратора представлены на рис.96.

Схема применения компаратора для широотно-импульсного регулирования

Схема представлена на рис. 97. Получение пилообразного входного напряжения показано на рис.98. Диаграммы работы исходной схемы показаны на рис.99. В схеме рис.97 ОУ является компаратором, который сравнивает два сигнала - пилообразный и управляющий. Изменяя величину $U_{упр}$ можно менять длительность интервалов t_1 и t_2 . При этом период выходного сигнала T изменяться не будет, а соотношение между t_1 и t_2 будет зависеть от $U_{упр}$. Варианты:

1. $U_{упр}=0$: $t_1=0$, $t_2=T$, $U_{вых} = -U_{нас}$.
2. $U_{упр}=U_{пил.маx}/2$: $t_1=t_2=T/2$, $U_{вых.ср.}=0$.
3. $U_{упр}=U_{пил.маx}$: $t_1=T$, $t_2=0$, $U_{вых} = U_{нас}$.

Т.о. изменяя величину $U_{упр}$ от 0 до $маx$ можно менять среднее значение выходного напряжения $U_{вых.ср.}$ от $-U_{нас}$ до $U_{нас}$. $U_{вых.ср.}$ -это постоянная составляющая выходного сигнала, которая может быть выделена с помощью фильтра. При изменении ширины интервалов t_1 и t_2 меняется $U_{вых.ср.}$, поэтому такой способ регулирования среднего значения напряжения называется **широотно-импульсное регулирование**.

Триггер Шмитта

Он является компаратором с зоной нечувствительности. Зона нечувствительности может быть установлена любая желаемая, например, такой величины, чтобы при определении знака входного сигнала не чувствовался уровень помех во входном сигнале.

Триггер Шмитта строится на основе компаратора, но добавляется положительная обратная связь. Схема представлена на рис.100. В этой схеме на неинвертирующий вход через делитель $R1R2$ подана часть выходного напряжения, причем знак напряжения на неинвертирующем входе зависит от знака выходного напряжения. Напряжение на неинвертирующем входе называют опорным

$$U_{оп} = U_{вых} \times R2 / (R1 + R2).$$

Диаграммы работы представлены на рис.101. Иногда $U_{оп}$ называют пороговым напряжением. Т.о., если полезный сигнал содержит уровень помех меньше $U_{оп}$, то эти помехи на определение знака не будут сказываться. Знак определяется только гладкой составляющей опорного сигнала. При отсутствии опорного сигнала при переходе входного сигнала через нуль и наличии помех было бы многократное переключение компаратора за счет помех (рис. 102).

Схема мультивибратора

Мультивибратор является автоколебательной схемой. Выход мультивибратора изменяет свое состояние на противоположное за счет действия времязадающей RC цепи. Составной частью мультивибратора (рис. 103а) является схема триггера Шмитта. При изображении мультивибратора к триггеру Шмитта добавляют времязадающую RC цепь, которая действует на инвертирующий вход ОУ вместо источника внешнего входного сигнала.

Будем рассматривать работу мультивибратора с момента подачи питания в схему. При подаче питания выход примет значение $+U_{нас}$ или $-U_{нас}$ (рис. 104б). В первый момент конденсатор С разряжен и напряжение между входами равно $U_{оп}$. При установке в исходное состояние конденсатор С начинает заряжаться. Между входами ОУ напряжение $U_{оп} - U_c$, т.к. $U_{оп} > U_c$, то $U_{оп}$ определяет выход ОУ. Когда U_c достигнет $U_{оп}$, произойдет переключение ОУ на противоположное. В момент равенства этих напряжений ОУ начинает работать в соответствии с его свойствами. Т.к. при этом напряжение между входами близко к нулю и меняет знак на противоположный, то и выходное напряжение меняется на противоположное. При изменении знака выходного напряжения меняется знак опорного и конденсатор начинает перезаряжаться по пунктирной стрелке. Когда положительное напряжение на конденсаторе сравнивается с положительным опорным (момент времени t_2), выходное напряжение ОУ изменится на противоположное.

При включении схемы интервал $(0-t_1)$ короче, чем последующие интервалы. Для установившегося режима:

$$t_1 = t_2 = t_3 = \dots; T = t_1 + t_3 \approx R3C1; f = 1/T.$$

5.2.8. Активные фильтры

Фильтры применяются для выделения постоянной составляющей в изменяющемся от времени сигнале. Фильтрация требуется, например, для

выходного напряжения выпрямителей, выходного напряжения широтно-импульсного регулятора.

Фильтр первого порядка

Схема представлена на рис. 104. $U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p)$ - передаточная функция. ОУ работает в линейном режиме (все свойства действуют).

Исходные уравнения:

$$U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p) = Z_{\text{ос}}/Z_{\text{вх}};$$
$$Z_{\text{ос}} = (R_2 \times (1/pC)) / (R_2 + 1/pC) = R_2 / (pR_2C + 1); \quad Z_{\text{вх}} = R_1.$$

Тогда

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = R_2/R_1 / (pR_2C + 1).$$

Если $p \Rightarrow d/dt$, то $U_{\text{вых}} \times pCR_2 + U_{\text{вых}} = (R_2/R_1) \times U_{\text{вх}}$. Решение этого дифференциального уравнения ищется в виде экспоненты.

6. Цифровые интегральные микросхемы

6.1. Общие понятия

Анализ и синтез цифровых схем проводят на основе Булевой алгебры. Джон Буль - английский математик XIX века.

Цифровые схемы оперируют с логическими переменными, которые обозначаются буквами латинского алфавита. Над логическими переменными можно совершать 3 основных действия:

операция ИЛИ;

операция И;

операция НЕ.

ИЛИ - логическое сложение (дизъюнкция).

И - логическое умножение (конъюнкция).

НЕ - инверсия, отрицание.

Обозначение этих действий:

ИЛИ обозначается $+, (V)$;

И обозначается $\times, (\wedge)$;

НЕ обозначается чертой над логической переменной.

6.2. Основные свойства логических функций

Переменная, связанная логическими операциями, образует логическую функцию. Свойства логических функций:

1. Свойства логического сложения.

$$0+0=0;$$

$$0+1=1;$$

$$1+1=1.$$

2. Свойства логического умножения.

$$0 \times 0 = 0;$$

$$0 \times 1 = 0;$$

$$1 \times 1 = 1.$$

3. Свойства отрицания.

$$\bar{0} = 1; \quad \bar{1} = 0; \quad \bar{\bar{1}} = 1; \quad \bar{\bar{0}} = 0;$$

Приведенные соотношения называются **аксиомами**.

Основные свойства в общем виде:

$$a + 0 = a; \quad a \times 0 = 0;$$

$$a + 1 = 1; \quad a \times 1 = a; \quad \bar{\bar{a}} = a;$$

$$a + a = a; \quad a \times a = a;$$

$$\bar{\bar{a}} + a = 1; \quad \bar{\bar{a}} \times a = 0.$$

6.3. Основные логические законы

1. Переместительный закон

$$a + b = b + a;$$

$$a \cdot b = b \cdot a.$$

2. Сочетательный закон

$$(a + b) + c = a + (b + c);$$

$$(a \cdot b) \cdot c = a \cdot (b \cdot c).$$

3. Распределительный закон

$$a \cdot (b + c) = a \cdot b + a \cdot c;$$

$$a + (b \cdot c) = (a + b) \cdot (a + c).$$

Доказательство: $a + bc = a(1 + b + c) + bc = \underline{a} + ab + \underline{ac} + bc = a(a + c) + b(a + c) = (a + c) \cdot (a + b).$

4. Закон поглощения

$$a + ab = a(1 + b) = a;$$

$$a \cdot (a + b) = a + ab = a.$$

5. Закон склеивания

$$ab + a\bar{b} = a;$$

$$(a + b)(a + \bar{b}) = a.$$

6. Закон отрицания (законы Моргана)

$$\overline{a + b} = \bar{a} \times \bar{b}; \quad \overline{a \times b} = \bar{a} + \bar{b}.$$

Законы Моргана позволяют реализовать функционально полные системы на элементах И-НЕ, ИЛИ-НЕ.

6.4. Функционально полная система логических элементов

Функционально полная система - это такой набор элементов, используя который можно реализовать любую сколь угодно сложную логическую функцию.

Набор из основных логических элементов И, ИЛИ, НЕ является естественно функционально полным. Функционально полные системы могут

быть реализованы также на элементах И-НЕ, ИЛИ-НЕ. Реализация основных логических функций на элементах И-НЕ доказывается следующими соотношениями:

Для И: $ab = \overline{\overline{a} \times \overline{b}}$.

Для ИЛИ: $a + b = \overline{\overline{a} \times \overline{b}}$.

Для НЕ: $\overline{a \times a \times 1 \times \dots \times 1} = \overline{a}$.

6.5. Обозначения, типы логических микросхем и структура ТТЛ

Обозначения основных логических микросхем показано на рис. 105. В корпусе микросхемы содержится несколько логических элементов. Типы логических микросхем:

1. ТТЛ - транзисторно-транзисторная логика.

Выпускаются серии: К133, К155, К555, К1531, К1533.

2. КМОП - микросхемы на основе комплементарных полевых транзисторов по структуре металл-окисел-полупроводник: К176, К561, К1561.

3. ЭСЛ - эмиттерно-связанная логика: К500.

Структура ТТЛ логического элемента 2И-НЕ представлена на схеме рис.106. На входе схемы используется многоэмиттерный транзистор VT1, который имеет 2 эмиттера для организации двух входов. VT2, VT3 образуют усилительные каскады.

Рассмотрим работу схемы. При нулевом сигнале на входе 1 протекает ток через R1, Б-Э VT1, ключ Кл на общую точку ОТ. VT1 работает в ключевом режиме, на эмиттер подан ноль, напряжение на базе составляет примерно 0,6в. Тогда через переход Б-К транзистора VT1 и базовые переходы транзисторов VT2, VT3 ток протекать не может, т.к. эта цепь закорочена переходом Б-Э VT1. Значит, ток через Б-Э VT2 и Б-Э VT3 отсутствует, транзистор VT3 закрыт, напряжение питания приложено к выводам К-Э VT3, следовательно, напряжение на выходе схемы соответствует 1. Логический элемент по одному из входов реализует логическую функцию НЕ (0 на входе, 1 на выходе).

При 1 на входе ток по входной цепи протекать не может. Закоротка Б-К VT1 отсутствует. Ток протекает по цепи +5В, R1, Б-К VT1, Б-Э VT2, Б-Э VT3. Транзистор VT3 открыт. Он закорачивает выход с ОТ, что соответствует 0 на выходе.

Для реализации функции ИЛИ-НЕ в рассматриваемой структуре используют параллельное включение транзисторов. На рис.107 приведена схема элемента 2ИЛИ-НЕ. В этой схеме параллельно включены транзисторы VT2 и VT2'. Работу схемы поясняет таблица.

Основные функции И, ИЛИ, НЕ могут быть изображены в виде схем из контактов реле. Катушки реле являются входами таких схем. Элементу И соответствует последовательное соединение контактов - рис.108. Элементу ИЛИ соответствует параллельное соединение контактов - рис.109. Работа

схем поясняется приведенными таблицами. Сигнал 0 на входе соответствует разомкнутому состоянию контакта, 1- замкнутому. Столбец значений выходного сигнала записывается на основе аксиом.

Основные параметры логических ТТЛ элементов

1. Напряжение питания $U_{пит} = +5V \pm (5 \div 10)\%$.
2. Быстродействие.
Характеризуется временем переключения (изменение состояния на противоположное), составляет 5...50 нс.
3. Помехоустойчивость (по входу).
Определяется тем уровнем помех на полезном сигнале, который не приводит к ложному изменению состояния элемента. У большинства ТТЛ -элементов порогом срабатывания их является напряжение $U_{пор} = 1,4V$, т.е. напряжение от 0 до 1,4В воспринимается как 0, а 1,4В и больше воспринимается как 1.
4. Потребляемая мощность.
5. Нагрузочная способность (по выходу).
Составляет несколько миллиампер.
6. Выходные параметры ТТЛ:
Логической 1 соответствует $U_{вых} > 2,4V$, логическому 0 соответствует $U_{вых} < 0,4V$.

6.6. Синтез комбинационных логических схем

Комбинационные схемы - это схемы, которые не содержат элементов памяти и элементов выдержки времени.

Последовательность синтеза следующая:

1. Задаётся словесный алгоритм работы схемы.
2. Составляется таблицы истинности.
3. Записывается исходная логическая функция и выполняется её минимизация.
4. Выполняется реализация полученной логической функции на логических элементах.

Пример: требуется построить логическую схему голосования на 3 входа: сигнал на выходе схемы равен 1, когда большинство входных сигналов равно 1.

Составляем таблицу истинности: **таблица истинности** - это табличная запись алгоритма. Обозначим входные переменные: x_1, x_2, x_3 . В таблице истинности для входных переменных должны быть записаны все возможные комбинации. Число строк в такой таблице равно 2^n в степени n , где n - количество входных переменных. Выходная логическая функция f записывается по словесному алгоритму (рис.110). Когда две или три входных переменных равны 1, выходная функция тоже равна 1.

По таблице истинности может быть записано логическое выражение. Форма записи по таблице истинности называется **совершенно нормальной формой**. Существует две формы записи: **дизъюнктивная совершенно нормальная форма** - сокращенно ДСНФ, **конъюнктивная совершенно**

нормальная форма - КСНФ. Обычно запись ведётся в дизъюнктивной форме. В этой форме записи принимаются во внимание строки, в которых логическая функция принимает значение 1. Произведения переменных этих строк складываются логически. ДСНФ для нашего примера:

$$f = \overline{x_1}x_2x_3 + x_1\overline{x_2}x_3 + x_1x_2\overline{x_3} + x_1x_2x_3.$$

Можно принимать во внимание строки с нулевым значением функции, только при этом каждая строка - это сумма переменных строки, а между собой суммы переменных соединяются произведением. Функция называется КСНФ.

Дальше выполняется следующий этап синтеза - **минимизация**, т.к. реализация логической функции по ДСНФ является достаточно сложной ввиду большого размера выражения для f . Цель минимизации - упростить выражение до такого вида, которое далее бы не упрощалось. В результате получается, так называемая, **тупиковая форма**.

6.6.1. Методы минимизации

Минимизация может быть выполнена несколькими способами.

1. На основе законов алгебры логики.

Недостаток метода - сложно выбрать из законов подходящий закон для очередного упрощения, трудно наметить путь преобразования, нельзя гарантировать, что полученная упрощенная форма является тупиковой.

2. Метод карт Карно.

Применяется при числе переменных $n < 5 \dots 6$.

3. Метод Квайна и его модификации. Является табличным, не имеет ограничений по количеству переменных. Сложный, но хорошо поддается алгоритмизации и исполнению на ЦВМ.

Минимизация с помощью карт Карно

Карта Карно представляет собой прямоугольную таблицу, в которой число клеток равно 2^n . Карта заполняется на основе таблицы истинности или записи логической функции в ДСНФ.

Для приведенного выше примера таблица истинности имеет вид, представленный на рис. 111. Внутри карты Карно записываются значения логической функции. Значения входных переменных записываются по краям карты. Каждая входная переменная делит поле карты пополам. Для одной половинки поля значения входных переменных равны 1, для другой - 0. При расстановке переменных необходимо соблюдать следующее правило: соседние столбцы и строки должны различаться только одной переменной. Значение входной переменной, равное 1, принято охватывать скобочкой. Там, где нет скобочки, значение переменной равно 0. Возможно другое обозначение переменной по краю Карты (рис. 112).

Далее единицы в карте Карно объединяются контурами. Правила нанесения контуров:

1. Каждый контур должен быть прямоугольным.
2. Количество клеток внутри контура должно быть равным 2^k в степени k , где $k=1,2,3,\dots,n$.
3. Одни и те же клетки с единицами могут входить в несколько контуров.
4. Размеры контуров должны быть как можно большими, а число контуров как можно меньшим.
5. Нижняя и верхняя строки, левый и правый столбцы считаются соседними.

Запись минимизированного выражения по карте Карно с нанесенными контурами выполняется по следующим правилам:

1. Количество слагаемых в дизъюнктивной форме равно количеству контуров.
2. Из конъюнкции переменных исчезают те переменные, границы изменения которых пересекаются контуром.

Для рассматриваемого примера:

$$f = x_1x_2 + x_2x_3 + x_1x_3.$$

В этом выражении x_1x_2 записано из первого контура, x_2x_3 - из второго контура, x_1x_3 - из третьего контура.

Реализация по этому выражению имеет вид, представленный на рис.

113. Реализация требует два корпуса микросхем.

Для уменьшения количества корпусов преобразуют полученную логическую функцию по законам Моргана и записывают её в базисе И-НЕ или в базисе ИЛИ-НЕ. Применение законов Моргана позволяет избавиться от “+” в логической функции или от произведений. Один из законов Моргана имеет вид:

$$\overline{a + b} = \overline{a} \times \overline{b}.$$

Изменим запись закона

$$\overline{\overline{a + b}} = \overline{\overline{a} \times \overline{b}}.$$

Запись справедлива для любого количества элементов. Под a и b можно понимать логические выражения. Применим формулу для нашего выражения:

$$f = \overline{\overline{x_1x_2} \cdot \overline{x_2x_3} \cdot \overline{x_1x_3}}.$$

Реализация по данному выражению показана на рис. 114. Реализация требует два корпуса микросхем.

6.6.2. Примеры минимизации, записи функции и реализации

Пример 1 (рис. 115).

Свойство 5 в Правилах нанесения контуров можно понимать так, что края карты не являются границами. Говорят, что карта Карно представляет собой “бублик”. Она может быть соединена по левому и правому краю, образуя цилиндр, а затем по верхнему и нижнему краю, образуя ”бублик”. Для нашего примера

$$f = x_3.$$

Реализация представлена на рис.115.

Пример 2 (рис.116).

Логическая функция имеет вид:

$$f = \overline{x_1} + \overline{x_2} = \overline{x_1 x_2}.$$

Реализация - рис.117. Реализация после применения закона Моргана - рис.118.

Пример 3. Рассмотрим типовую функцию, которая называется “Сумматор по модулю 2” или “Исключающее ИЛИ”. Таблица истинности для неё имеет вид (для двух входов), представленный на рис.119. Обозначение функции “Исключающее ИЛИ”:

$$f = x_1 \oplus x_2.$$

Карта Карно для этой функции показана на рис.120. Она показывает, что нельзя организовать контур с несколькими единицами, т.е. минимизация невозможна и логическую функцию можно записать только в ДСНФ

$$f = \overline{x_1}x_2 + x_1\overline{x_2} = \overline{\overline{\overline{\overline{\overline{x_1}x_2}}}} \cdot \overline{\overline{\overline{\overline{\overline{x_1}x_2}}}}.$$

Обращаем внимание, что $\overline{\overline{\overline{\overline{\overline{x_1}x_2}}}} \neq \overline{x_1}\overline{x_2}$. Реализация представлена на рис. 121. Требуется 2 корпуса.

Пример 4. Вид карты Карно для четырёх входных переменных показан на рис.122.

6. 7. Интегральные триггеры

В отличие от комбинационных логических схем, триггеры - это последовательностные схемы, т.е. устройства с памятью. Их выходные сигналы зависят не только от сигналов на входах в данный момент времени, но и от ранее воздействовавших сигналов.

Типы триггеров в зависимости от способов управления:

1. **Асинхронные** или не тактируемые.
2. **Синхронные** или тактируемые.

Изменение состояние асинхронного триггера происходит сразу же после изменения сигналов на его управляющих входах.

У синхронного триггера изменение состояния под действием управляющих сигналов возможно только при присутствии сигнала на специальном тактовом входе. Тактирование может осуществляться импульсом (т.е. потенциалом) или фронтом импульса (т.е. перепадом потенциала). Поэтому различают *триггеры со статическим и динамическим управлением*. Существуют также *универсальные триггеры*, которые могут работать как в тактируемом, так и в не тактируемом режиме. Чаще всего применяются синхронные триггеры, которые обладают большой помехоустойчивостью.

Типы триггеров в зависимости от функционального назначения:

- 1) RS - триггеры;
- 2) D - триггеры;
- 3) JK - триггеры;
- 4) T - триггеры.

На основе триггеров строятся счетчики, регистры, элементы памяти, которые составляют основу ЦВМ.

6.7.1. RS асинхронный триггер

Реализация на элементах 2И-НЕ имеет вид, представленный на рис.123. На нем обозначено: S - Set - установка, R - Reset - сброс. Черточки над S и R означают инверсию, т.е. управление триггерами ведется нулевыми сигналами. При подаче 0 на инверсный вход S на выходе Q устанавливается 1. При подаче 0 на инверсный вход R на выходе Q устанавливается 0. Одновременная подача нулевых сигналов на оба входа запрещена. Наличие 1 на обоих входах - это состояние хранения предыдущей информации (память). Отличительная схемотехническая особенность триггера - это наличие обратной связи с каждого выхода на вход. На основе корпуса с элементами 2И-НЕ можно реализовать 2 триггера. Функционирование RS триггера можно записать на основе таблицы истинности (рис. 124). Состояние выходов триггера определяют нулевые сигналы на входах. Форма сигналов на управляющих входах, представлена на рис. 125. При подаче питания такой триггер встает в одно из возможных состояние $Q=1$ или $Q=0$. Заранее это определить нельзя.

Реализация RS триггера на элементах 2ИЛИ-НЕ показана на рис. 126. Состояние его выходов определяют 1 на входах, т.к. черточек над R и S нет. Это означает, что управление ведется 1. Таблица истинности представлена на рис. 127.

6.7.2. Асинхронный D - триггер

Буква D в названии триггера - это начальная буква слова Delay-задержка. Основой D-триггера является RS триггер, у которого выполняется условие несовпадения управляющих сигналов, а управляющий вход у триггера один (рис.128). Диаграммы работы представлены на рис.129.

6.7.3. Синхронный D - триггер со статическим управлением

Схема такого триггера (рис.130) имеет вход D -информационный вход и вход C -вход синхронизации. Логические элементы 2И-НЕ на входе при подаче на вход C единичного сигнала разрешает пройти на выход триггера сигналу с входа D. При подаче на вход C нулевого сигнала -на выходе логических элементов появляется единица, информация на выход со входа D не проходит и триггер хранит предыдущую информацию. На вход C всегда подаются импульсы постоянной частоты. Частота обычно выбирается достаточно высокой по сравнению с частотой изменения сигнала на входе D. Обозначение триггера на схемах показано на рис. 131. Диаграммы работы приведены на рис. 132. В серии 155 выпускается 2 типа D -триггеров со статическим управлением: K155TM7, K155TM5.

6.7.4. Синхронный D -триггер с динамическим управлением

Триггеры с динамическим управлением обычно строятся по структуре двухступенчатого триггера, содержащего ведущий и ведомый триггеры. Это так называемая структура MS (ведущий-ведомый).

Обозначение на схемах показано на рис. 133. R и S -это установочные входы, используются при включении триггера для предварительной установки в нужное состояние. Выпускается триггер K155TM2. Значок > на входе C говорит о том, что синхронизация триггера осуществляется по фронту импульса синхронизации, подаваемого на вход C. Если применяется значок < , то синхронизация осуществляется по спаду импульса синхронизации. Диаграммы работы триггера приведены на рис.134.

6.7.5. Синхронный JK - триггер

Буква J обозначает слово Jump-прыжок, K- Кеер-держать. Выпускается триггер K155TB1, он является универсальным.

Обозначение на схемах показано на рис.135. Значок < на входе C говорит о том, что синхронизация триггера осуществляется по спаду импульса синхронизации, т.е. при $C=1 \rightarrow 0$: Q -var.

Возможные режимы работы:

1. J=1, K=0. Это режим записи $Q=1$ по спаду сигнала синхронизации $C=1 \rightarrow 0$.
2. J=0, K=1. Это режим записи $Q=0$ по спаду сигнала синхронизации $C=1 \rightarrow 0$.
3. J=1, K=1. При этом $Q=var$ по спаду сигнала $C=1 \rightarrow 0$. Это счетный режим работы.
4. J=0, K=0 или $C=0=const$. При этом $Q=const$. Это режим хранения информации.

6.7.6. Т - триггер

Это счетный триггер. Обозначение на схемах показано на рис.136, диаграммы работы - на рис.137. Т - тактовый вход. С приходом тактового импульса Т- триггер изменяет свое состояние на противоположное.

На рис. 138 показано преобразование JK - триггера в Т- триггер, а на рис 139 - преобразование D - триггера в Т- триггер.

6.7.7. Вспомогательные схемы для триггеров.

Схема генератора импульсов

Схема представлена на рис.140. Она используется для получения импульсов, подаваемых на вход С или Т синхронных триггеров. Основой схемы является RS - триггер, у которого одна обратная связь с выхода на вход заменена конденсаторной обратной связью. Величина сопротивления резисторов $R \approx 300$ Ом. Резисторы R обеспечивают лучшую возбуждаемость генератора и стабильность работы. Триггер имеет управляющий вход. В режиме генерации на вход управления должна быть подана 1, при 0 - генерация запрещена.

Форма выходных импульсов и диаграммы напряжений в различных точках схемы приведены на рис. 141. Период работы $T=t_1+t_2=f(C)$.

Формирователь импульса

Формирует импульсы заданной ширины. Схема приведена на рис.142, диаграммы работы - на рис.143. Инверторы на входе и выходе схемы придают ей универсальность - в качестве входа можно использовать Вх.1 или Вх.2, а в качестве выхода -Вых.1 или Вых.2 или Вых.3.

6.8. Мультиплексоры и демультиплексоры

Мультиплексор (MX) (другие названия – селектор данных, коммутатор) – это комбинационное логическое устройство, предназначенное для управляемой передачи данных, которые поступают по нескольким входам, на один выход. Выбор того или иного входа осуществляется в соответствии с поступающим кодом адреса. Согласно определению, мультиплексор имеет две группы входов (информационные и адресные) и один выход. Код, подаваемый на адресные входы, определяет, какой из информационных входов в данный момент подключен к выходному выводу. Если число адресных входов равно n , то число информационных входов может быть равно 2^n .

На рис. 144 приведена схема мультиплексора К561КП2. Это восьмивходовой мультиплексор-демультиплексор. Микросхема имеет три адресных входа 1, 2 и 4, восемь информационных входов X0-X7 и вход стробирования S, с помощью которого выход мультиплексора отключается от входов и переходит, в так называемое, третье состояние (верхний и нижний ключи выходного каскада микросхемы находятся в закрытом

состоянии). Для получения третьего состояния на вход S необходимо подать лог.1. При подаче на адресные входы 1, 2 и 4 двоичного кода адреса, а на вход S лог. 0 выход мультиплексора соединяется с входом, номер которого равен двоичному коду адреса. В этой микросхеме соединение входов с выходом организуется с помощью двунаправленного ключа на КМОП-транзисторах. Передаваемый через мультиплексор сигнал может быть как аналоговым, так и цифровым, он может передаваться как с входов на выход (режим мультиплексора), так и с выхода распределяться по входам (режим демультиплексора).

Мультиплексор может применяться для опроса различных датчиков цифровых и аналоговых сигналов и передачи этой информации на вход одного приемника (для усиления, преобразования, индикации).

Демультиплексор – это комбинационное логическое устройство, предназначенное для управляемой передачи данных от одного источника информации в несколько информационных каналов. Согласно определению, демультиплексор в общем случае имеет один информационный вход, n адресных входов и 2^n выходов. Демультиплексор может применяться для распределения сигнала, принятого по одному проводу, по различным потребителям.

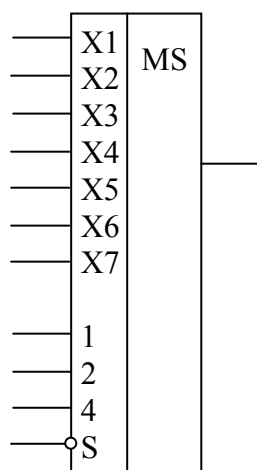


Рис.144

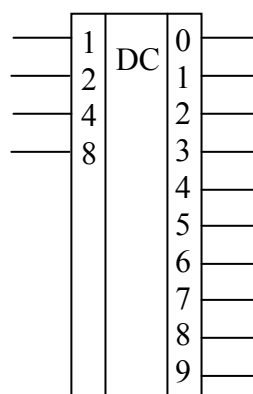


Рис.145

6.9. Дешифраторы

Дешифратор или **декодер** (DC) – это комбинационное логическое устройство, предназначенное для преобразования входного кода в другой код. В качестве примера рассмотрим дешифратор К561ИД1 (рис. 145). Он преобразует входной код в так называемый унитарный: выходной сигнал с уровнем лог.1 появляется на том выходе дешифратора, номер которого соответствует десятичному эквиваленту входного кода, а на остальных выходах дешифратора при этом лог.0.

Широко распространены также дешифраторы двоично-десятичного кода в код семисегментного индикатора.

В заключение отметим, что мультиплексоры и дешифраторы относятся к классу комбинационных логических устройств. Далее рассматриваются

устройства на основе последовательностных логических устройств (триггеров).

6.10. Двоичные счетчики-делители

Счетчик (СТ) – это последовательностное устройство, предназначенное для подсчета числа входных импульсов и хранения результатов счета в двоичном коде (преобразование последовательности импульсов в параллельный двоичный код), а также для деления частоты входных импульсов. В ЦВМ они используются для образования адресов команд, подсчета количества циклов и т.п. **Счетчики выполняются на основе триггеров.** По целевому назначению счетчики могут быть простыми (для суммирования или вычитания) или **реверсивными** (для работы в обоих режимах). По принципу работы различают:

- **Асинхронные** счетчики, информация у которых передается последовательно по цепочке триггеров, начиная с входного;
- **Синхронные** счетчики, у которых входные импульсы поступают одновременно на все триггеры счетчика.

Основным параметром счетчика является **коэффициент или модуль счета K** – это наибольшее число, которое может быть подсчитано счетчиком. В зависимости от значения модуля счета счетчики делятся на двоичные ($K=2^n$, где n – число триггеров), декадные ($K=10$), с произвольным модулем счета.

На рис. 146 представлен типичный четырехразрядный **асинхронный** счетчик-делитель на JK-триггерах. Диаграммы работы счетчика показаны на рис. 147. Каждый из триггеров делит частоту пополам, поэтому частота выходного сигнала Q_4 равна $1/16$ частоты входного сигнала синхронизации.

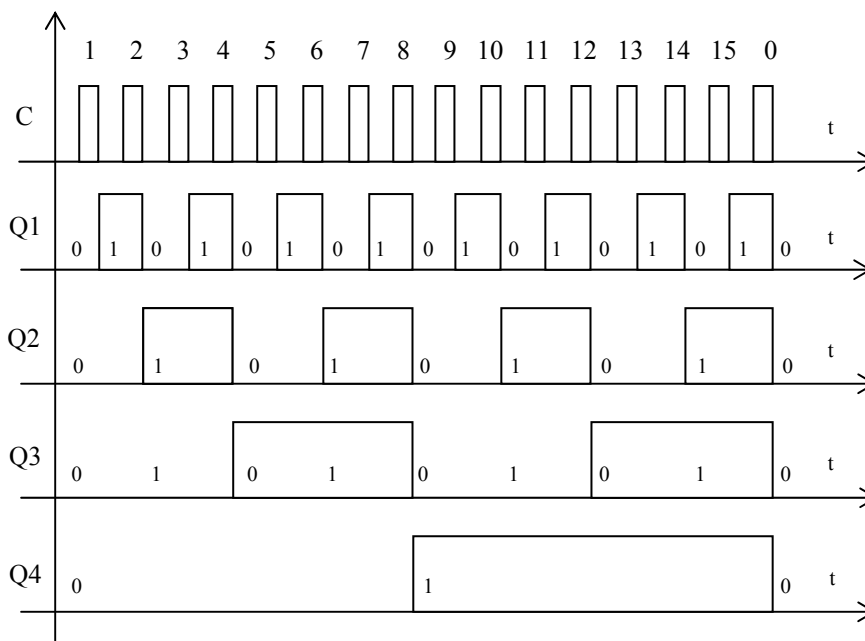


Рис. 147

Перед началом счета на входы R всех триггеров кратковременно подается низкий уровень сигнала ($R=0$) для предварительной очистки счетчика (для установки на всех прямых выходах Q триггеров логического

ноля). Как видно из диаграммы счетчик на прямых выходах формирует линейно нарастающие кодовые наборы от 0000 до 1111, являющиеся двоичными эквивалентами десятичных чисел от 0 до 15. Шестнадцатый импульс переводит все триггеры в нулевое состояние. Модуль счета этого счетчика $K=2^4=16$.

Очевидно, что при счете импульсов на инверсных выходах триггеров формируются линейно убывающие коды от 1111 до 0000, что используется для реализации вычитающих счетчиков. В *вычитающем счетчике* синхронизирующий вход каждого триггера связан с инверсным выходом предыдущего триггера. Перед началом счета должна быть выполнена предварительная установка счетчика в состояние 1111.

Для увеличения скорости счета применяют *синхронные* (параллельные) счетчики, у которых счетные импульсы поступают одновременно на входы синхронизации всех триггеров (рис. 148). Порядок переключения триггеров в таких счетчиках определяют логические схемы совпадения «И». В схеме рис. 148 первый импульс при условии $J=K=1$ изменит состояние только первого триггера ($Q_1=1$) и одновременно подготовит к переключению второй триггер, т. к. для него будет $J_2=K_2=1$.

При модуле счета $K < 2^n$ двоичный счетчик будет иметь избыточные состояния, которые необходимо исключить с помощью дополнительной комбинационной схемы. Например, если требуется создать суммирующий счетчик с $K=6$, то потребуется не менее 3-х триггеров, т.к. $2^2 < 6 < 2^3$. Счетчик из 3-х триггеров возвращается в исходное состояние после 8-го импульса, а надо после 6-го. Избыточные состояния исключаются с помощью комбинационной схемы И-НЕ, которая после 6-го импульса, когда будет набран двоичный код 110, эквивалентный заданному $K=6$, подаст сигнал 0 на сбросовые R- входы триггеров и возвратит триггеры в исходное состояние $Q_1=Q_2=Q_3=0$. Для исключения избыточных состояний входы логического элемента И-НЕ надо соединять только с выходами тех разрядов счетчика, на которых будут единицы при достижении кодового набора, соответствующего требуемому модулю счета K .

Широкое распространение получили декадные (десятичные) счетчики с $K=10$. Декадный счетчик можно реализовать на основе схемы рис. 146, если дополнить ее логическим элементом 2И-НЕ, подав на его входы сигналы $Q_2=Q_4=1$ (1010 – двоичный код числа 10) для очистки счетчика по входу R с приходом 10-го импульса.

Различные счетчики изготавливаются в виде готовых микросхем.

6.11. Регистры

Регистр (RG) – это последовательностное устройство, предназначенное для записи, хранения и (или) сдвига информации, представленной в виде многоразрядного двоичного кода. В зависимости от функционального назначения различают регистры *сдвига* (последовательные) и *памяти* (параллельные). *Регистры выполняются на основе триггеров.*

В четырехразрядном *регистре сдвига*, выполненном на JK-триггерах (рис. 149), с приходом каждого спадающего фронта тактового импульса синхронизации на входы «С» происходит ступенчатая запись сигналов с прямых и инверсных выходов на информационные входы каждого последующего триггера, от младшего разряда к старшему.

Если на входе данных первого триггера Т1 имеем 0, т.е. $J=0$, $K=1$, то в исходном состоянии на выходах $Q1=0$, $Q1=1$. Эти же уровни сигналов последовательно передаются каждому триггеру после прихода тактовых импульсов, но не изменяют их состояния. Если же на входе первого триггера $J=1$, $K=0$, то после первого тактового импульса на его выходах установятся новые логические уровни $Q1=1$, $Q1=0$; вторым тактовым импульсом в это состояние переключится второй триггер и т.д. (рис. 150). Очевидно, что четвертый тактовый импульс сдвинет уровень логической единицы в четвертый триггер, и на выходах разрядов регистра появится кодовый набор 1111.

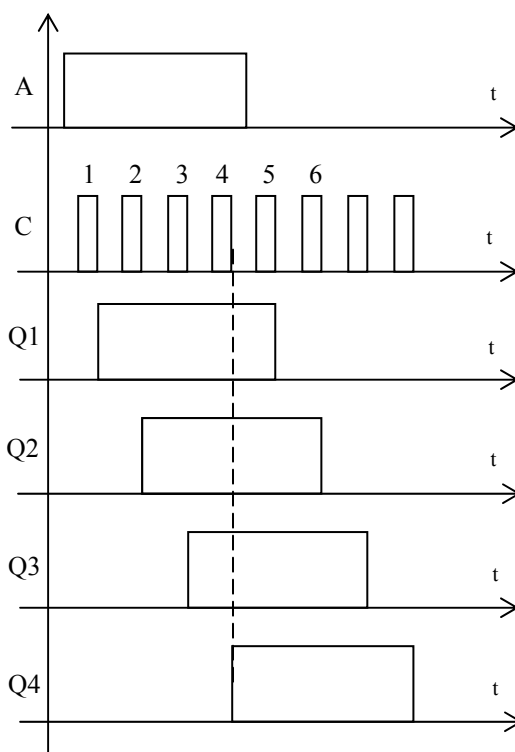


Рис. 150

Регистры памяти применяются для хранения информации, представленной в виде двоичного кода. Такие регистры должны по тактовому разрешающему импульсу принимать параллельный код входной информации и хранить его до прихода следующего тактового импульса. Для построения регистров памяти наиболее удобны D-триггеры. На рис. 151 показана схема четырехразрядного регистра памяти K155TM5. Он содержит четыре тактируемых потенциалом D-триггера. Если на тактовые входы триггеров подан потенциал $C=1$, то информация с входов D1–D4 устанавливает триггеры в соответствующие состояния и эта информация появляется на выходах регистра. При $C=0$ триггеры хранят запомненную

информацию вне зависимости от того, какие потенциалы присутствуют при этом на входах D1–D4.

7. Элементы оптоэлектроники

Оптоэлектроника – это раздел электроники, в котором изучаются вопросы генерации, передачи и хранения информации на основе совместного использования оптических и электрических явлений. Элементная база:

1. Фотоэлектрические полупроводниковые приборы – преобразователи световой энергии в электрическую.
2. Светодиодные оптоизлучатели – преобразователи электрической энергии в световую.
3. Оптоэлектрические пары (оптопары, оптроны) – приборы для электрической изоляции при передаче информации по световому каналу.

Обратный ток утечки в р-п переходе обусловлен неосновными носителями. Обычно пары электрон-дырка образуются за счет тепловой энергии. Но если на р-п переход падает свет, то это приводит к значительному увеличению концентрации неосновных носителей. Электроны и дырки, освобожденные энергией фотонов, вызывают значительное увеличение обратного тока утечки.

Фотодиод – это р-п переход, помещенный в корпус с прозрачным окном. Обычно такой диод работает со смещением в обратном направлении и типичное значение его тока в темноте равно 1 нА . При освещении с интенсивностью 1 мВт/см^2 ток увеличивается до 1 мкА . Такую интенсивность дает лампа мощностью 60 Вт на расстоянии 30 см . Изображение фотодиода на электрических схемах показано на рис.152а.

Фототранзистор – это обычный транзистор с прозрачным окном в корпусе. Когда свет падает на транзистор, в обоих р-п переходах освобождаются неосновные носители, но увеличение фототока дают те из них, которые образуются у смещенного в обратном направлении перехода коллектор-база. Как тепловой ток утечки $I_{\text{КО}}$ перехода коллектор-база усиливается транзистором и дает больший ток утечки коллектор-эмиттер, так же усиливается и фототок. Чувствительность фототранзисторов обычно в сто раз выше, чем у фотодиода. Базовый вывод у фототранзистора часто не используется. Изображение фототранзистора на электрических схемах показано на рис.152б.

Светодиоды – это полупроводниковые диоды на основе фосфида галлия и арсенида галлия, которые излучают свет при протекании прямого тока. Обычно прямой ток составляет $5\ldots 80\text{ мА}$ и для ограничения его последовательно с диодом включают резистор. Имеются светодиоды с красным, зеленым, желтым и довольно слабым синим свечением. Срок службы светодиодов практически не ограничен. Изображение светодиода на электрических схемах показано на рис.152в. Для индикации цифр на

цифровых дисплеях применяют светодиодные индикаторы. Наиболее распространены семисегментные индикаторы.

Оптроны – это приборы, содержащие в одном корпусе оптоизлучатель и фотоприемник, оптически связанные друг с другом. В качестве оптоизлучателя используются светодиоды, работающие в инфракрасном диапазоне излучения. В качестве фотоприемников используются фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры. Т.к. между приемником и излучателем существует только оптическая связь, это позволяет передавать сигналы при разности потенциалов между приемником и излучателем до нескольких кВ. При этом практически полностью исключаются паразитные емкостные и индуктивные связи в канале передачи информации, поэтому оптический канал связи обладает высокой помехоустойчивостью и надежностью. Обозначения различных оптопар (оптронов) показано на рис.153.

8. Практические занятия

8.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления

Задача любого выпрямителя - сформировать однополярное напряжение с заданной величиной постоянной составляющей U_d . В идеальном случае график выпрямленного напряжения должен быть прямой линией. Схема выпрямления и идеальная ВАХ диода VD представлены на рис.154. Трансформатор TV нужен для того, чтобы на нагрузке R_n иметь заданный уровень выпрямленного напряжения. Графики напряжений и тока в схеме показаны на рис.155, где U_2 - напряжение на вторичной обмотке трансформатора, U_d - действующее значение вторичного напряжения.

+

} - положительная полуволна;

—

(-)

} - отрицательная полуволна.

(+)

Среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_2(t) dt; U_2(t) = \sqrt{2} U_d \cdot \sin \omega t; U_d = 0,45 U_d.$$

Равенство S_1 и S_2 определяет уровень U_d . Диаграммы с учетом реальных свойств диода показаны на рис.156.

Работа схемы при прямоугольном напряжении представлена на рис. 157.

8.2. Однофазная двухполупериодная схема выпрямления

Усложнение схемы выпрямления делается для того, чтобы приблизить мгновенное выпрямленное напряжение к значению среднего выпрямленного напряжения. Среднее выпрямленное напряжение - это постоянный уровень. Мгновенное выпрямленное напряжение - это пульсирующее напряжение. Схема представлена на рис.158. Для получения второй полуволны выпрямленного напряжения применяют вторую полуобмотку питающего трансформатора. Схема реализуема только в трансформаторном варианте, трансформатор позволяет получить два напряжения, которые имеют общую точку. Обязательно должно быть согласное включение обмоток. Диаграммы показаны на рис. 159. Надписи VD1, VD2 на диаграмме напряжения на нагрузке U_n показывают, при работе какого диода образуется полуволна выпрямленного напряжения. Частота выпрямленного напряжения в два раза больше, чем питающего.

8.3. Работа однофазного двухполупериодного выпрямителя при прямоугольном питающем напряжении

Будем полагать, что фронта питающего напряжения являются вертикальными. Диаграммы работы схемы для этого случая показаны на рис.160. В действительности фронта напряжения не являются вертикальными, а имеют какой-то наклон, как показано на рис. 160 тонкими линиями. В выпрямленном напряжении при этом имеются провалы, для устранения которых приходится применять фильтр. Чем ближе к идеальному случаю, тем эти провалы меньше.

8.4. Стабилизатор напряжения на стабилитроне

В реальных условиях работы схем выпрямления возможно изменение питающего напряжения и тока нагрузки. Это приводит к изменению среднего значения выходного напряжения схемы выпрямления. Кроме того, напряжение на выходе выпрямителя является пульсирующим. Пульсации напряжения на выходе выпрямителя могут быть уменьшены с помощью фильтра. Схема и диаграммы работы однополупериодного выпрямителя с фильтром на выходе в виде конденсатора C_f представлены на рис.161. Чем меньше емкость конденсатора и больше ток нагрузки, тем выше пульсации напряжения на нагрузке и меньше его среднее значение (из-за внутреннего падения на элементах схемы). Т.о. даже применение фильтра не позволяет получить постоянное по величине напряжение без пульсаций.

Задача схемы стабилизатора - получить выходное напряжение в виде прямой линии. Желательно его иметь неизменным при изменении входного напряжения и тока нагрузки.

Схема простейшего стабилизатора на стабилитроне и диаграммы его работы показаны на рис.162. Упит - пульсирующее, постоянное по знаку напряжение. Например, это выпрямленное отфильтрованное напряжение. Для схемы можно записать уравнение: $U_{пит} = U_{R_6} + U_{ст}$; $U_{ст} = U_n$. Условие нормальной работы схемы: $U_{ст} < U_{пит.min}$. R_6 - балластное сопротивление, на котором падает разница между $U_{пит}$ и $U_{ст}$. Наличие R_6 в схеме обязательно. Выбор R_6 выполняется на основе следующих уравнений:

$$I_1 = I_{ст} + I_n;$$

$$I_n = U_{ст} / R_n; I_n.max = U_{ст} / R_n.min.$$

Для худшего случая, когда ток нагрузки равен $I_n.max$:

$$I_1 = I_n.max + I_{ст.min}.$$

Для стабилитрона $I_{ст.min}$ величина заданная. R_6 рассчитывается по уравнению:

$$R_6 = U_{R_6} / I_1 = (U_{пит.min} - U_{ст}) / I_1.$$

Отсюда получаем:

$$R_6 = (U_{пит.min} - U_{ст}) / (I_n.max + I_{ст.min}).$$

В этой схеме нельзя получить ток нагрузки больше $I_{ст.мах}$, если этот ток меняется в широких пределах от 0 при х.х. до $мах$. Если ток нагрузки величина постоянная, то схема стабилизатора всегда работоспособна. Однако, колебания $U_{пит}$ будут приводить к изменению тока через стабилитрон и эти изменения не должны превышать диапазона $I_{ст.мин}...I_{ст.мах}$. В схеме стабилизатора возможно последовательное включение стабилитронов для получения нужного напряжения стабилизации $U_{ст}=U_{ст1}+U_{ст2}$. Параллельное включение стабилитронов не применяется.

8.5. Схема триггера на биполярных транзисторах

Состоит из двух ключей на транзисторах, между которыми организованы положительные обратные связи. Схема имеет два устойчивых состояния: на выходе есть напряжение (одно состояние), на выходе нет напряжения (другое состояние). Переход из одного состояния в другое осуществляется под действием управляющих импульсов. После изменения состояния на противоположные управляющие сигналы могут отсутствовать. Сохранение состояния при этом обеспечивается за счёт положительных обратных связей. Схема представлена на рис.164. При нарисовании триггерной схемы сначала рисуются два ключа и добавляются обратные связи. Обратная связь - это связь с выхода на вход.

Работа схемы. Пусть VT_2 закрыт. Под действием напряжения на его коллекторе через R_{63} протекает ток, удерживающий VT_1 в открытом состоянии. В то же время открытый VT_1 закорачивает базовую цепь транзистора VT_2 с резистором R_{64} . Закрытое состояние VT_2 соответствует значению выхода $Q=1$. Открытое состояние VT_1 - $\bar{Q}=0$. Напряжение на коллекторе закрытого транзистора ($Q=1$) равно:

$$U_Q = U_{п} \cdot R_{63} / (R_{к2} + R_{63}) .$$

Для того, чтобы сменить состояние триггера на противоположное, необходимо подать сигналы на вход R или S. Входные сигналы обычно являются импульсными. Наличие напряжения на входе S ($S=1$) устанавливает $Q=1$, а наличие напряжения на входе R ($R=1$) устанавливает $Q=0$. Одновременная подача сигнала на входы S и R запрещена, т.к. триггер при этом перестаёт быть триггером (не будет противоположного состояния Q и $\bar{Q}$).

Диаграммы работы при наличии входных импульсных сигналов показаны на рис. 165. На интервале между импульсами на входах S и R триггер помнит то состояние, в которое он был установлен по этим входам, т.е. триггер - элемент памяти.

Расчет элементов схемы. Триггер в большинстве случаев является симметричной схемой, поэтому $R_{к1}=R_{к2}$, $R_{63}=R_{64}$ и можно рассчитывать половинку триггера. Уравнения для расчета:

$$I_6 = I_{к} / (1,5 \div 2) h_{21э},$$

где $(1.5 \div 2)$ -коэффициент насыщения;

$$I_k = U_{\text{п}} / R_k.$$

Сопровитвления R_{k1} и R_{k2} обычно заданы, поэтому I_k известен, тогда

$$R_6 = U_Q / I_6.$$

Выражение для U_Q -смотри выше.

8.6. Мультивибратор на транзисторах

Основное отличие мультивибратора от триггера состоит в замене резисторов положительных обратных связей на конденсаторы. Мультивибратор имеет два устойчивых состояния, но они меняются не под действием входных сигналов, а под действием сигналов через положительные обратные связи. Мультивибратор не имеет внешних входов. Это автоколебательное устройство. Схема мультивибратора представлена на рис.166, диаграммы работы - на рис.167.

Описание работы схемы. Примем за начальное состояние схемы ситуацию, когда транзистор VT1 - открыт, а VT2 - закрыт. При этом конденсатор C1 заряжен через R_{k2} ($R_{k2} \ll R_6$). VT1 поддерживается в открытом состоянии за счет тока через R_{61} и базу VT1. Конденсатор C2 заряжается через R_{62} и открытый VT1. Полярность напряжения на C2 для этого процесса показана на схеме в скобках. Когда напряжение на C2 достигнет значения $\approx 0,6\text{В}$, то к переходу Б-Э VT2 будет приложено положительное напряжение, открывающее этот переход. Переход Б-Э является диодом. Итак, VT2 открывается и напряжение на C1 через открывшийся VT2 прикладывается в обратном направлении к переходу Б-Э VT1, VT1 - закрывается. На этом заканчивается первый этап времени $0-t_1$. На втором этапе t_1-t_2 напряжение на конденсаторе C1 медленно изменяется, происходит разряд C1 по цепи R_{61} , К-Э VT2. Одновременно конденсатор C2 быстро заряжается через R_{k1} и базовую цепь VT2 до напряжения питания $+U_{\text{п}}$, поддерживая VT2 в открытом состоянии. По окончании заряда C2 (раньше момента t_2) открытое состояние VT2 поддерживается цепью через R_{62} . Когда напряжение на конденсаторе C1 сменит свой знак и достигнет величины $\approx 0,6\text{В}$, то откроется транзистор VT1. Это момент t_2 . Далее начинается этап t_2-t_3 . Т.к. при закрывании транзистора параллельно К-Э подключен быстро заряжающийся через R_k конденсатор, то напряжение К-Э повторяет напряжение на конденсаторе. Половина периода работы схемы $T/2$ определяется постоянной времени $\tau = CR_6$. Обычно схема мультивибратора симметрична.

8.7. Ждущий одновибратор на транзисторах

Одновибратор служит для формирования импульсов заданной длительности из импульсов любой ширины. Схема одновибратора представлена на рис.168. Схему одновибратора можно представить в виде двух частей: одна часть - это половинка триггера, другая часть - это половинка мультивибратора.

При подаче питания одновибратор всегда устанавливается в определенное исходное состояние: транзистор VT2 - открыт, VT1 - закрыт. Открывается именно VT2, т.к. его базовый ток значительно больше, чем у VT1. Базовый ток VT1 определяется цепью с сопротивлением ($R_{61} + R_{K1}$), а базовый ток VT2 – цепью с R_{62} и параллельной ей цепью с $R_{K1}, C1$. Т.к. сопротивление R_K всегда меньше сопротивления R_6 , то базовый ток VT2 больше. Протекающий через $R_{K1}, C1$ ток заряжает конденсатор C1. Полярность напряжения на конденсаторе C1 - плюс слева.

При подаче на базу VT1 положительного импульса тока этот транзистор открывается. Напряжение на конденсаторе C1 прикладывается к переходу Б-Э транзистора VT2 в обратном направлении и VT2 закрывается. За счет действия положительной обратной связи с коллектора транзистора VT2 на базу VT1 через сопротивление R_{61} транзистор VT1 будет поддерживаться в открытом состоянии током, протекающим по цепи: +Уп, R_{K1} , R_{61} , Б-Э транзистора VT1. При этом входной импульс уже может быть снят. Конденсатор C1 начинает перезаряжаться по цепи: +Уп, R_{62} , C1, К-Э открытого транзистора VT1. Когда напряжение на конденсаторе C1 в процессе перезаряда сменит знак и достигнет величины $\approx 0,6V$, достаточной для открытия транзистора VT2, то этот транзистор откроется, цепь обратной связи транзистора VT1 оборвется. Если к этому моменту входной импульс уже закончился, то транзистор VT1 закроется. Если же он не закончился, то VT1 остается открытым до его окончания. При этом напряжение на конденсаторе C1 сохраняется на уровне 0,6В. Когда VT1 закроется, конденсатор C1 начинает заряжаться по цепи: +Уп, R_{K1} , C1, Б-Э транзистора VT2. Таким образом напряжение на конденсаторе C1 становится равным исходному. В этом исходном состоянии ждущий одновибратор находится до прихода следующего входного импульса.

Компоненты устройств промышленной электроники

Основными компонентами устройств промышленной электроники являются резисторы, конденсаторы и полупроводниковые приборы.

Резисторы

Резисторы по назначению делятся:

1. Резисторы общего назначения

Имеют номинальные величины сопротивления от 1 Ом до 10 МОм.

2. Резисторы специального назначения

- Высокоомные от 10 МОм до сотен Том, $U_{ном}=100...400В$.
- Высоковольтные от 1 МОм до 10^5 МОм, $U_{ном}$ до десятков кВ.
- Высокочастотные, имеющие малые паразитные индуктивности и емкости.
- Прецизионные с малым разбросом номинального сопротивления (0,001%...1%).

Все резисторы делятся на постоянные и переменные. Переменные – регулируемые и подстроечные. Переменные резисторы выпускают с линейной, логарифмической и обратнологарифмической зависимостью сопротивления от угла поворота движка.

В зависимости от используемого материала различают:

- проволочные (из Нихрома или Манганина);
- непроволочные (из пленки углерода, оксида металлов, полупроводника);
- металло-фольговые (из фольги, нанесенной на непроводящее основание).

Промышленностью выпускаются резисторы, номиналы сопротивлений которых нормализованы и соответствуют одному из шести рядов: Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Например, ряд Е6: 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8. Для него $R=N \cdot 10^k$, где N-член числового ряда; $k=1, 2, 3, \dots$ Т.о. $R=1кОм; 1,5кОм; 2,2кОм; 3,3кОм; 4,7кОм; 6,8кОм; 10кОм$ и т.д. Ряд допускаемых отклонений сопротивлений также нормализован 0,001...30%. На резисторе может быть указан тип, мощность, номинал сопротивления, допуск отклонения от номинала. Например, МЛТ-2-2,2кОм $\pm$ 10% (здесь 2 означает мощность 2Вт). Мощность определяет максимальную мощность, которую может рассеивать данный резистор без чрезмерного повышения температуры. О мощности резистора можно судить по его габаритным размерам, для чего нужен определенный опыт. На резисторах номинал сопротивления может быть указан в кодированном виде цифрами и буквами (15R, 3к3, М30) или в виде цветовой кодировки цветными полосами. Тип резистора определяет также его предельное рабочее напряжение и температурный коэффициент сопротивления – относительное изменение сопротивления при его нагреве на 1⁰С.

Проволочные резисторы применяются, когда требуется высокая стабильность или большая рассеиваемая мощность, которую не

обеспечивают резисторы других типов. Проволочные резисторы могут рассеивать мощность до 100Вт, однако сопротивление их обычно ограничено величиной 50кОм.

Резисторы выбираются исходя из требуемого значения сопротивления и мощности, с учетом функционального назначения и условий эксплуатации. Требуемая мощность резистора:

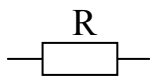
$$P = (1/T) \int i^2 R dt < P_{\text{ном.}}$$

Существуют, так называемые, терморезисторы, у которых сопротивление зависит от температуры определенным образом. Изготавливаются из металла с линейной зависимостью сопротивления от температуры (медь) или из полупроводника (сопротивление существенно нелинейно), применяются для измерения температуры.

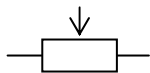
Варисторы – полупроводниковые резисторы, сопротивление которых зависит от величины приложенного напряжения; при увеличении приложенного напряжения до определенной величины сопротивление варистора резко падает. Пример надписи на варисторе: СН2-1-1000В±10% (СН-обозначение варистора, 2-определяет материал варистора, 1-мощность 1Вт). Применяются для ограничения напряжения на каком-либо элементе схемы, для чего варистор включается параллельно этому элементу.

Условные обозначения резисторов:

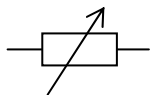
- постоянный резистор



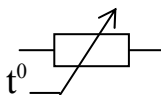
- регулировочный



- переменный



- терморезистор



Конденсаторы

Классификация по функциональному признаку:

1. Фильтровые – используется свойство конденсатора изменять свое сопротивление в зависимости от частоты $X = 1/\omega C$ и правило

электротехники, что напряжение на конденсаторе не может изменяться мгновенно.

2. Импульсные и высокочастотные.
3. Пусковые конденсаторы для электродвигателей.
4. Конденсаторы для компенсации реактивной мощности.

По типу диэлектрика конденсаторы различаются:

1. Конденсаторы с твердым неорганическим диэлектриком (керамика, слюда, минералы, кварц).
2. Конденсаторы с твердым органическим диэлектриком (бумага, металlobумага, фторопласт, полиэтилен и др.).
3. Конденсаторы с оксидным диэлектриком (на основе соединения алюминия, тантала, оксиднополупроводниковые). Эти конденсаторы относятся к классу полярных (электролитических).
4. С жидким диэлектриком (масло).

Конденсаторы бывают постоянные и переменные, высоковольтные и низковольтные. Единица емкости – 1Ф, $1\text{ мкФ} = 10^{-6}\text{ Ф}$. Примеры обозначений номинала емкости: 15пФ, 47нФ, 15р, 1н5, м68, 0,68мкФ, 1м5. При производстве конденсаторов регламентируются допустимые отклонения $\pm 0,1\%$, $+30\%$, -80% и др. Пример надписи на конденсаторе: К78-2-0,1мкФ $\pm 10\%$ -1000V (здесь К-конденсатор постоянной емкости, 78 определяет тип диэлектрика, 2-регистрационный номер). Для конденсатора также имеет значение температурный коэффициент емкости (относительное изменение емкости при нагреве конденсатора на 1°C .) и тангенс угла диэлектрических потерь. Наибольшими емкостями обладают полярные конденсаторы.

Условные обозначения конденсаторов:

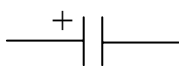
- постоянный конденсатор



- регулировочный



- полярный (электролитический)



Конденсаторы выбираются исходя из требуемого значения емкости с учетом функционального назначения и условий эксплуатации. При этом рабочее напряжение не должно быть больше паспортного. Полярные конденсаторы предназначены для работы на постоянном напряжении. Для них оговаривается величина допустимых пульсаций, которые обычно не должны превышать 5...10% от номинального напряжения.

Краткие сведения из физики полупроводников

Полупроводниковые вещества имеют кристаллическую структуру. К таким веществам относятся четырехвалентные элементы: германий Ge, кремний Si, селен Se и некоторые химические соединения (например, арсенид галлия GaAs). Полупроводники, которые не содержат чужеродных атомов, называются беспримесными или собственными полупроводниками. В собственных полупроводниках при комнатной температуре под действием тепла создается и поддерживается относительно невысокая, взаиморавная концентрация электронов проводимости и дырок, поэтому собственная проводимость этих материалов при указанном условии мала (концентрация – это количество зарядов в единице объема).

Введением в полупроводник соответствующей примеси, т.е. легированием можно резко увеличить его электропроводность. Примесь обычно вводят с концентрацией $N=10^{14}-10^{17} \text{ см}^{-3}$, что существенно превышает концентрацию электронов и дырок проводимости в собственном полупроводнике. При такой концентрации примеси один примесный атом приходится на 10^6-10^8 атомов основного вещества, содержащего в 1 см^3 около 10^{23} атомов. Если в качестве примеси взять пятивалентный химический элемент, например мышьяк As, фосфор P, сурьму Sb и т.д., то пятивалентные атомы примеси, располагаясь в узлах кристаллической решетки основного вещества, обеспечивают (насыщают) четыре валентные связи, пятый же валентный электрон, являясь лишним в структуре ковалентных связей кристалла, оказываются относительно слабо связанным с соответствующим узлом. Поэтому под действием даже незначительного теплового колебания примесного атома этот электрон отрывается от него и становится электроном проводимости, а сам пятивалентный атом превращается в положительно заряженный ион, который из-за сильных валентных связей с соседними атомами не может свободно перемещаться по кристаллу и быть переносчиком электрического заряда. Однако, в целом кристалл остается нейтральным, так как положительно заряженные ионы полностью уравниваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

При введении такой примеси, получившей название **донорной**, концентрация электронов проводимости в кристалле возрастает и его электропроводность приобретает электронный характер (электропроводность n-типа). В обычных температурных условиях практически все примесные атомы ионизируются, поэтому в равновесном состоянии полупроводника концентрация электронов проводимости примерно равна концентрации примеси.

Наряду с ионизацией доноров, поставляющих электроны проводимости, в кристалле происходит термогенерация пар подвижных

носителей зарядов: электронов проводимости и дырок. Но дырки в среде с повышенной концентрацией электронов проводимости интенсивно рекомбинируют с ними, поэтому их время жизни, а соответственно и их концентрация оказываются много меньше, чем в собственном полупроводнике.

Электроны проводимости в полупроводнике n-типа принято называть **основными носителями заряда**, а дырки – **неосновными носителями заряда**.

Если в качестве примеси взять трехвалентный химический элемент, например индий In, галлий Ga, алюминий Al, бор B и т.д., то трехвалентный атом, располагаясь в узле кристаллической решетки, сможет установить (обеспечить) лишь три ковалентные связи с соседними атомами. Отсутствующая четвертая валентная связь у трехвалентного атома, расположенного в узле кристаллической решетки, относительно легко может быть заполнена общим валентным электроном соседней пары атомов. Трехвалентный примесный атом, захвативший дополнительный (четвертый) валентный электрон, превращается в неподвижный отрицательно заряженный ион, а у соседней пары атомов, потерявших один валентный электрон, возникает дырка. В дальнейшем дырка под действием тепла, путем последовательного перемещения валентных электронов, начинает хаотически блуждать по всему кристаллу, становясь подвижным носителем положительного заряда.

При введении такой примеси, получившей название **акцепторной**, концентрация дырок в кристалле возрастает и его электропроводность приобретает дырочный характер (электропроводность p-типа). При обычных температурах почти все примесные атомы ионизируются. В данном случае основными носителями заряда являются дырки. А неосновными – электроны проводимости, возникающие вследствие процесса термогенерации.

Электропроводность полупроводника, обусловленная примесями, называется примесной электропроводностью.

Если в полупроводнике создать электрическое поле E , то наряду с хаотическим (тепловым) движением подвижных носителей зарядов в кристалле появится упорядоченное движение (дрейф) электронов проводимости и дырок, т.е. возникает электрический ток, называемый током проводимости. Согласно сказанному этот ток будет иметь электронную I_n и дырочную I_p составляющие. Электроны проводимости и дырки дрейфуют в противоположных направлениях, создавая электрический ток $I = I_n + I_p$.

Однако при очень больших напряженностях электрического поля, превышающих определенное критическое значение $E > E_{кр}$, увеличение скорости дрейфа сначала замедляется, а затем при $E > (4-5)E_{кр}$, практически полностью прекращается, и дрейфовая скорость ограничивается

некоторой предельной величиной $v_{n \max}$. Это происходит из-за увеличения частоты столкновений движущихся носителей заряда с атомами кристалла и уменьшения пролетного времени, в течение которого они ускоряются сильным электрическим полем E , что и объясняет (в упрощенной форме) ограничение скорости дрейфа. Переход к насыщенному состоянию величины дрейфовой скорости осуществляется постепенно. При $E > 60 \text{ кВ/см}$ возникает электрический пробой полупроводникового вещества, вызванный ударным возбуждением атомов подвижными носителями заряда, которые под действием сильного электрического поля между очередными столкновениями приобретают кинетическую энергию, достаточную для разрушения валентных связей. Это приводит к лавинному умножению числа подвижных носителей заряда обоих знаков и соответственно к резкому увеличению удельной проводимости полупроводникового вещества.

Контактные явления в полупроводниках

В приконтактных областях двух полупроводниковых сред с различным типом проводимости происходит диффузионное перемещение подвижных носителей зарядов. Дырки диффундируют из р-области, где их много, в n-область, где их относительно мало, а электроны проводимости, наоборот, из n-области в р-область. Таким образом, через границу раздела разнотипных полупроводниковых сред течет ток диффузии $I_{\text{диф}} = I_{\text{диф} \text{ n}} + I_{\text{диф} \text{ p}}$, направление которого совпадает с направлением движения положительных зарядов, т.е. с направлением диффузии дырок. Если бы дырки и электроны проводимости были нейтральными частицами, то диффузия привела бы к полному выравниванию концентрации дырок и электронов проводимости по всему объему кристалла. Но дырки и электроны несут противоположные заряды, поэтому вызванное диффузией перераспределение зарядов приводит к образованию в граничной области **контактного напряжения** $U_{\text{кон}} = (0,4 \dots 0,7) \text{ В}$, которое затрудняет их встречное диффузионное перемещение и предотвращает выравнивание концентрации дырок и электронов проводимости по всему объему кристалла.

Основные носители заряда при встречной диффузии рекомбинируют вблизи границы соприкосновения разнотипных полупроводниковых сред. Это приводит к образованию в области контакта некоторого слоя, обедненного подвижными носителями заряда, который обладает относительно малой удельной проводимостью (как у собственного полупроводника) и называемого **обедненным слоем**. Интенсивная рекомбинация электронов проводимости и дырок в обедненном слое приводит к появлению в границах этого слоя некомпенсированных пространственных зарядов ионизированных акцепторов и доноров.

Пространственный заряд доноров имеет знак (+), а пространственный заряд акцепторов – знак (–). Эти равные по абсолютной величине неподвижные заряды противоположных знаков и создают контактное напряжение и электрическое поле в обедненном слое. Сам обедненный слой, образующийся на границе двух полупроводниковых сред с различным типом электропроводности, называют **электронно-дырочным переходом** или сокращенно **p-n переходом**. Толщина p-n перехода зависит от концентрации примесей в p- и n-областях. При несимметричном p-n переходе, когда концентрация примеси в одной из областей больше, чем в другой, обедненный слой практически располагается в области с малой концентрацией примеси.

Возникшее контактное напряжение в p-n переходе затрудняет диффузию основных носителей, но создает благоприятные условия для перехода неосновных носителей из одной области в другую. Так, некоторые электроны проводимости полупроводника p-типа, совершая беспорядочное тепловое движение, подходят к границе обедненного слоя, где их захватывает ускоряющее электрическое поле, и они переходят в n-область. То же самое происходит с дырками полупроводника n-типа, которые аналогичным способом переходят в p-область. Этот ток называют **тепловым током** $I_t = I_{tr} + I_{tn}$. При конечной толщине обедненного слоя в нем возникает еще и **ток термогенерации** $I_g = I_{gp} + I_{gn}$, создаваемый генерирующими парами «электрон-дырка». При этом все возникающие в обедненном слое дырки под действием электрического поля дрейфуют в направлении n-области, а все электроны проводимости – в направлении p-области. Токи I_t и I_g совпадают по направлению; их сумму обозначают $I_o = I_t + I_g$. Так как концентрация неосновных носителей чрезвычайно мала, а в тонком p-n переходе в единицу времени генерируется относительно небольшое число пар «электрон-дырка», ток I_o оказывается незначительным. Токи $I_{диф}$ и I_o противоположны по направлению, поэтому ток p-n перехода оказывается равным $I_{pn} = I_{диф} + I_o$. В динамическом равновесии контактное напряжение затрудняет диффузионный переход основных носителей настолько, что ток диффузии становится равным по абсолютному значению очень малому току I_o . В этом случае ток p-n перехода оказывается равным нулю: $I_{pn} = I_{диф} - I_o = I_o - I_o = 0$.

Если к p-n переходу подвести внешнее напряжение U , совпадающее с полярностью контактного напряжения, то это приведет к увеличению напряжения на нем $U' = U_{кон} + |U|$. Напряжение такого направления считается **обратным** ($U < 0$), а сам p-n переход – **обратно включенным**. Даже при незначительном увеличении потенциального барьера U' по сравнению с $U_{кон}$ диффузионный переход основных носителей заряда затрудняется настолько, что ток диффузии $I_{диф}$ практически обращается в нуль, и результирующий ток p-n перехода оказывается равным

относительно малому обратному току: $I_{pn}=I_{диф}-I_o=-I_o$. Возрастание потенциального барьера сопровождается некоторым увеличением толщины p-n перехода.

Если к p-n переходу подвести **прямое напряжение** $U>0$ (**прямо включенный переход**), то это приведет к снижению потенциального барьера $U'=U_{кон}-U$ и к уменьшению толщины p-n перехода. Уменьшение U' , т.е. снижение потенциального барьера, облегчает диффузионный переход основных носителей заряда, и ток диффузии увеличивается. Установлено, что это происходит по экспоненциальному закону:

$$I=I_o e^{U/\varphi_T},$$

где I_o – ток обратного смещенного перехода; U – напряжение на p-n переходе; $\varphi_T = kT/q$ – тепловой потенциал, равный контактной разности потенциалов φ_k на границе p-n перехода при отсутствии внешнего напряжения; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ кулон – заряд электрона; при комнатной температуре $T=300K$, $\varphi_T = 0,026V$.

Следовательно, общий ток p-n перехода равен:

$$I=I_{pn}=I_{диф}-I_o=I_o(e^{U/\varphi_T}-1).$$

Из этой формулы следует, что p-n переход обладает резко выраженной односторонней проводимостью: экспоненциальный член быстро увеличивается с увеличением прямого напряжения, поэтому $I_{pn}=I_{диф} \gg I_o$, и быстро обращается в ноль при увеличении обратного напряжения ($U<0$), так что $I_{pn}=-I_o$. Следует заметить, что в реальном диоде обратный ток I_o несколько возрастает с увеличением обратного напряжения из-за возрастания тока I_g и возрастания тока утечки по поверхности. Если обратное напряжение достигнет некоторого критического значения, то возникает **электрический (лавинный) пробой** и обратный ток через p-n переход резко возрастает. При недостаточно эффективном отводе тепла возможен и **тепловой пробой**, разрушающий (сжигающий) кристалл.

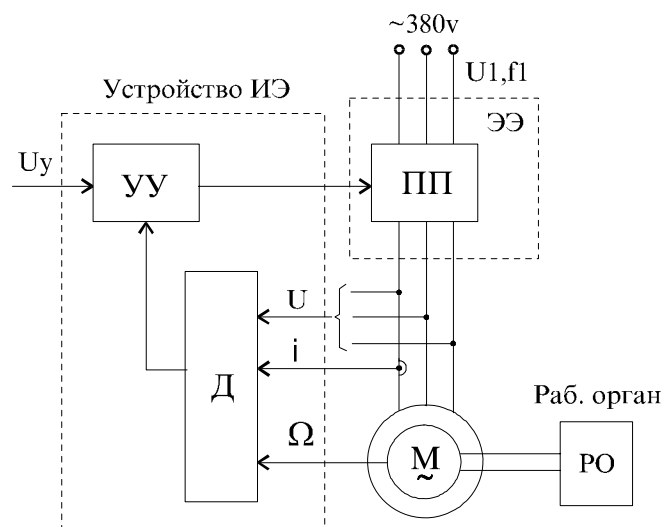


Рис. 1а

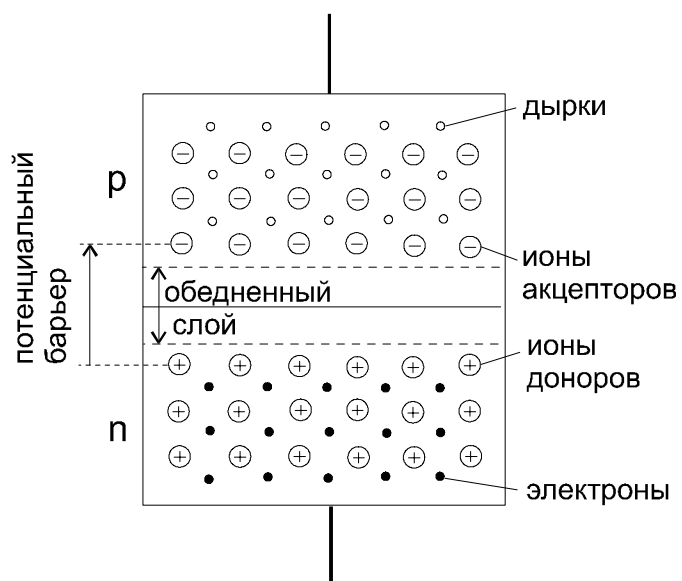


Рис. 1

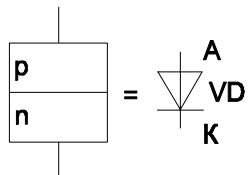


Рис. 2

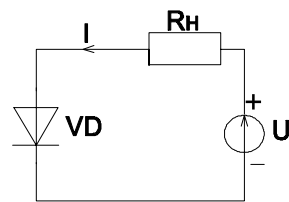


Рис. 3

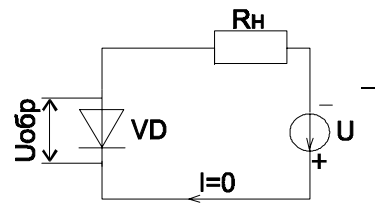


Рис. 4

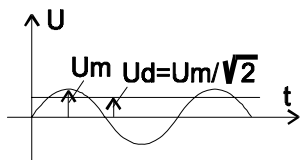


Рис. 5

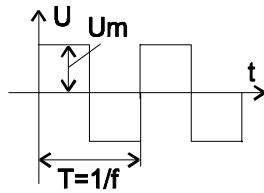


Рис. 6

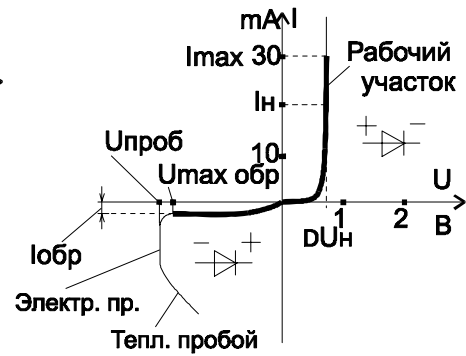


Рис. 7

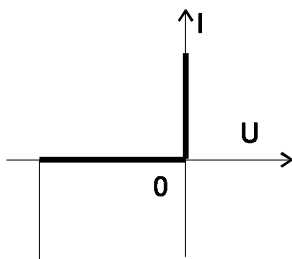


Рис. 9

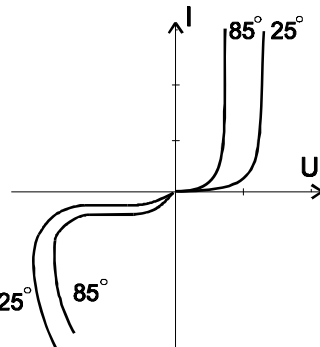


Рис. 10

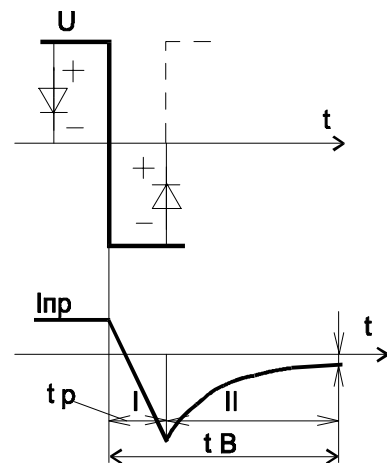


Рис. 11

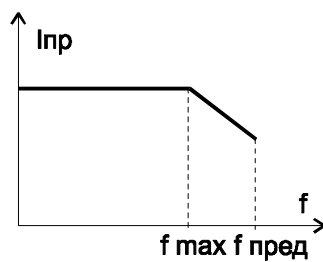


Рис. 12

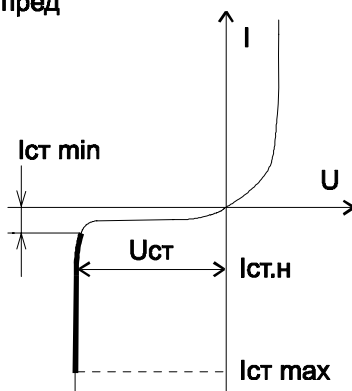


Рис. 13

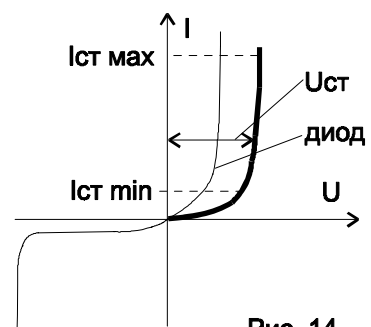


Рис. 14

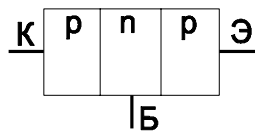


Рис. 15а

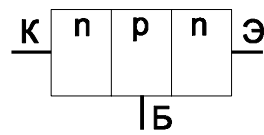


Рис. 15б

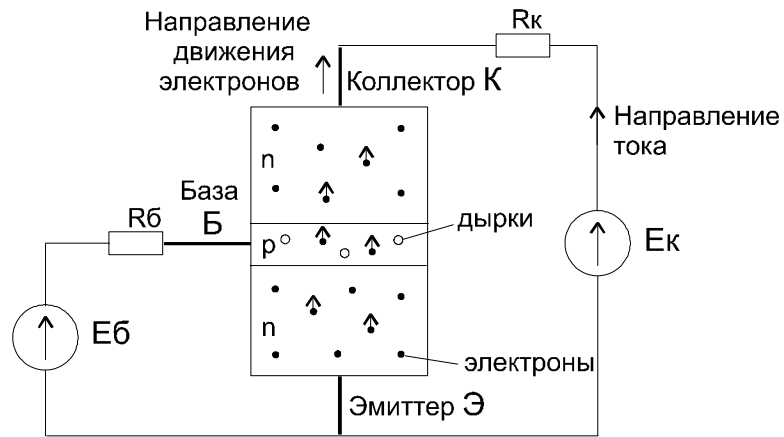


Рис. 16

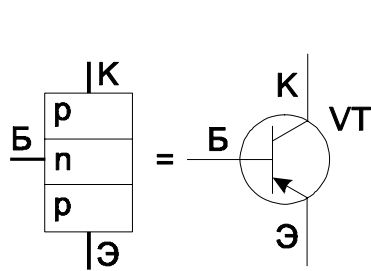


Рис. 17

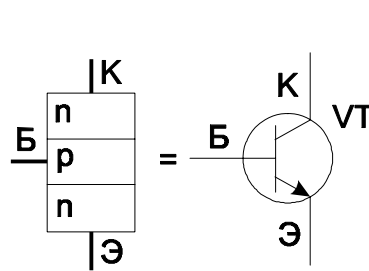


Рис. 18

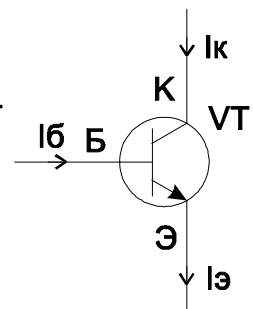


Рис. 19

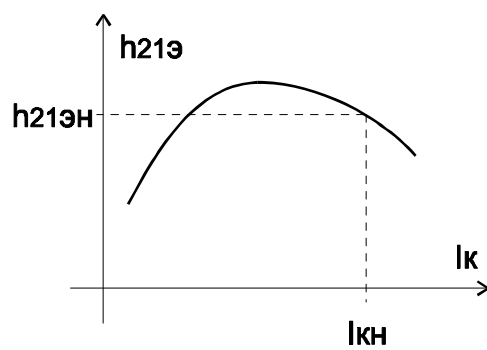


Рис. 20

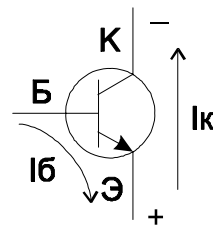


Рис. 21

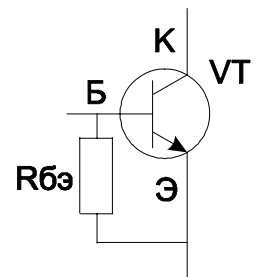


Рис. 22

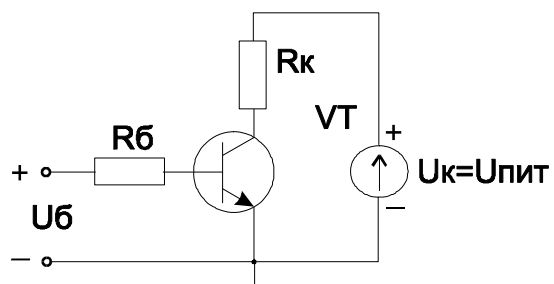


Рис. 23

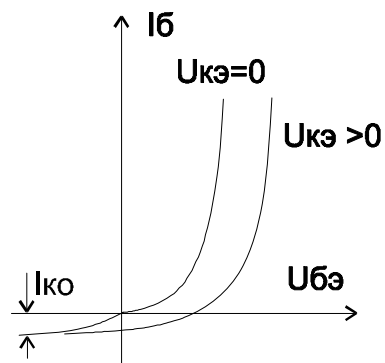


Рис. 24

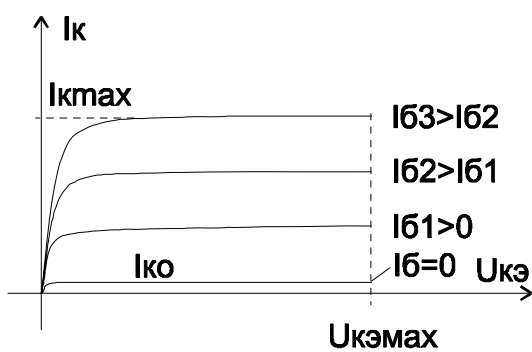


Рис. 25

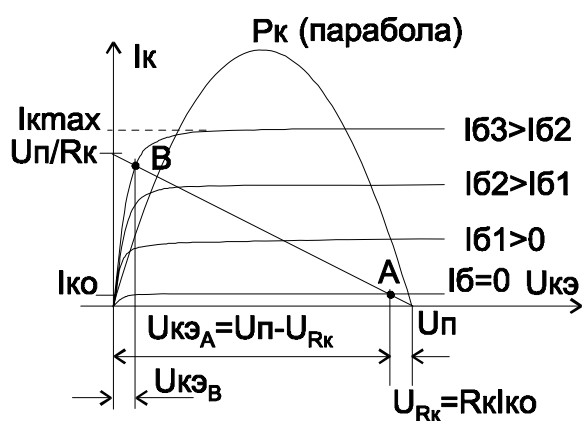


Рис. 26

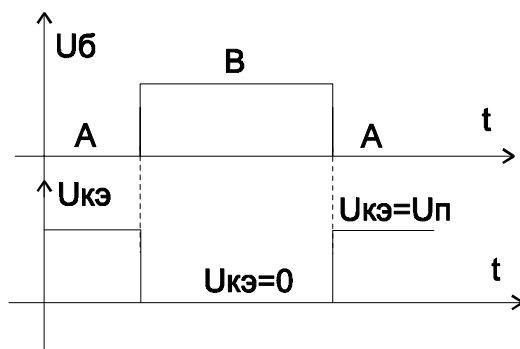


Рис. 27

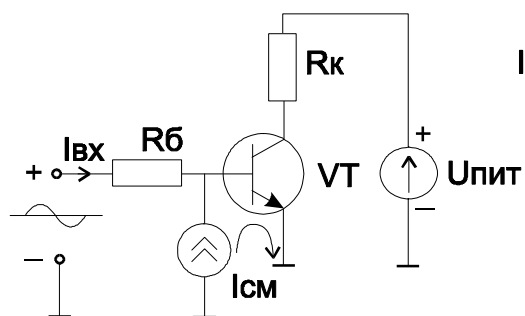


Рис. 29

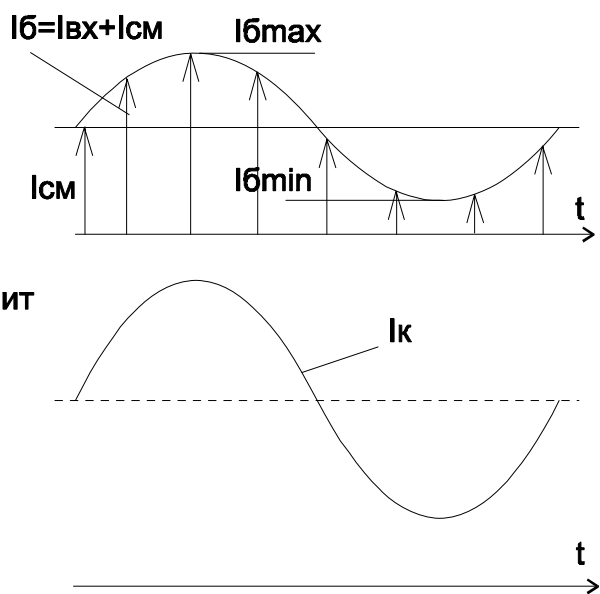


Рис. 30

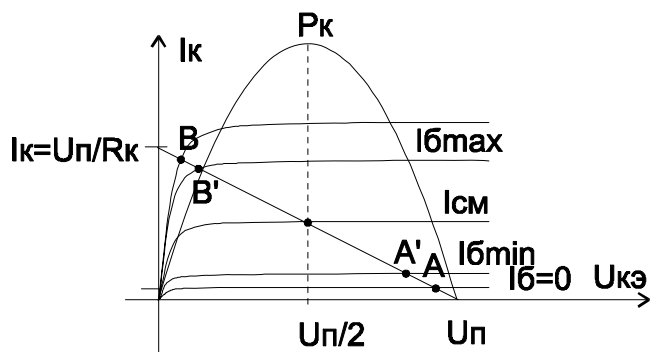


Рис. 31

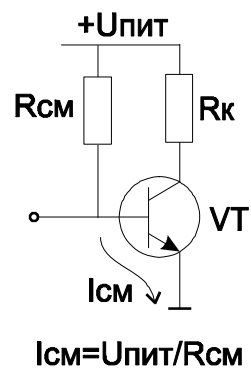


Рис. 32

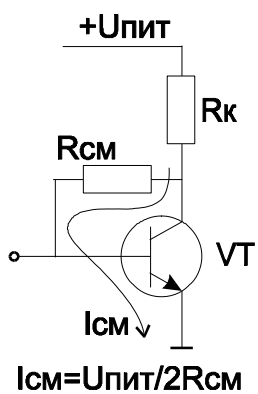


Рис. 33

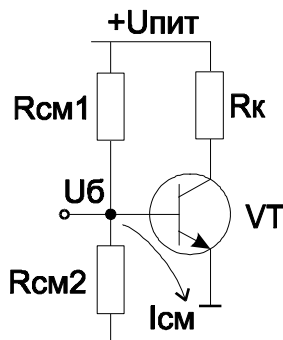


Рис. 34

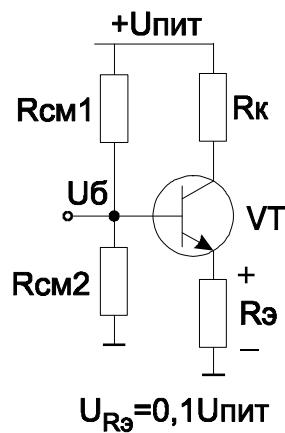


Рис. 35

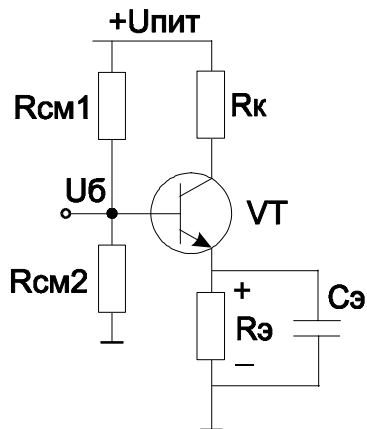


Рис. 36

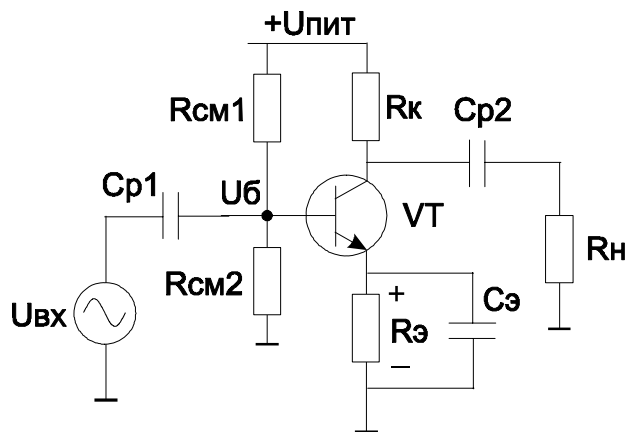


Рис. 37

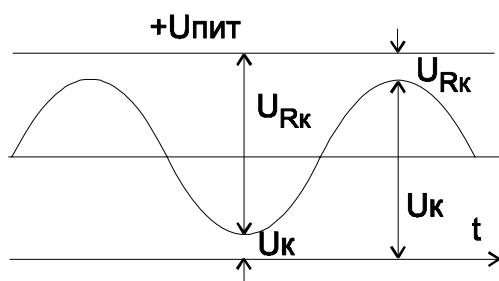


Рис. 38

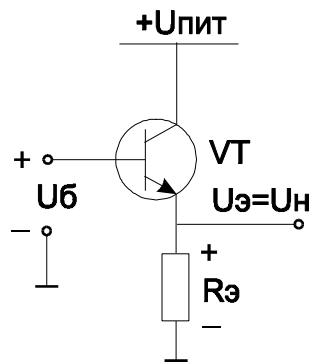


Рис. 39

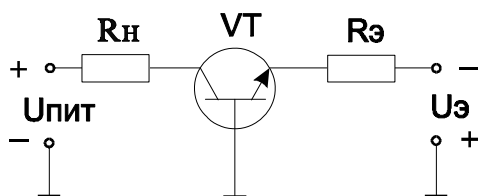


Рис. 40

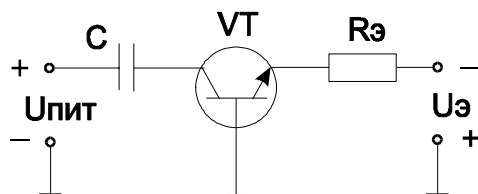


Рис. 41

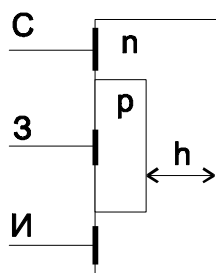


Рис. 43

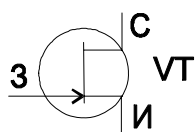


Рис. 44

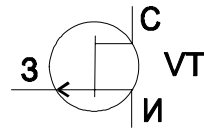


Рис. 45

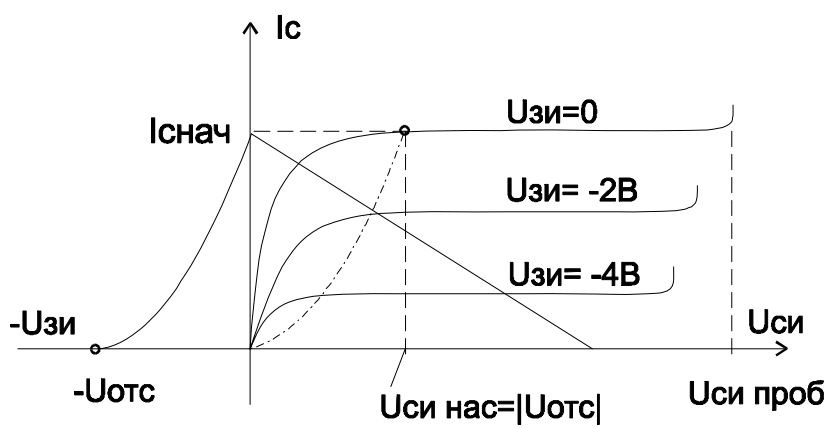


Рис. 46

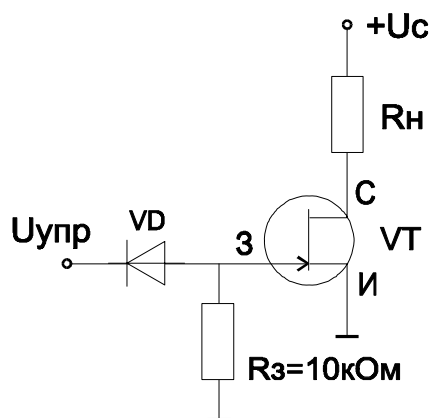


Рис. 47

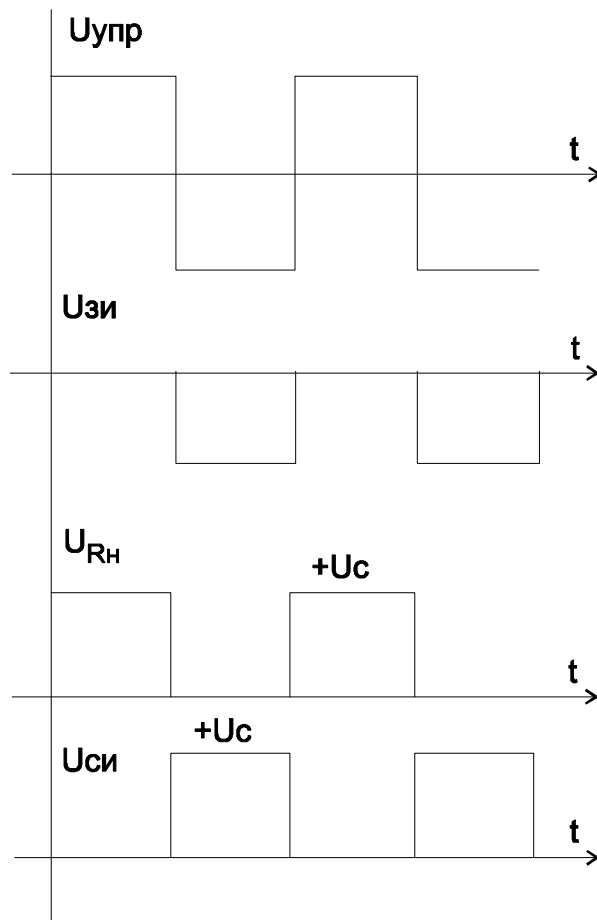
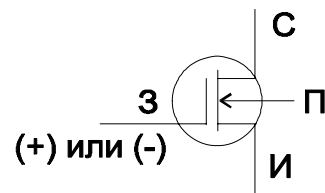


Рис. 48



КП305

Рис. 50

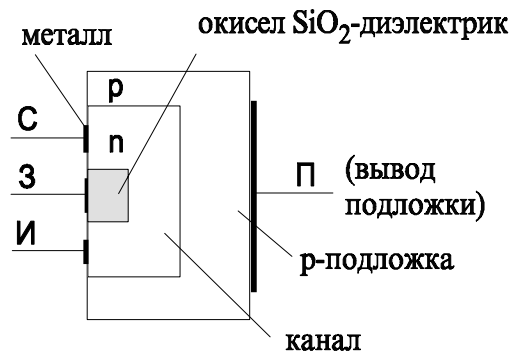


Рис. 49

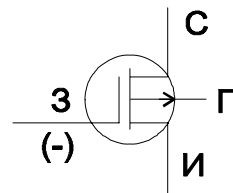


Рис. 51

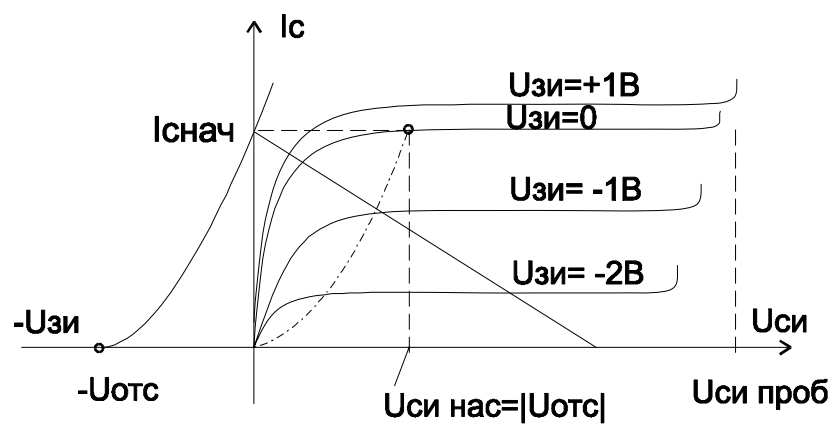


Рис. 52

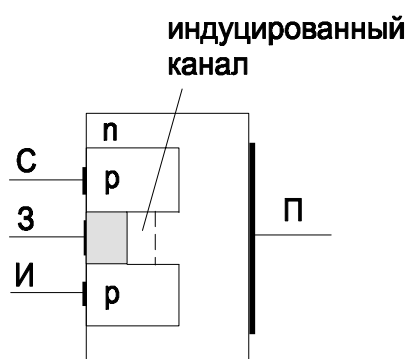


Рис. 53

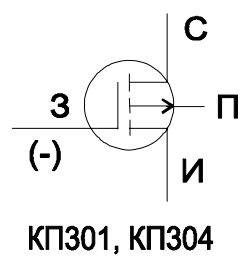


Рис. 54

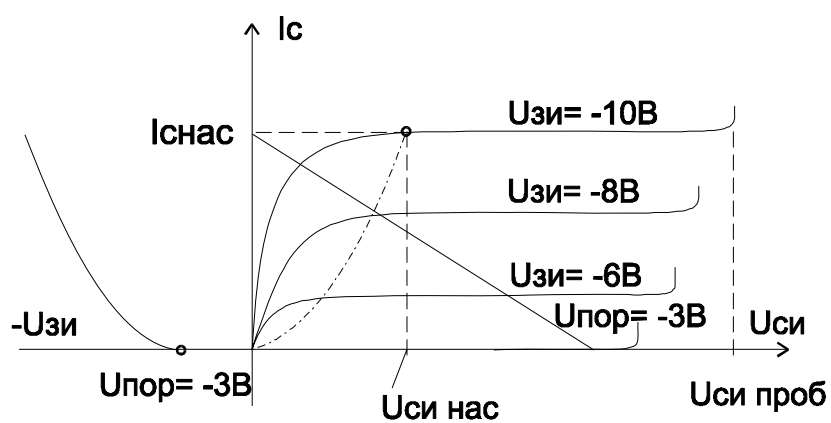


Рис. 55

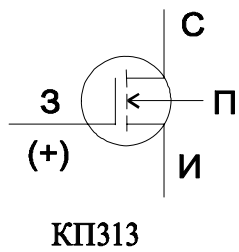


Рис. 56

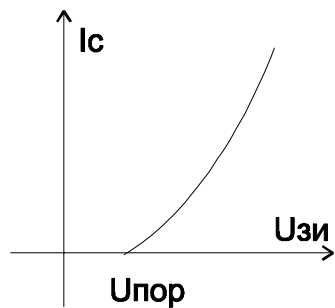


Рис. 57

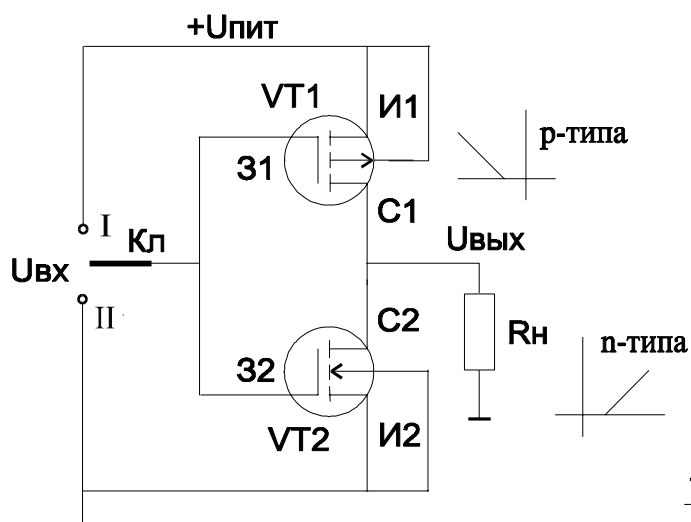


Рис. 58

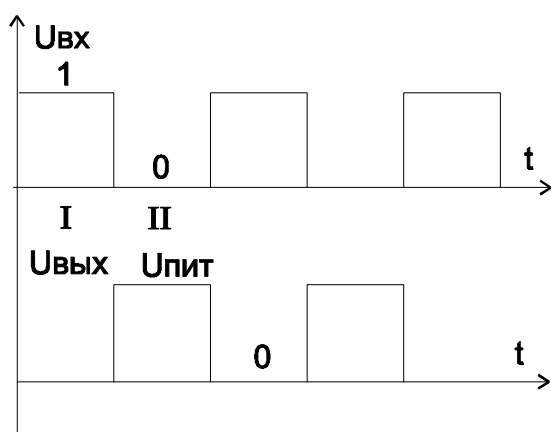


Рис. 59

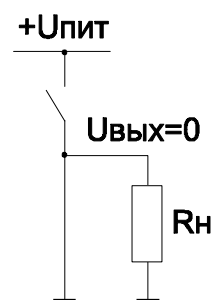


Рис. 60

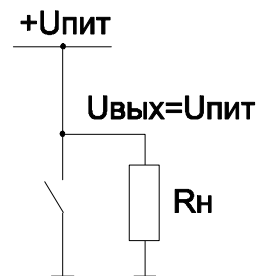


Рис. 61

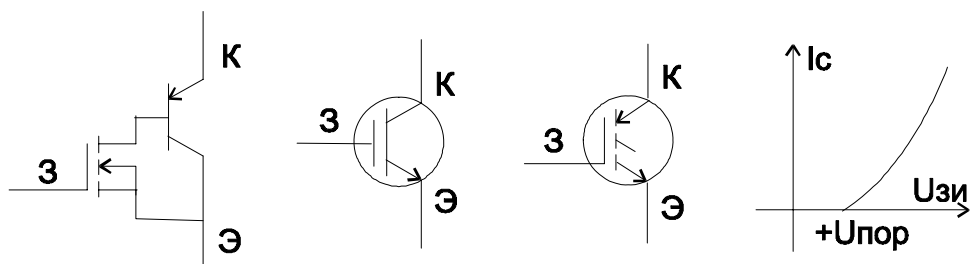


Рис.62

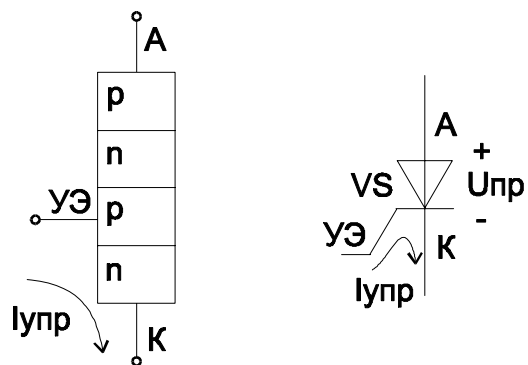


Рис. 63

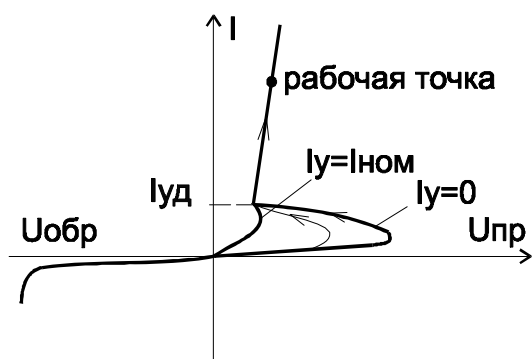


Рис. 64

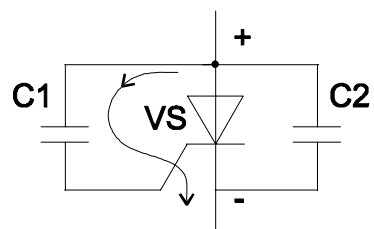


Рис. 65

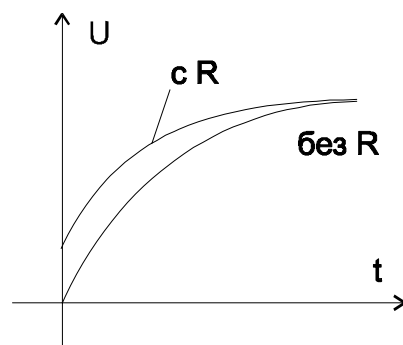
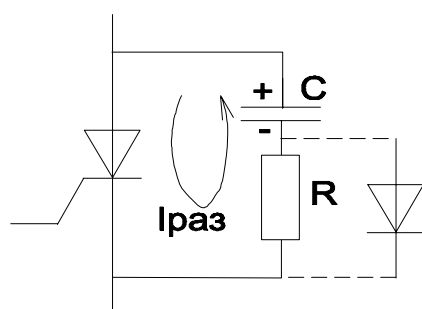


Рис. 66



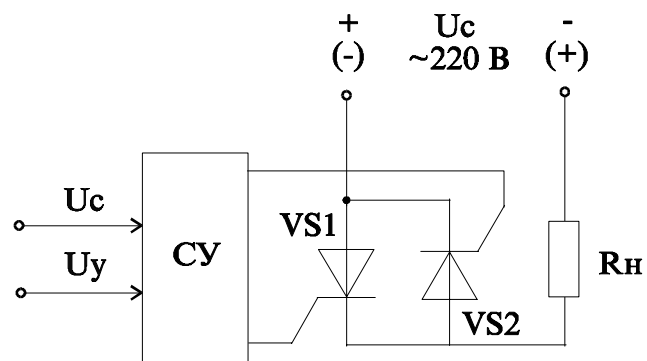


Рис. 69

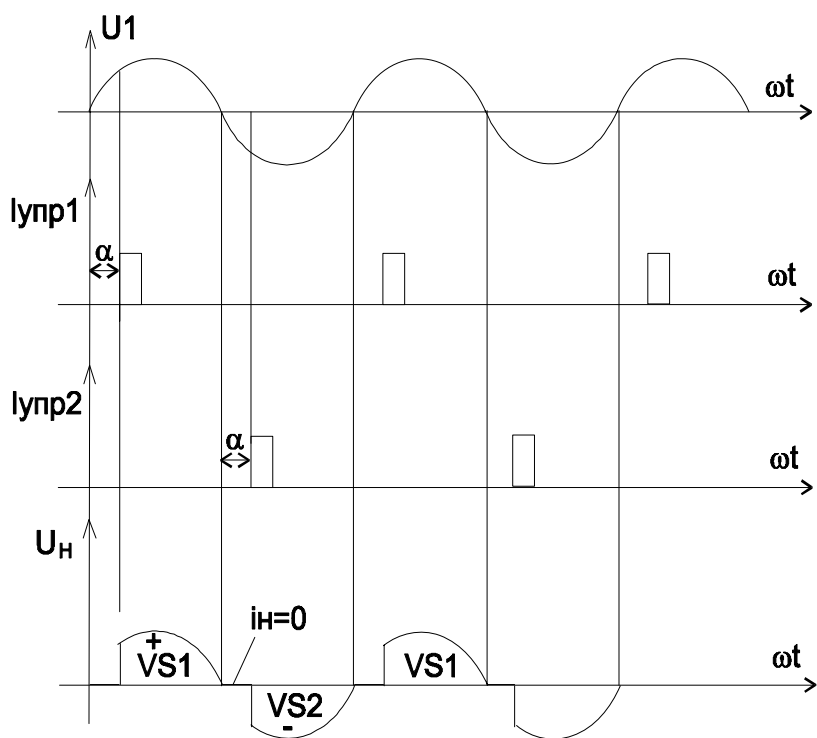


Рис. 70

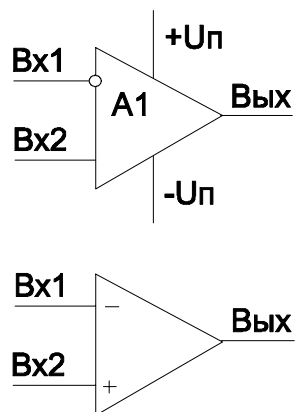


Рис. 71

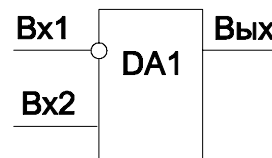


Рис. 72

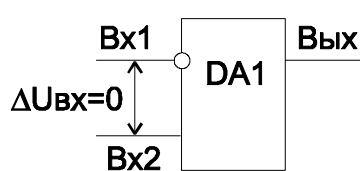


Рис. 73

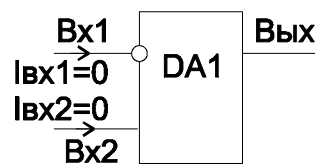


Рис. 74

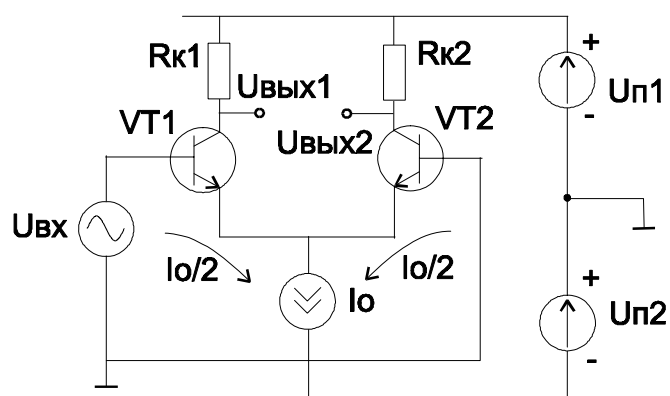


Рис. 75

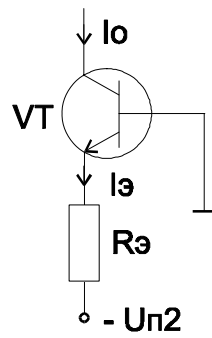


Рис. 76

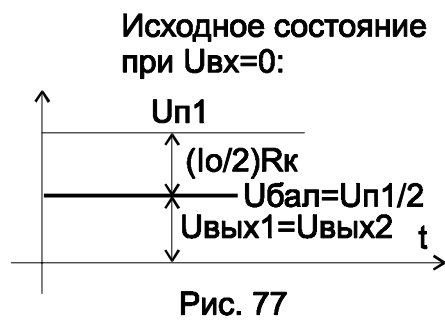


Рис. 77

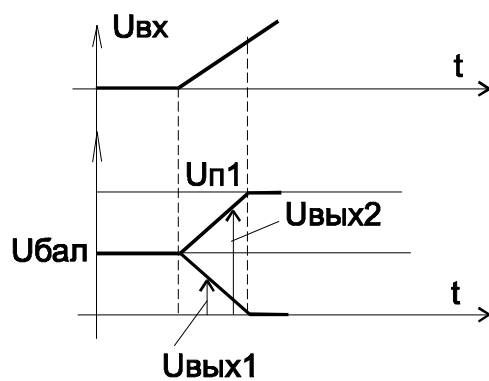


Рис. 78

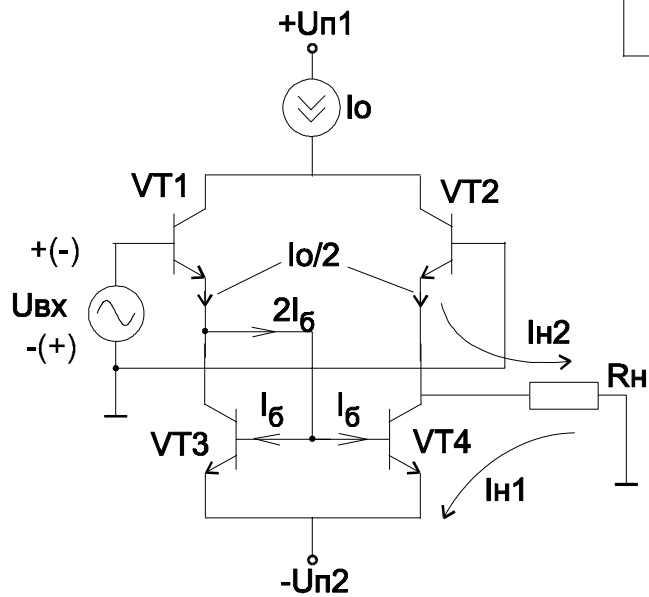


Рис. 79

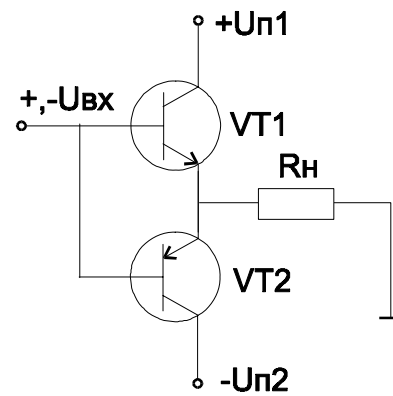


Рис. 80

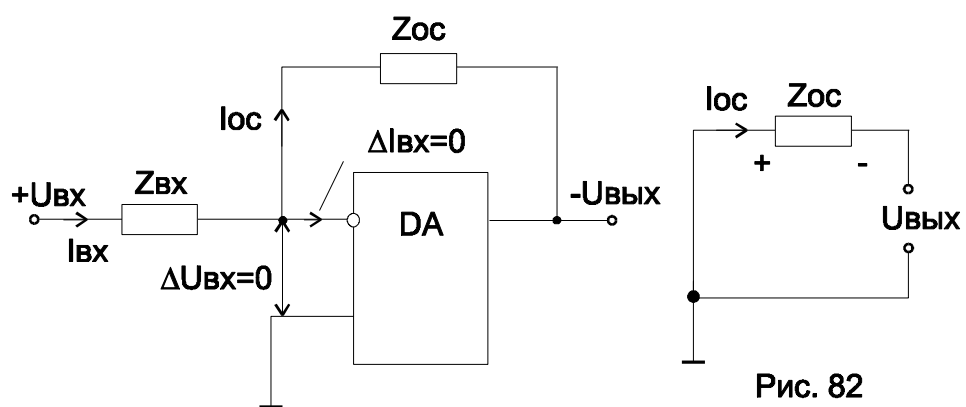


Рис. 81

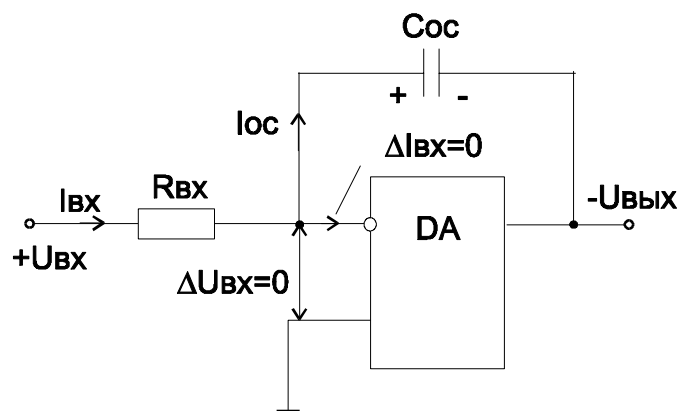


Рис. 83

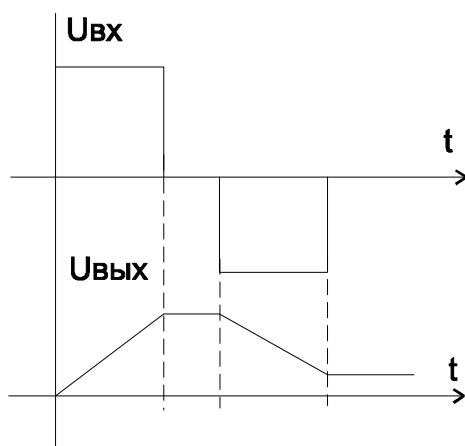


Рис. 84

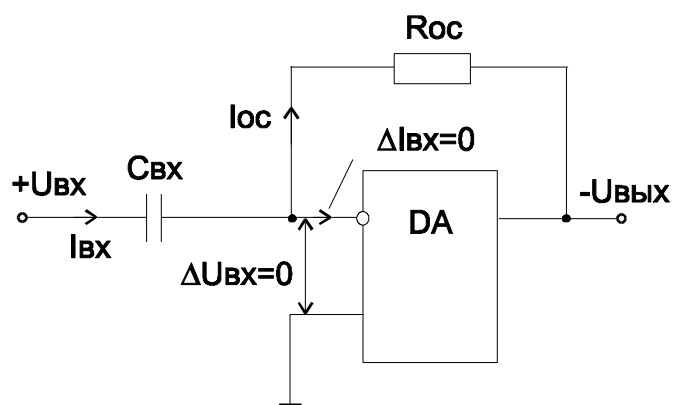


Рис. 85

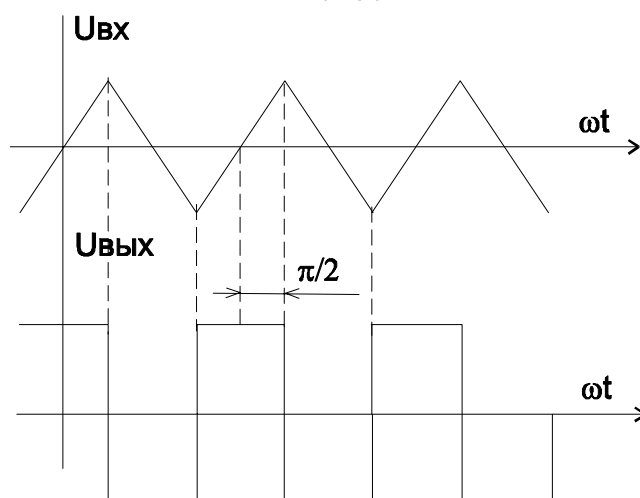


Рис. 86

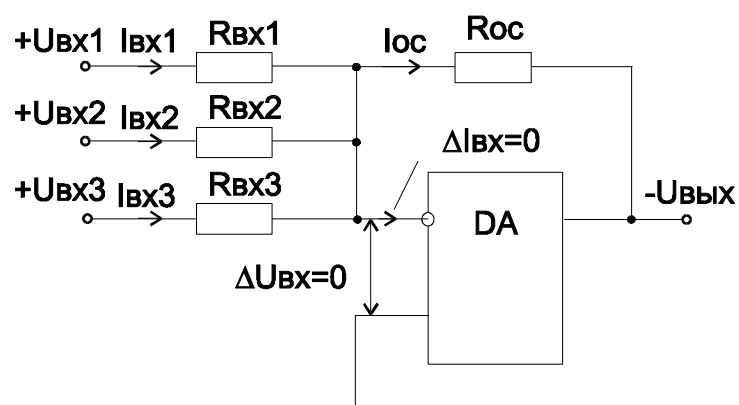


Рис. 87

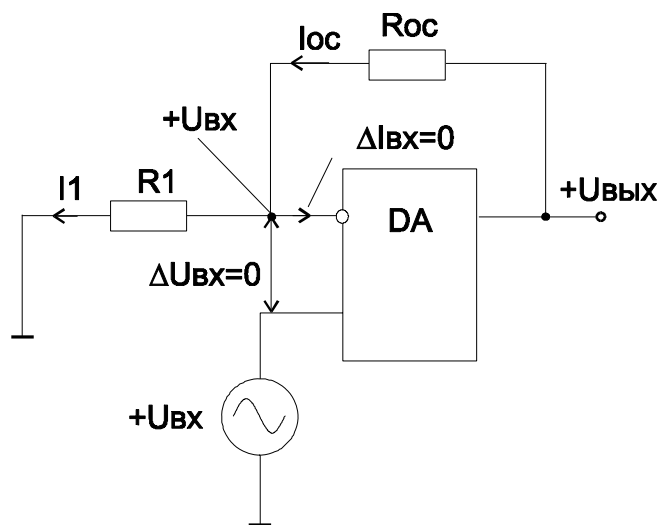


Рис. 88

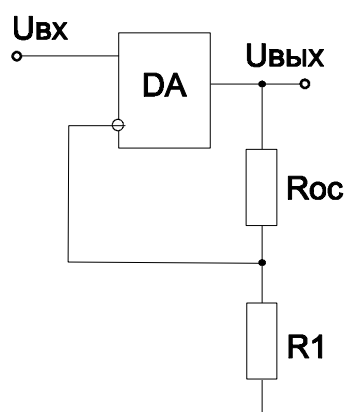


Рис.89

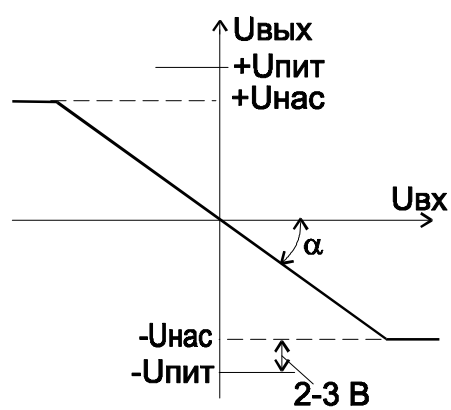


Рис. 90

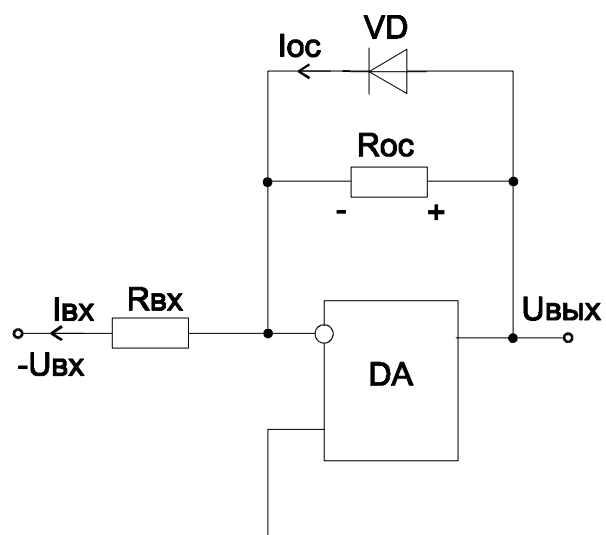


Рис. 91а

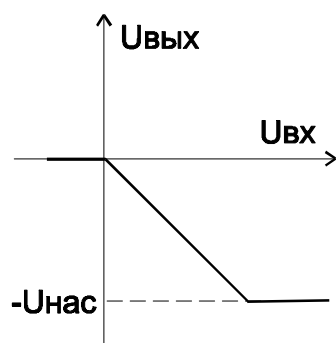


Рис. 91б

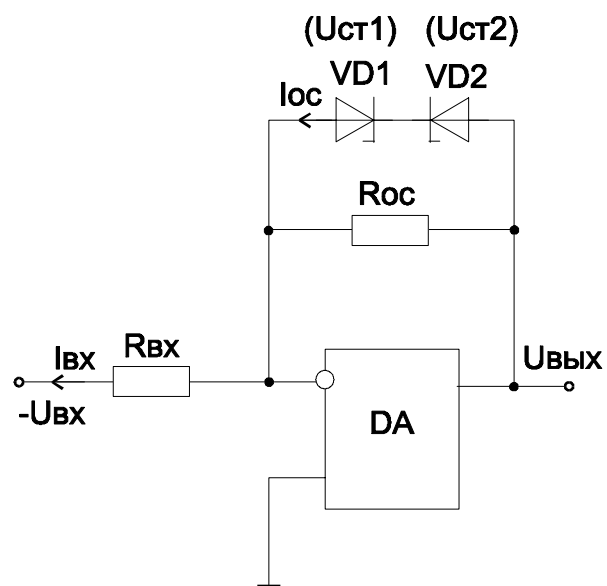


Рис. 92а

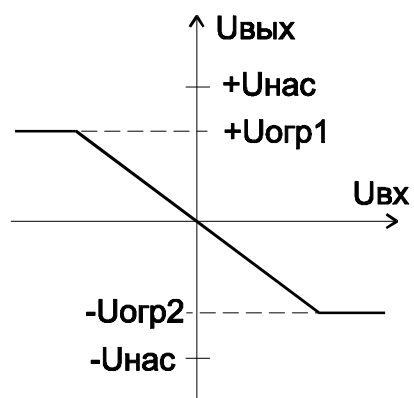


Рис. 92б

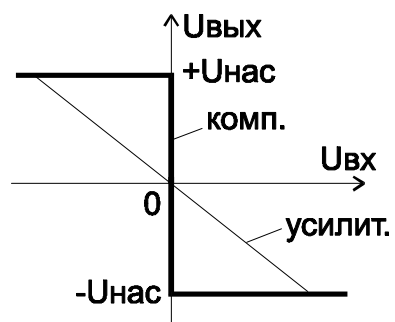


Рис. 93

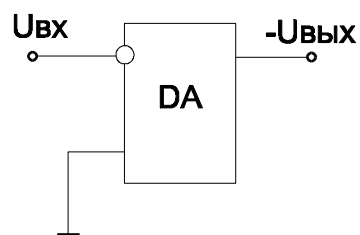


Рис. 94

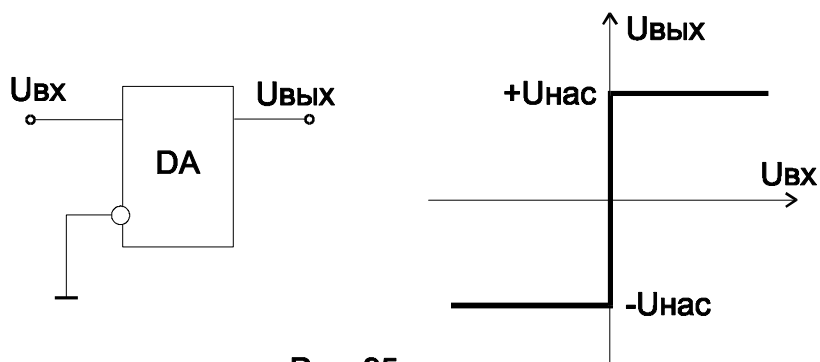


Рис. 95

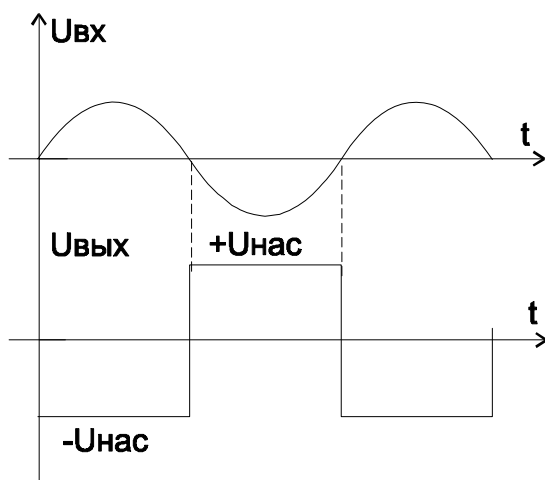


Рис. 96

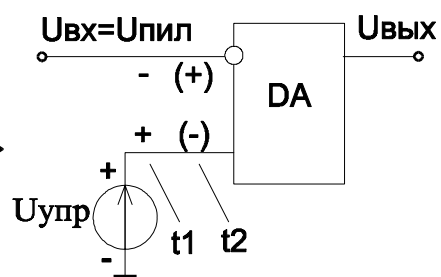


Рис. 97

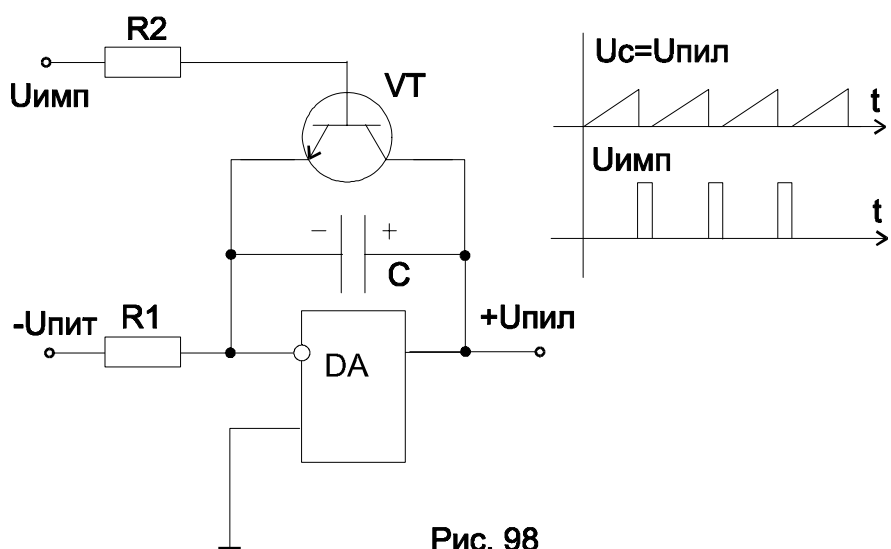


Рис. 98

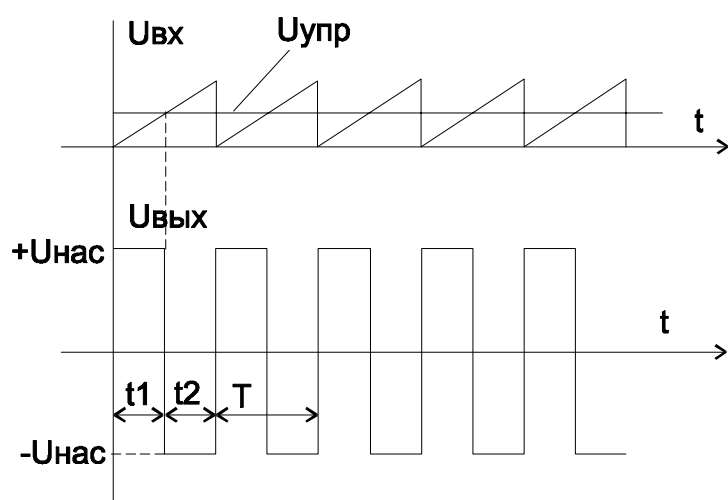


Рис. 99

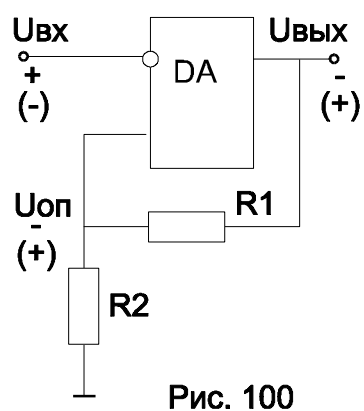


Рис. 100

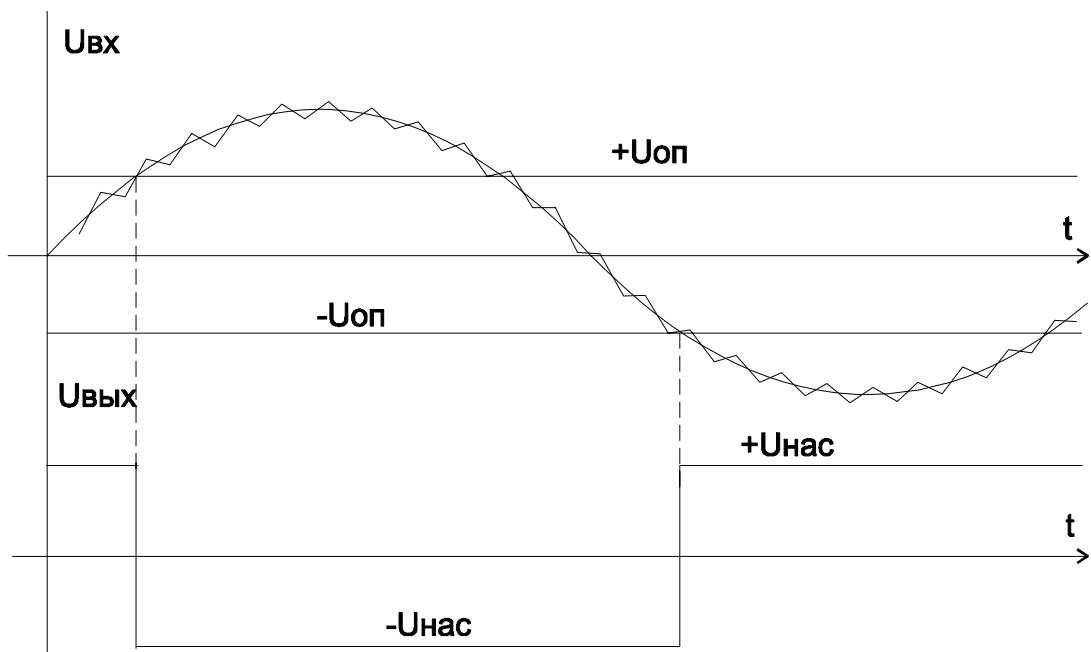


Рис. 101

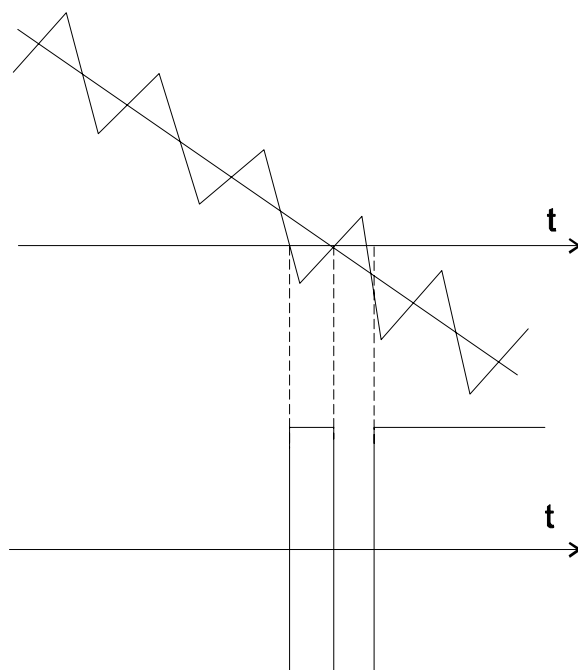


Рис. 102

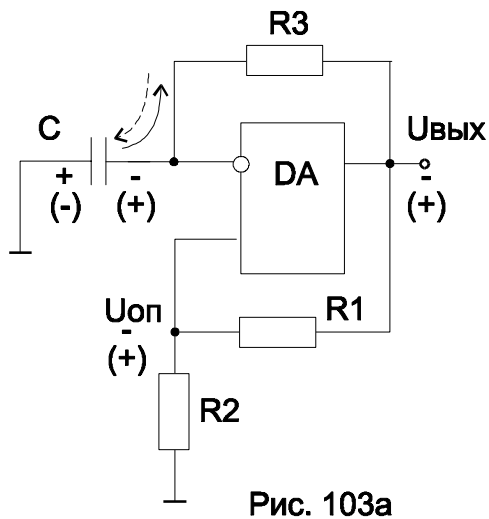


Рис. 103а

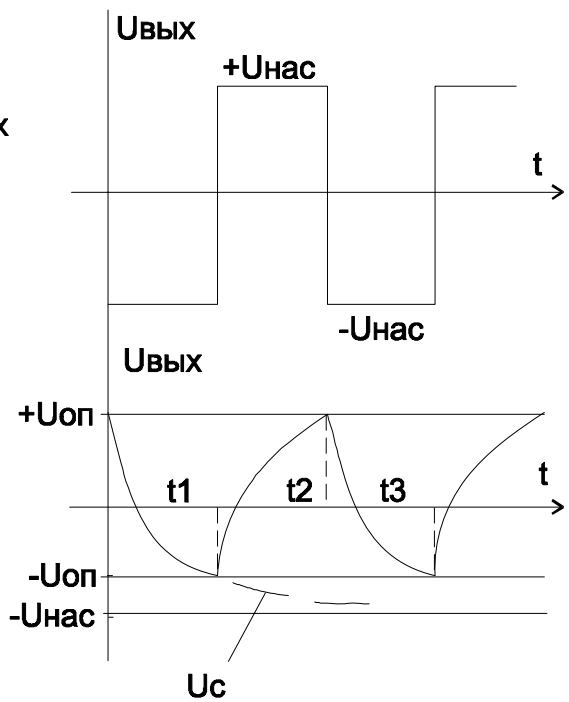


Рис. 103б

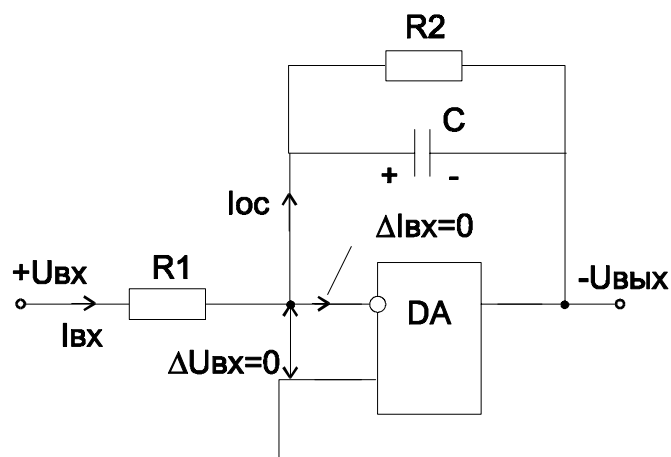


Рис. 104

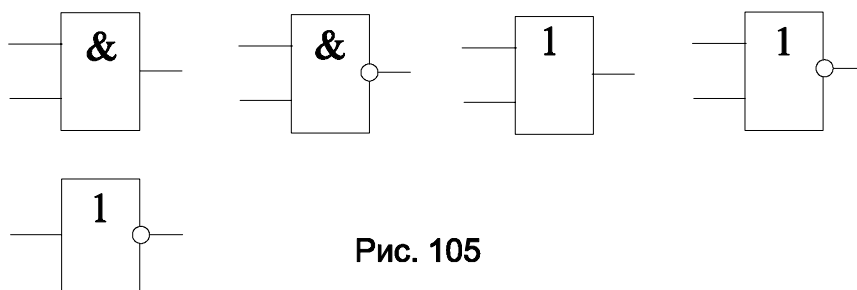


Рис. 105

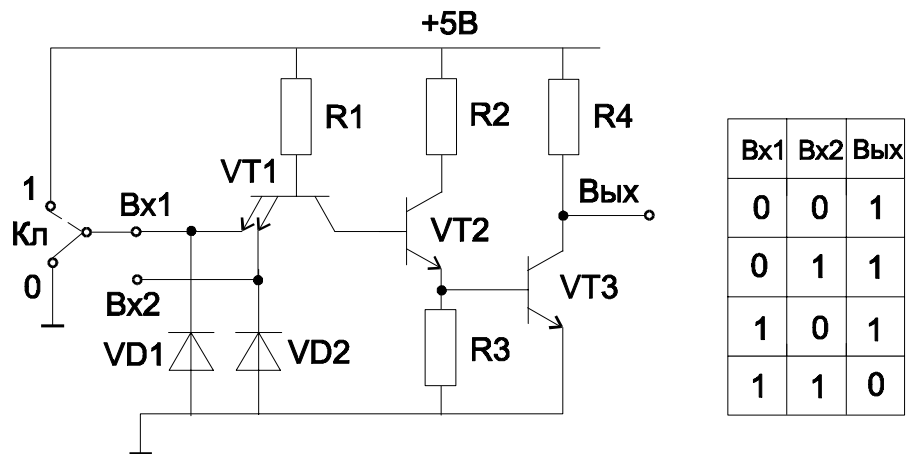


Рис. 106

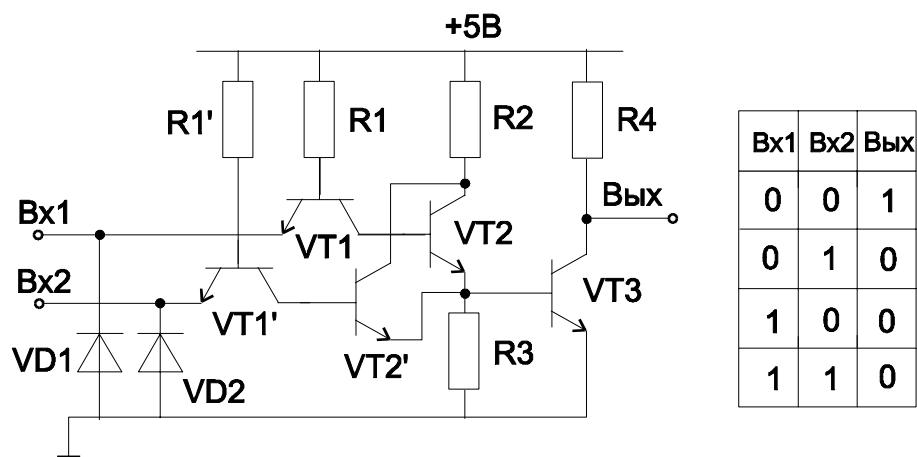


Рис. 107

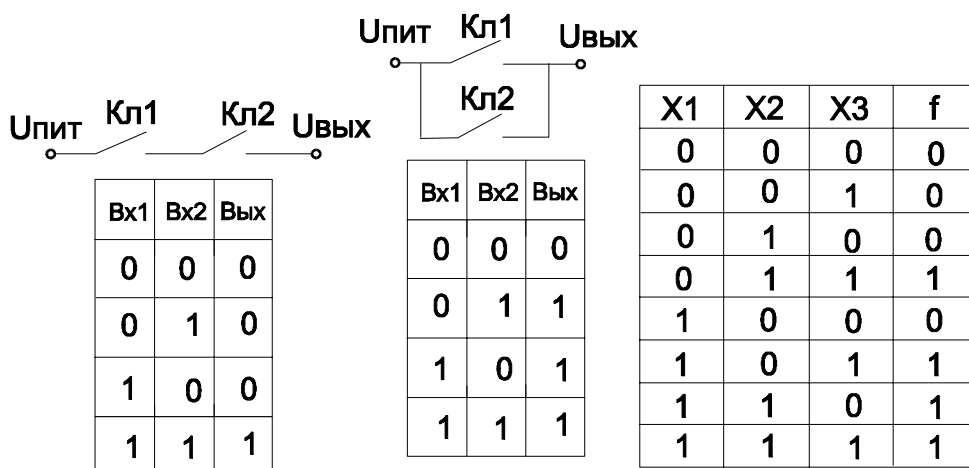


Рис. 108

Рис. 109

Рис. 110

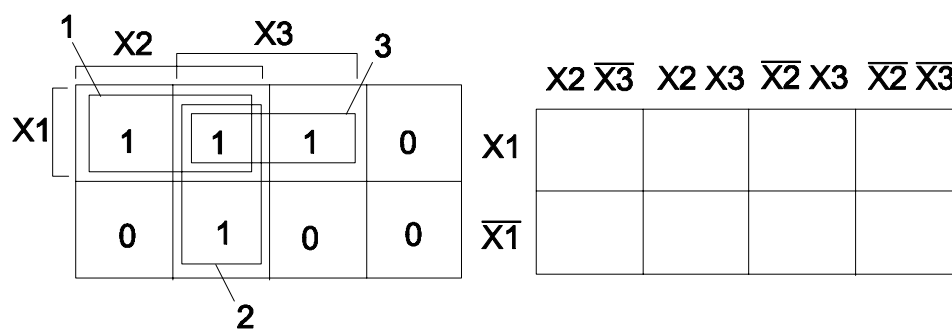


Рис. 111

Рис. 112

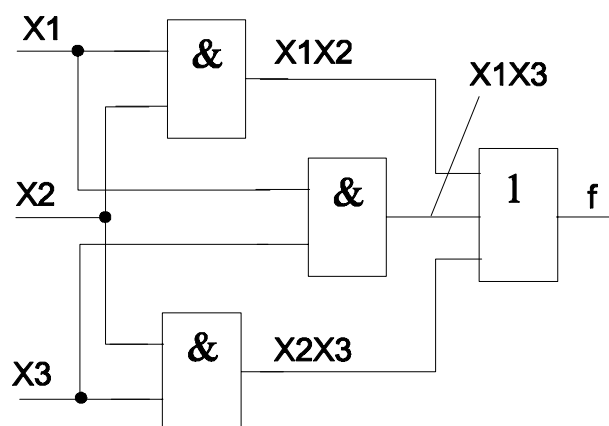


Рис. 113

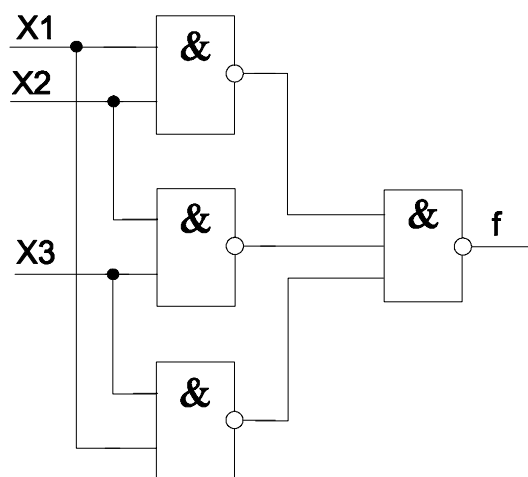


Рис. 114

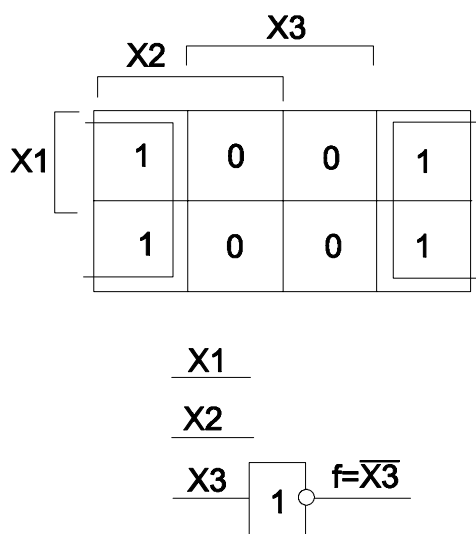


Рис. 115

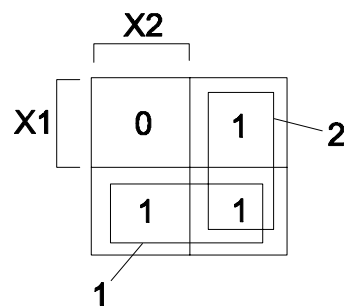


Рис. 116

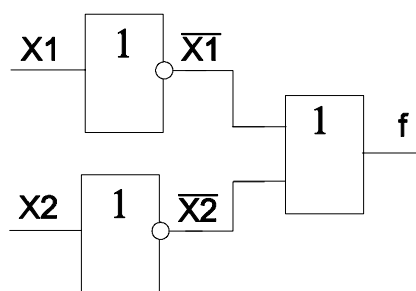


Рис. 117

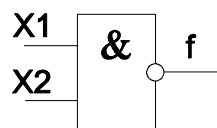


Рис. 118

$X1$	$X2$	f
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 119

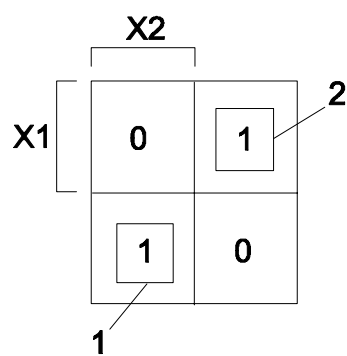


Рис. 120

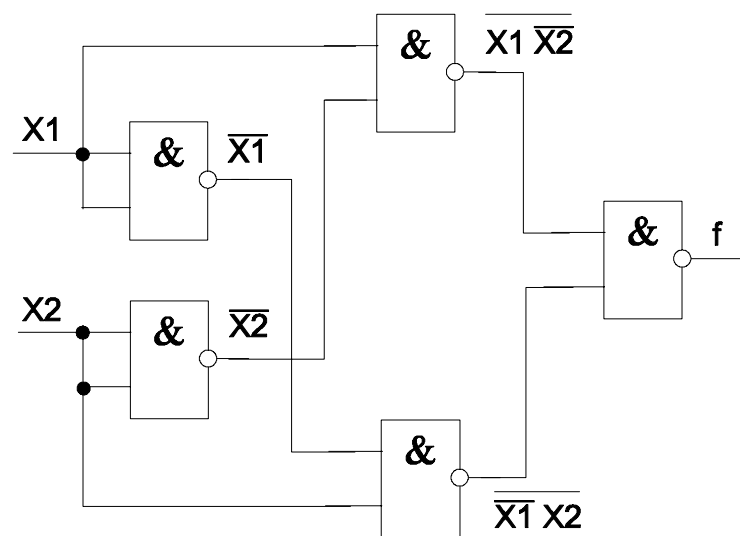


Рис. 121

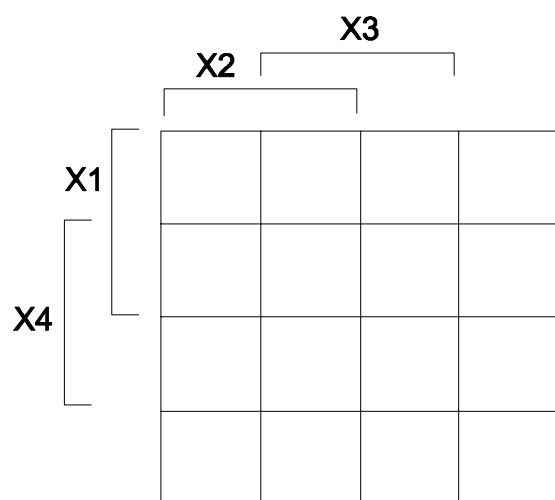


Рис. 122

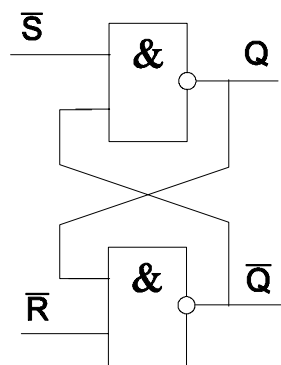


Рис. 123

$\bar{S}$	$\bar{R}$	Q	$\bar{Q}$
0	0	запрещен. сост.	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	хранение предыдущей инф.	

Рис. 124

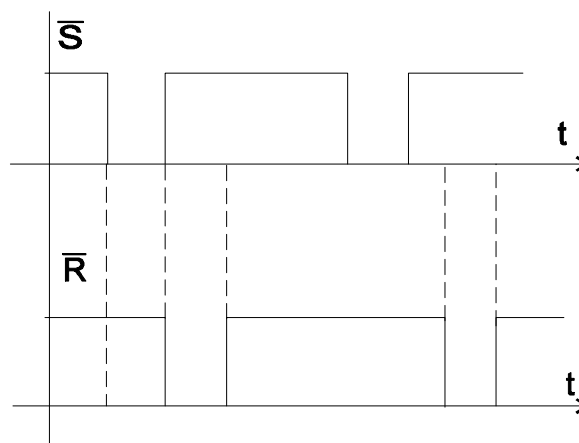


Рис. 125

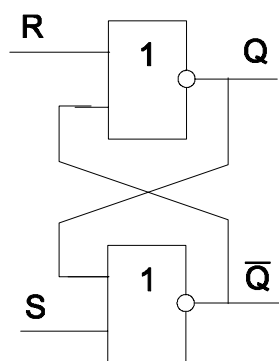
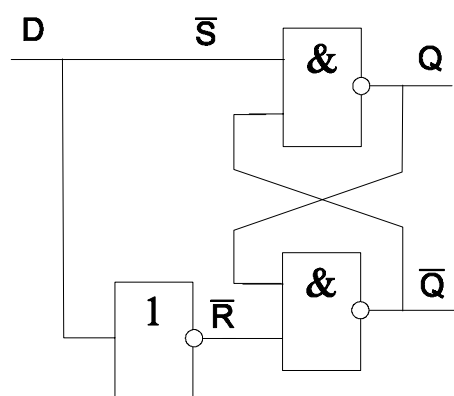


Рис. 126

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	хранение предыдущей информ.	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	запрещен. сост.	

Рис. 127



D	Q	$\bar{Q}$
0	1	0
1	0	1

Рис. 128

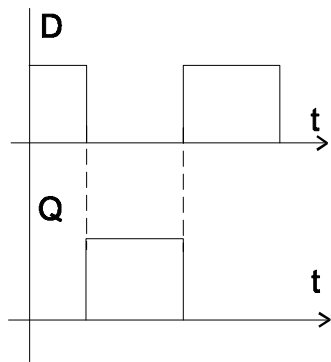


Рис. 129

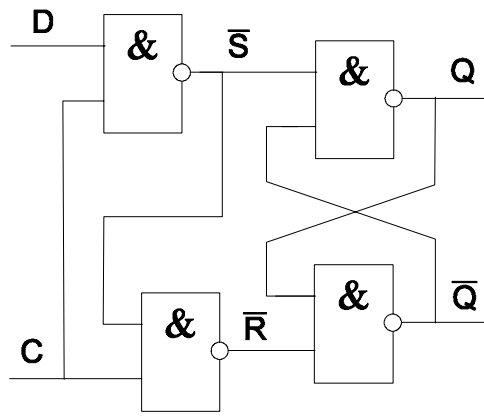


Рис. 130

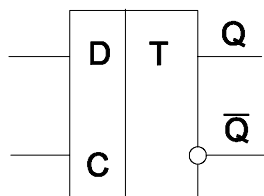


Рис. 131

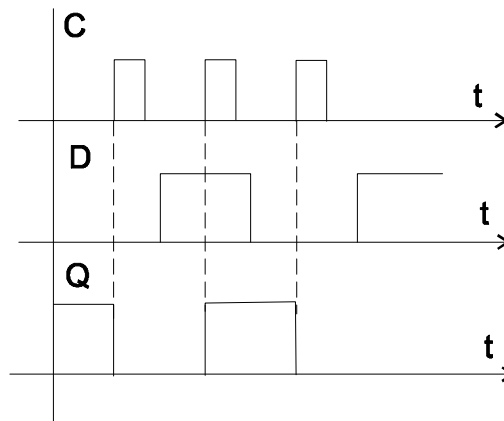


Рис. 132

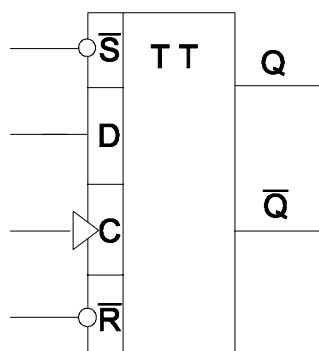


Рис. 133

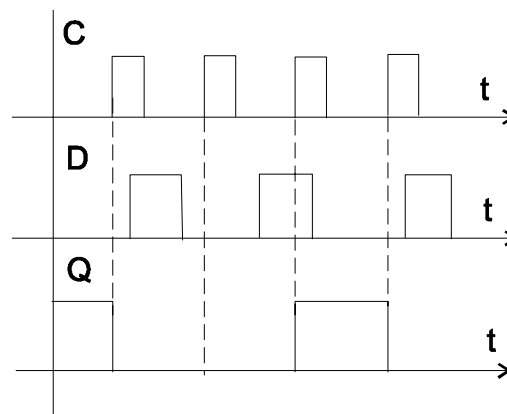


Рис. 134

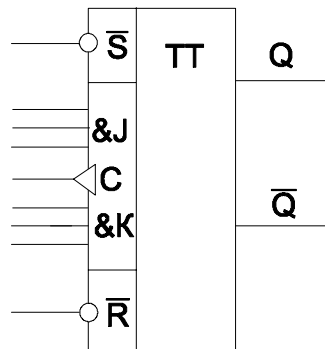


Рис. 135

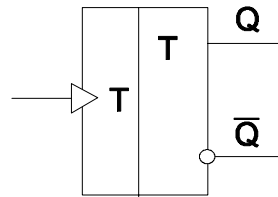


Рис. 136

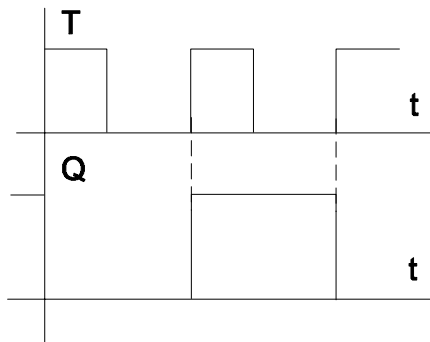


Рис. 137

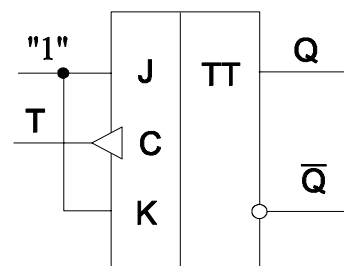


Рис. 138

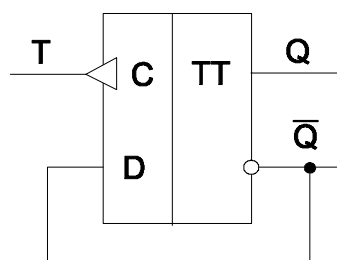
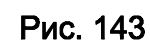
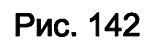
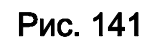
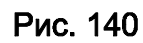


Рис. 139



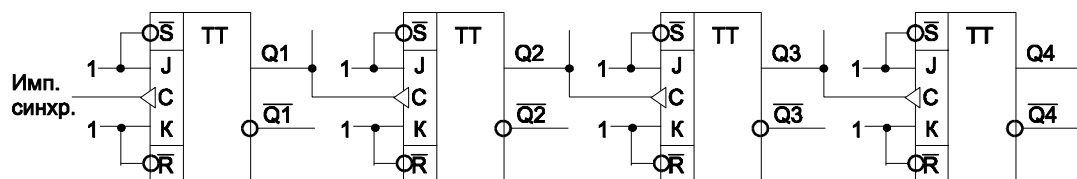


Рис. 146

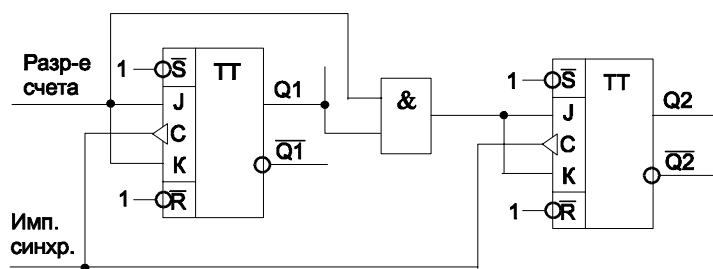


Рис. 148

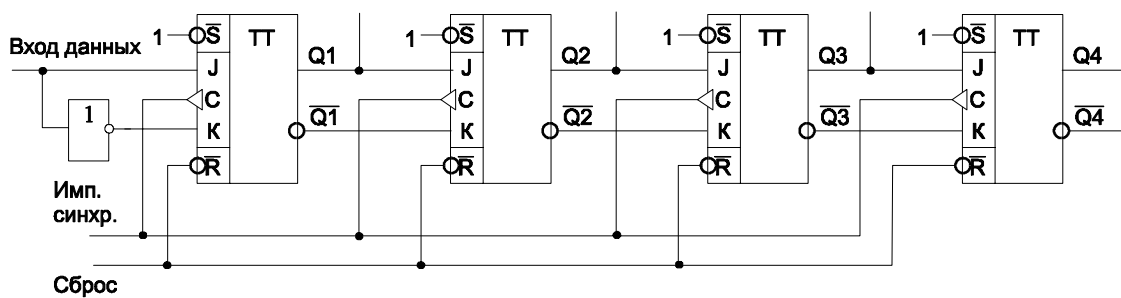


Рис. 149

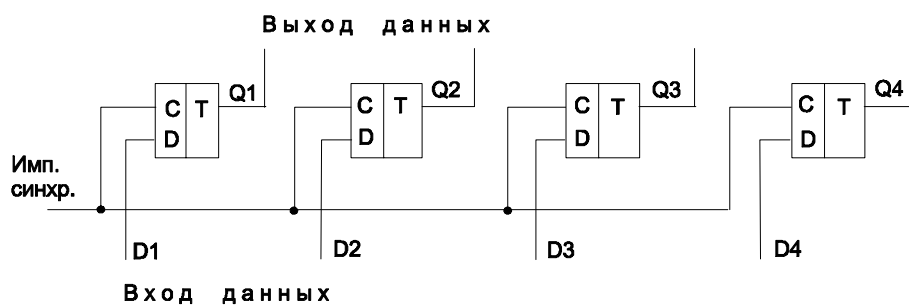


Рис. 151

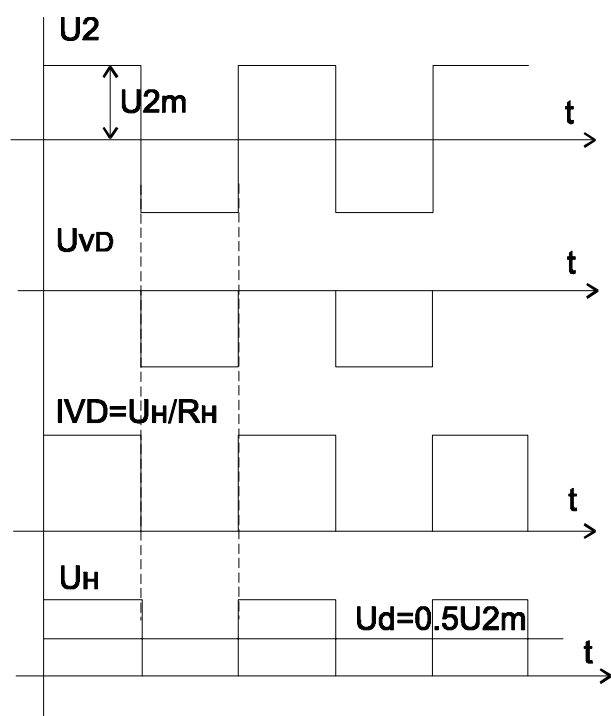


Рис. 149

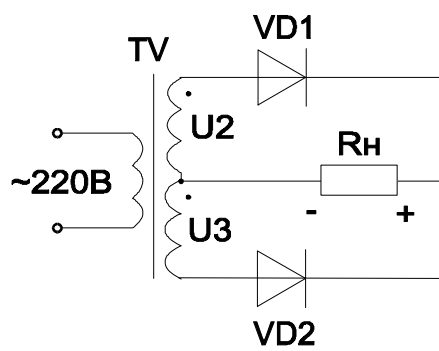


Рис. 152

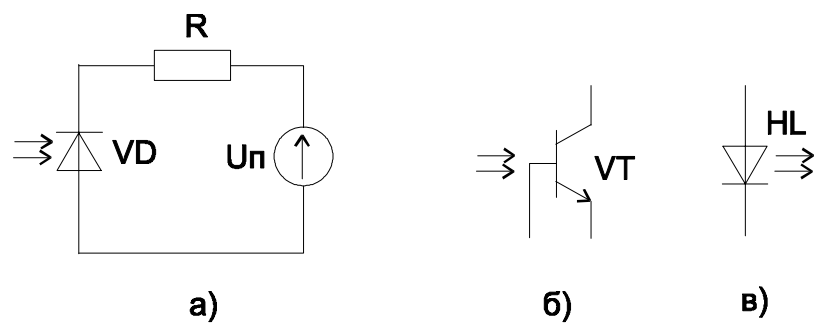


Рис. 152

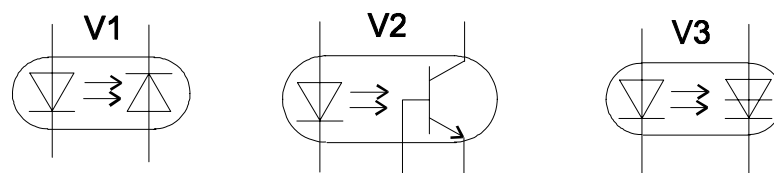


Рис. 153

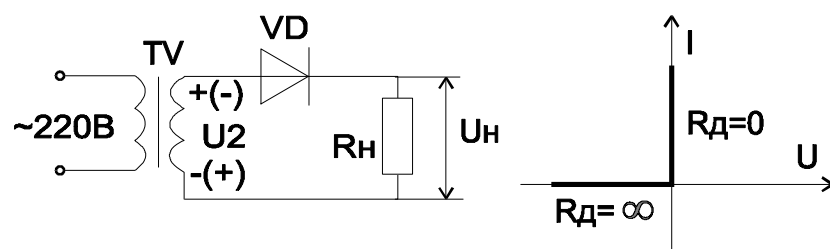


Рис. 154

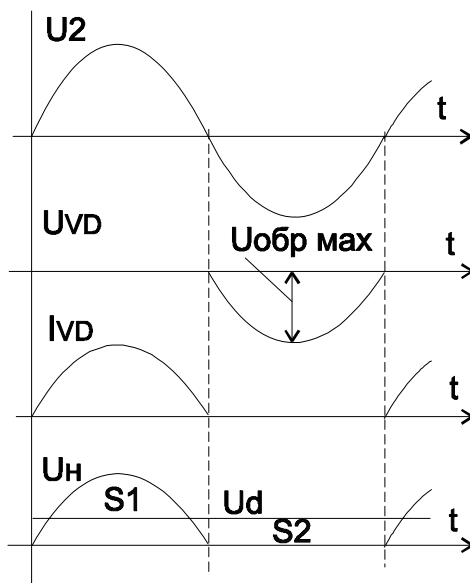


Рис. 155

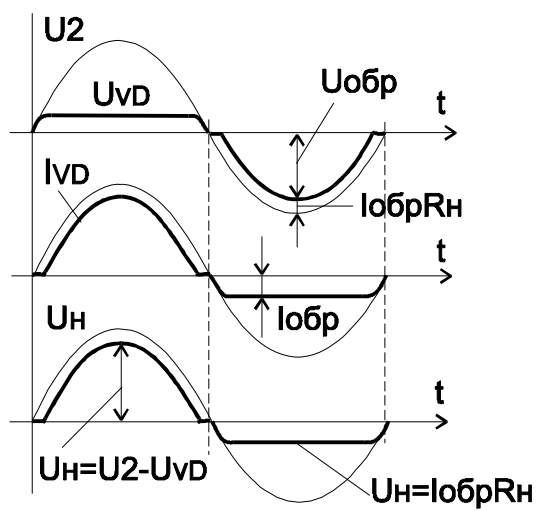


Рис. 156

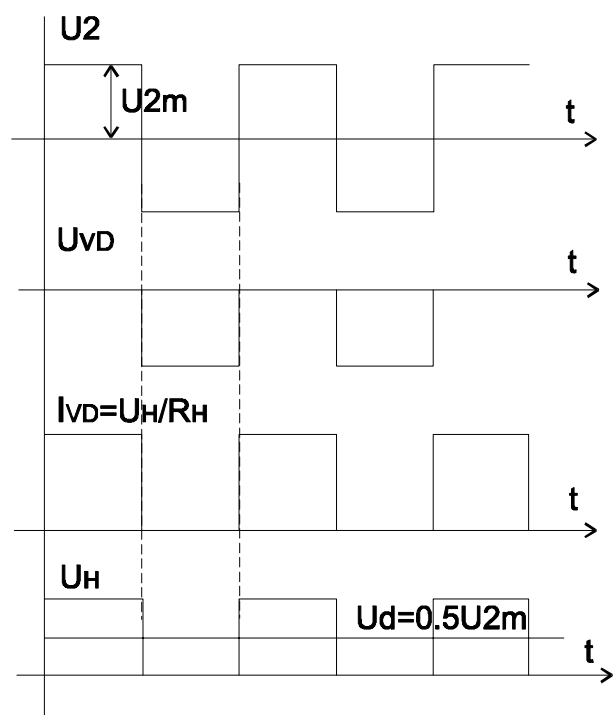


Рис. 157

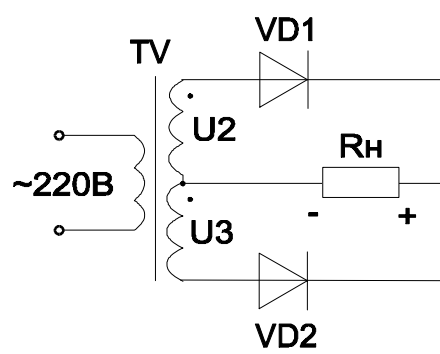


Рис. 158

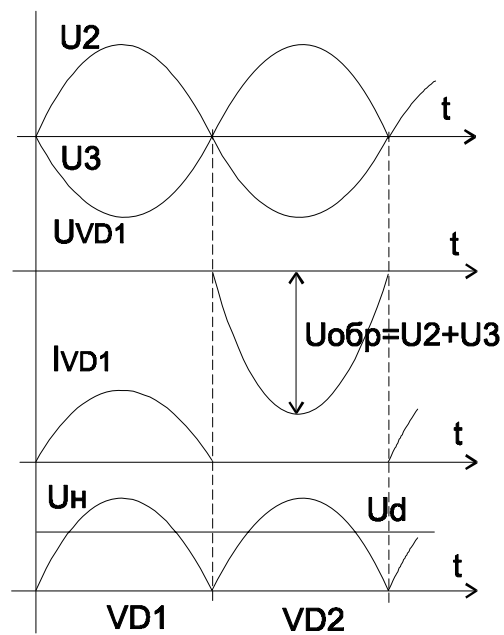


Рис. 159

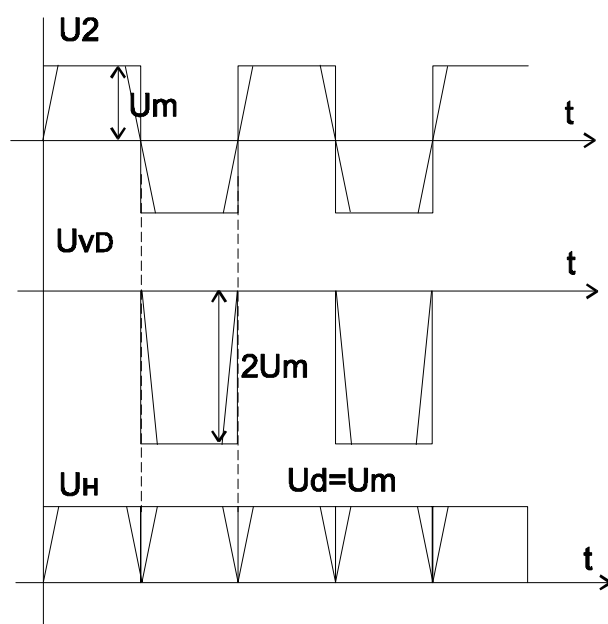


Рис. 160

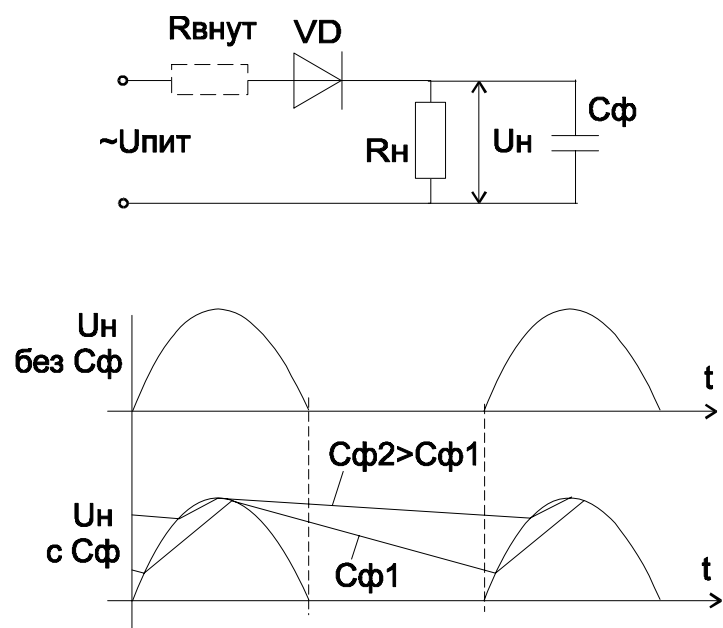


Рис. 161

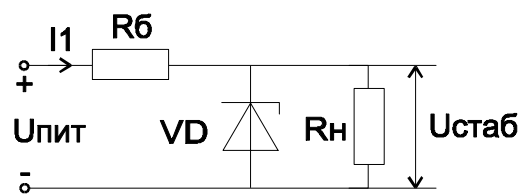


Рис. 162а

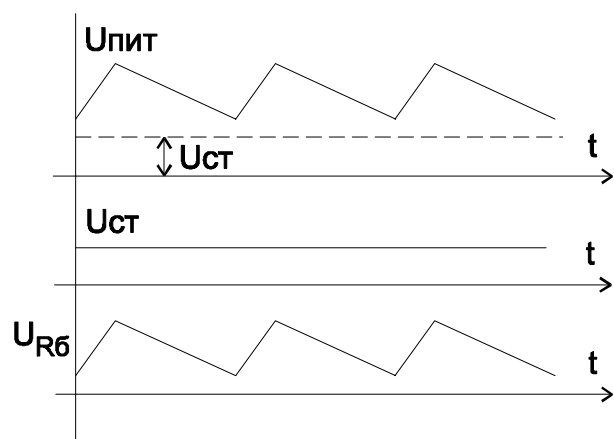


Рис. 162б

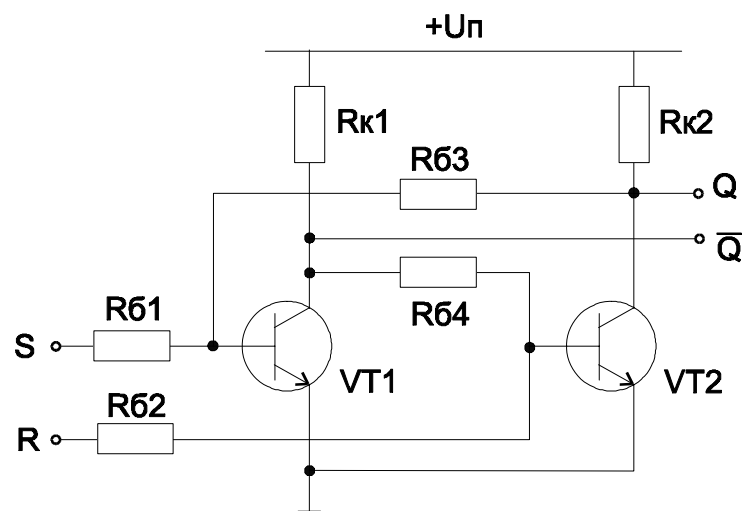


Рис. 164

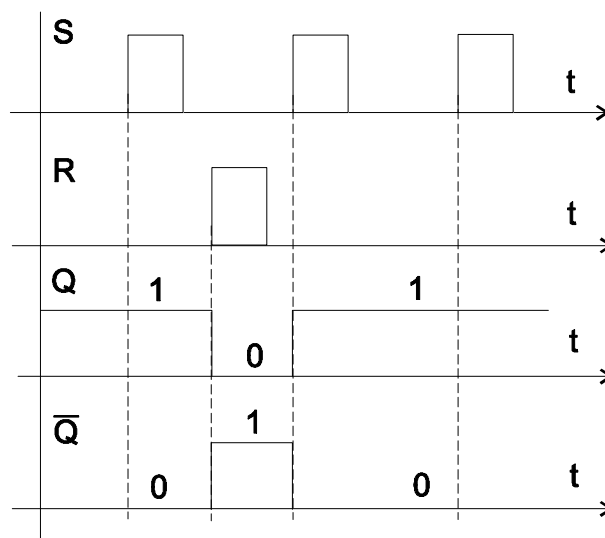


Рис. 165

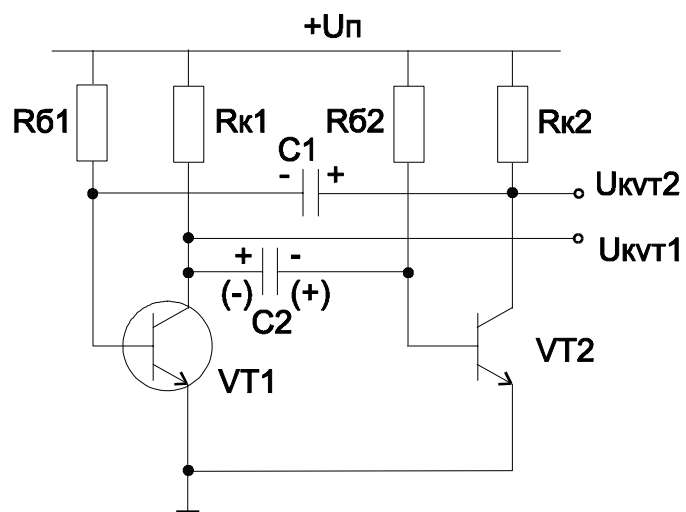


Рис. 166

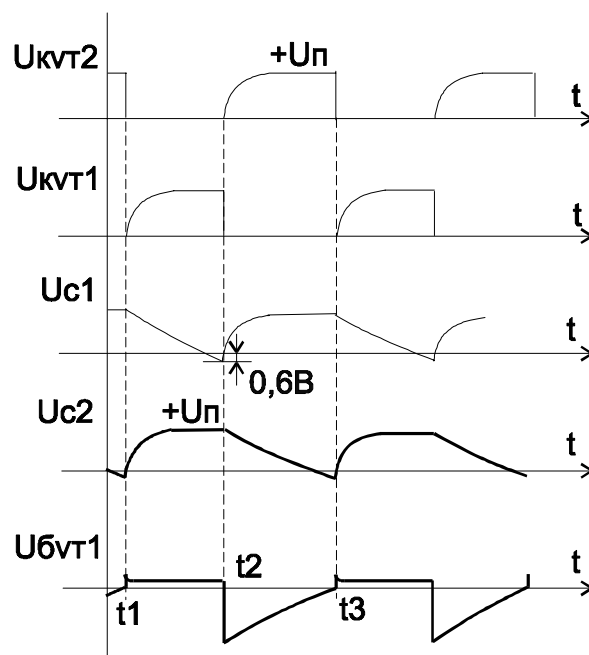


Рис.167

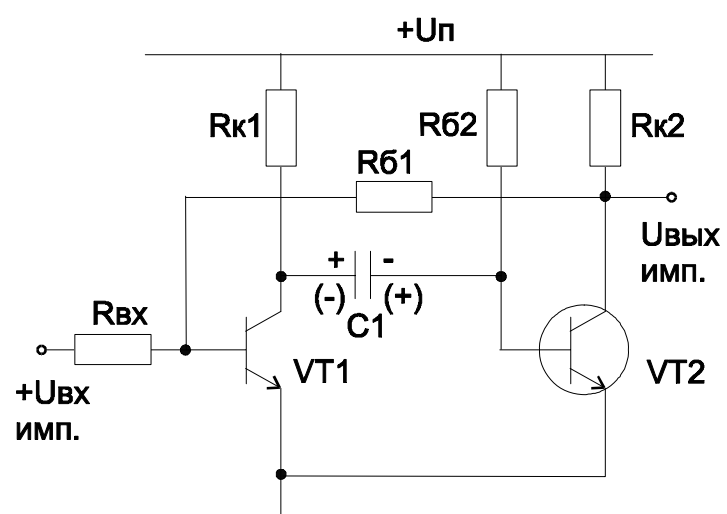
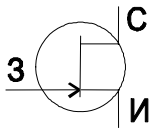
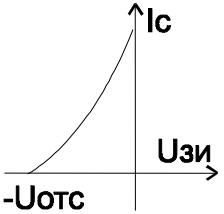
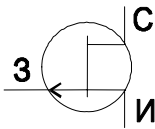
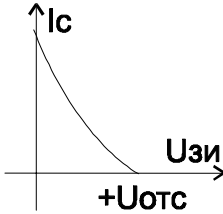
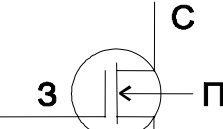
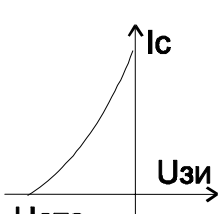
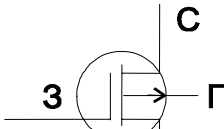
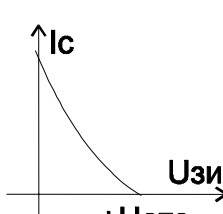
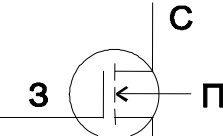
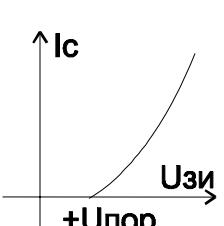
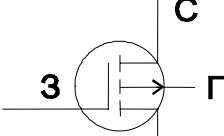
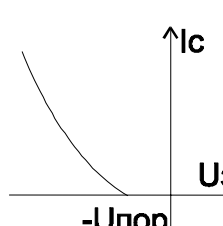


Рис. 168

Таблица 1

Мощность P_k Граничная частота	Маломощные $P_k < 0,3 \text{ Вт}$	Средней мощности $0,3 \text{ Вт} < P_k < 3 \text{ Вт}$	Большой мощности $P_k > 3 \text{ Вт}$
Низкочастотные $f_{гр} < 9 \text{ МГц}$	101...199	401...499	701...799
Средней частоты $f_{гр} < 30 \text{ МГц}$	201...299	501...599	801...899
Высокочастотные $f_{гр} > 30 \text{ МГц}$	301...399	601...699	901...999

Таблица 2

КАНАЛ n - ТИПА		КАНАЛ p - ТИПА	
Обозначение	Характеристика	Обозначение	Характеристика
 КП302, КП303, КП307		 КП103	
 КП305, КП313			
 КП901, КП904			

**Режимы работы каналов и полярности электродных напряжений
полевых транзисторов**

Тип полевого транзистора	Тип канала	Под-ложка	Режим	Uзи	Uзи отс (Uзи пор)	Uси	Uпи
Транзистор с управляющим р-п переходом	n	p	Обеднение	<0	<0	>0	<0
	p	n		>0	>0	<0	>0
МОП-транзистор с индуцированным каналом р-типа	p	n	Обогащение	<0	<0	<0	>0
МОП-транзистор с индуцированным каналом n-типа	n	p	Обеднение	<0	<0	>0	<0
			Обогащение	>0			
МОП-транзистор с встроенным каналом	n	p	Обеднение	<0	<0	>0	<0
	p	n	Обогащение	>0	>0	<0	>0
			Обеднение	>0			
			Обогащение	<0			

Литература

1. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. - М.: Высшая школа, 1982.
2. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. - М.: Энергоатомиздат, 1988.
3. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. - М.: Высшая школа, 1991.
4. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. - М.: Радио и связь, 1996.
5. Силовая электроника: Примеры и расчеты/ Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшич и др. Пер. с англ. - М.: Энергоиздат, 1982.
6. Завадский В.А. Компьютерная электроника. – Киев: Век, 1996.
7. Титце У. Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982.
8. Головатенко-Абрамова М.П., Лопидес А.М. Задачи по электронике. 1992.