

*МИНЕСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ*

*Международный образовательный консорциум*

*«Открытое образование»*

*Московский государственный университет экономики,  
статистики и информатики*

---

**Цуркин А.П.**

**Пособие по курсу:  
ОСНОВЫ КОМПЬЮТЕРНОЙ  
ЭЛЕКТРОНИКИ**

Москва 2004

## Содержание

1. Физика твёрдого тела. Полупроводники и их свойства.....	4
2. Транзистор.....	16
3. Усилители электрических сигналов.....	26
4. Мультивибратор на транзисторах.....	40
5. Триггерные схемы на транзисторах.....	45
6. Магнитные свойства вещества.....	54
7. Элементы магнитных запоминающих устройств.....	59
8. Физические основы логических элементов.....	66
9. Литература.....	77

Целью курса основы компьютерной электроники является приобретение навыков корректного применения методов анализа и расчет электрических цепей, изучение физических основ функционирования элементов в современных микроэлектронных приборах и системах, а также изучение режимов работы электронных приборов, что дает возможность будущим специалистам производить, благодаря аналогии, успешное моделирование экономических процессов.

Важным элементом повышения эффективности использования ресурсов ЭВМ при обработке экономических и статистических данных, наряду с квалифицированным использованием программных средств и баз данных, является знание пользователем устройства и принципов работы аппаратных средств ЭВМ и их потенциальных возможностей. Поэтому основной задачей данной дисциплины является изучение принципов работы и назначение как отдельных электронных приборов, так и функциональных узлов, вы-

полняющих различные вычислительные операции, такой подход позволит специалистам, как в настоящем, так и в будущем, легко ориентироваться в модернизациях элементарной базы ЭВМ, и как следствие этого, легко адаптироваться к новым поколениям ЭВМ.

### **Физика твердого тела** **Полупроводники и их свойства**

К полупроводникам относят многие химические моменты (кремний, германий, индий, бор, галлий и др.), большинство окислов и сульфидов (закись меди, окись цинка, сульфид галлия и др.), интерметаллические соединения (арсенид галлия, карбид кремния и др.)

Полупроводники – это вещества, которые по удельной электрической проводимости занимают промежуточное положение между металлами и диэлектриками. При комнатной температуре удельная электрическая проводимость их составляет от  $10^{-8}$  до  $10^5$  См/м (металлов –  $10^6$ – $10^8$  См/м., диэлектриков –  $10^8$ – $10^{13}$  См/м).

Основная особенность полупроводников – возрастание удельной электрической проводимости при увеличении температуры.

Проводимость полупроводников значительно зависит от внешних воздействий: нагревания, облучения, электрического и магнитного полей, давления, ускорения, а также от содержания даже незначительного количества примесей.

Свойства полупроводников хорошо объясняются с помощью зонной теории твердого тела. Согласно квантовой механике энергия электрона дискретна (прерывиста) или квантована. Вследствие этого электрон может двигаться только по той орбите, которая соответствует его энергии. Значение энергии электрона называют энергетическим уровнем.

Энергетические уровни электронов отделены друг от друга запрещенными интервалами. На одинаковых уровнях по принципу запрета Паули не может находиться более двух электронов.

В результате воздействия на электрон не только ядра своего атома, но и соседних атомов, энергетические уровни смещаются и расщепляются и образуются энергетические зоны, называемые разрешенными.

Расщепление в кристалле уровней, занятых внутренними электронами мало, заметно расщепляются лишь уровни, занимаемые валентными электронами.

Для полупроводников наиболее важной является валентная зона, образованная уровнями энергии валентных электронов невозбужденных атомов (т.е. при отсутствии внешней энергии) и ближайшая к ней разрешенная зона (см. рис.1). Разрешенная зона, в которой при возбуждении могут находиться электроны, называется зоной проводимости.

С точки зрения зонной теории твердого тела деление твердых тел на металлы, полупроводники и диэлектрики производят, исходя из ширины запрещенной зоны и степени заполнения разрешенных энергетических зон.

Ширина запрещенной зоны  $\Delta W$  называется энергией активизации собственной проводимости. Считают, что при  $\Delta W \leq 2\text{эВ}$  (электрон-вольт) кристалл является полупроводником, при  $\Delta W > 2\text{эВ}$  диэлектриком. Определить вероятность нахождения электрона на том или ином энергетическом уровне при данной абсолютной температуре  $T$  можно с помощью функции распределения Ферми:

$$f_n(W) = 1 / (e^{(W-W_f)/kT} + 1) \quad (1)$$

где  
 $W$  – энергия данного уровня;  
 $k$  – постоянная Больцмана;  
 $T$  – абсолютная температура;  
 $W_f$  – параметр, называемый уровнем Ферми.

Из (1) видно, что при  $W = W_f$ ,  $f_n(W) = 0.5$ , т.е. уровень Ферми совпадает с таким энергетическим уровнем, вероятность заполнения которого равна 0.5.

Электроны с верхних уровней энергии валентной зоны при получении энергии извне (тепловой, световой и др.) могут переходить на уровни энергии зоны проводимости.

При уходе электрона в валентной зоне остаются свободные (вакантные) места, называемые дырками. Дырки так же, как и электроны способны «перемещаться» в кристалле, так как появившиеся свободные места могут быть заняты электронами, энергия которых лежит ниже энергии ушедших из валентной зоны электронов и на их месте также появляются дырки.

Таким образом, в полупроводнике носителями заряда являются электроны и дырки.

Итак, в валентной зоне перемещение электронов вызывает перемещение в противоположном направлении дырок. При отсутствии внешнего электрического поля электроны, а следовательно и дырки движутся хао-

тически. Под воздействием внешнего электрического поля движение электронов станет упорядоченным, при этом электроны будут перемещаться против направления электрического поля, а дырки – по направлению поля.

Электропроводность собственного полупроводника, возникающая за счет нарушения валентных связей, называется собственной.

Процесс образования пары электрон–проводимости дырка проводимости называется генерацией пары носителей заряда.

Процесс воссоединения электрона и дырки называется рекомбинацией.

Среднее время существования пары носителей заряда называется временем их жизни.

Среднее расстояние, которое проходит носитель заряда за время жизни, называется диффузионной длиной носителя заряда ( $L_p$ –для дырок,  $L_n$ –для электронов).

В собственных полупроводниках уровень Ферми лежит посередине запрещенной зоны (см. рис.2).

Примесная проводимость. Если некоторые атомы полупроводника заменить в узлах кристаллической решетки атомами, валентность которых отличается на единицу от валентности основных атомов, возникает тип проводимости, называемый примесным. Примеси, валентность атомов которых выше валентности основных атомов, называются донорными (или донорами), в этом случае электропроводность будет обусловлена в основном электронами их называют основными носителями заряда, а дырки – не основными.

Энергетический уровень свободных электронов будет находиться в запрещенной зоне у дна зоны проводимости. Он называется донорным уровнем. Уровень Ферми сместится от середины запрещенной зоны к дну зоны проводимости (см. рис.3.а).

Примеси, валентность атомов которых ниже валентности основных атомов, называются акцепторными (акцепторами). В этом случае электропроводность будет обусловлена в основном дырками, которые называются основными носителями заряда, а электроны – неосновными.

Энергетический уровень свободных дырок будет находиться в запрещенной зоне у потолка валентной зоны, он называется акцепторным уровнем. Уровень Ферми сместится к потолку валентной зоны (см. рис.3.б).

Электронно–дырочный переход ( $p$ – $n$  переход). При контакте двух полупроводников с разным типом примесной проводимости ( $n$  – и  $p$ – типа) на границе раздела образуется область, которую называют электронно–дырочным переходом или  $p$ – $n$  переходом.

Свойства  $p$ – $n$  перехода положены в основу принципа действия подавляющего большинства полупроводниковых приборов. Контакт осуществляется

сложными технологическими приемами. Как только произойдет соприкосновение, в каждой области нарушается равенство концентраций ионов примесей и свободных зарядов. Так как в области  $p$  концентрация дырок  $P_p$  значительно выше концентрации дырок  $P_n$  в области  $n$ . ( $P_p \gg P_n$ ), а концентрация электронов  $n_n$  в области  $n$  значительно ниже концентрации их в области  $p$  ( $n_n \gg n_p$ ), происходит диффузия дырок в область  $n$ -типа и электронов в область  $p$ -типа.

Вследствие ухода дырки из области  $p$  в ней образуется не скомпенсированный отрицательный заряд иона акцепторной примеси, а при уходе электрона из области  $n$  в ней образуется положительный заряд иона донорной примеси (см. рис. 4)

Часть электронов и дырок, попавших в смежную область может рекомбинировать, что также нарушает равновесие концентраций между свободными носителями заряда и неподвижными ионами примеси.

В результате около границы раздела областей создается объемный двойной слой, обедненный основными носителями заряда. Он обладает большим удельным сопротивлением. Его называют запирающим слоем или  $p-n$  переходом. Объемные заряды имеют разные знаки и создают электрическое поле  $p-n$  перехода.

Напряженность этого поля  $E$ , направлена в сторону от положительно заряженного слоя к отрицательно заряженному слою (см. рис. 4). Для основных носителей каждой области оно является тормозящим, поэтому будет препятствовать дальнейшему диффузионному перемещению через  $p-n$  переход основных носителей. Электрическое поле наряду с напряженностью  $E$  характеризуется потенциалом. Разность потенциалов в  $p-n$  переходе называют контактной. Величину контактной разности потенциалов называют высотой потенциального барьера.

С точки зрения зонной теории твердого тела потенциальный барьер образуется следующим образом.

При контакте полупроводников  $p$ - и  $n$ -типа образуется единая система, в которой уровень Ферми является общим для областей  $p$ - и  $n$ -типа (см. рис.10)

На Границе раздела уровень Ферми проходит через середину запрещенной зоны. Так как в области  $p$ -типа уровень Ферми находится недалеко от потолка валентной зоны, а в области  $n$ -типа недалеко от дна зоны проводимости, энергетические зоны смещаются относительно друг друга, и в области  $p-n$  перехода образуется потенциальный барьер, высота которого будет равна

$$\Delta\phi_k = \Delta W/q \quad (2)$$

где

$\Delta W$  – минимальная энергия, которую нужно сообщить электрону (или дырке), чтобы он мог перейти в смежную область, э В.  
 $q$  – заряд электрона, э.

Таким образом, все энергетические уровни области  $p$ -типа подняты над энергетическими уровнями области  $n$ -типа на высоту, численно равную

$$\Delta W = q\Delta\phi_k$$

Выше было рассмотрено диффузионное перемещение через  $p$ - $n$  переход дырок и электронов. Этот поток носителей представляет собой диффузионный ток:

$$I_{\text{диф}} = I_{pp} + I_{nn} \quad (3)$$

где

$I_{pp}$  – ток, образованный дырками области  $p$ -типа;

$I_{nn}$  – ток, образованный электронами области  $n$  типа;

Поле  $p$ - $n$  перехода, являясь тормозящим для основных носителей, для не основных носителей ускоряющее. Под воздействием его не основные носители перемещаются в смежную область. Их поток представляет собой дрейфовый ток:

$$I_{\text{др}} = I_{pn} + I_{np} \quad (4)$$

где

$I_{pn}$ , –ток, образованный дырками области  $n$ -типа.

$I_{np}$ –ток, образованный электронами области  $p$ -типа.

В отсутствии внешнего электрического поля  $I_{\text{диф}} = I_{\text{др}}$  (5).

Для случая равновесия обозначим  $I_{\text{диф}} = I_{\text{од}}$ , а  $I_{\text{др}} = I_{\text{о}}$ .

Тогда

$$I_{\text{од}} = I_{\text{о}} \quad (5)$$

Но диффузионный и дрейфовый токи направлены в противоположные стороны, поэтому результирующий ток через  $p$ - $n$  переход равен 0.

В условиях динамического равновесия через  $p$ - $n$  переход переходят только те свободные носители, энергия которых выше высоты потенциального барьера.

Влияние внешнего напряжения на  $p$ - $n$  переход.

Прямое включение – источник напряжения подключен знаком «плюс» к области  $p$ -типа и «минусом» к области  $n$ -типа.

Обратное включение противоположно прямому. При прямом включении электрическое поле источника напряженностью  $E$  пр направлено навстречу контактное полю  $E$  и результирующая напряженность будет равна  $E_I = E - E_{пр}$ .

Уменьшение напряженности поля вызовет уменьшение высоты потенциального барьера на величину прямого напряжения источника  $U_{np} = +U$  (см.рис.6 и 4):

$$\Delta\phi_I = \Delta\phi_k - U_{np} = \Delta\phi_k - U$$

Уменьшение высоты потенциального барьера приводит к увеличению числа основных носителей через р-п переход, т.е. к увеличению диффузионного тока:

$$I_{диф} = I_{од} e^{qU/kT} \quad (6)$$

Так как  $I_{од} = I_0$  (см 5.1), то можно записать

$$I_{диф} = I_0 e^{qU/kT} \quad (6.1)$$

На величину дрейфового тока изменение высоты потенциального барьера не влияет, он остается таким же, как и в условиях равновесия. Поэтому результирующий ток через р-п переход, называемый прямым, с учетом (6.1) будет равен

$$I_{np} = I_{диф} - I_0 = I_0 (e^{qU/kT} - 1) \quad (7)$$

При прямом включении уменьшается ширина р-п перехода  $L$ .

Обратное включение р-п перехода (см. рис.6 и 4) Рассуждая аналогично можно заключить, что в этом случае результирующий ток, называемый обратным, будет равен

$$I_{об} = I_0 (e^{-qU/kT} - 1) \quad (8)$$

При некотором значении обратного напряжения диффузионный ток станет равен нулю, через р-п переход будет протекать только дрейфовый ток. Его величина незначительна, т.к. концентрация не основных носителей мала. Поскольку ток, образованный движением не основных носителей зависит от тепловой генерации пар носителей, его называют также теп-

ловым. Тепловой ток называют также током насыщения, так как это предельное значение обратного тока при возрастании обратного напряжения.

При обратном включении ширина  $p-n$  перехода  $L$  увеличивается. Вольтамперная характеристика  $p-n$  перехода. Это зависимость тока через  $p-n$  переход от приложенного к нему напряжению  $I = f(U)$  (см. рис.2.) Уравнение ее

$$I = I_0(e^{\pm qu/kt} - 1) \quad (9)$$

Если  $p-n$  перевод включен в прямом направлении, напряжение со знаком плюс, если в обратном – со знаком минус.

Пробой  $p-n$  перехода (см. рис. 7)

Если обратное напряжение  $p-n$  перехода увеличить сверх определенной величины, наступает пробой  $p-n$  перехода. При этом будет резкое увеличение величины обратного тока.

Пробой делят на два вида: тепловой и электрический. Тепловой пробой (рис.13, кривая 1) приводит к разрушению  $p-n$  перехода.

При электрическом пробое  $p-n$  переход может сохранить свою работоспособность. При этом различают пробой лавинный (рис.7, кривая 2) и туннельный (рис. 7, кривая 3). Свойства  $p-n$  перехода в условиях лавинного и туннельного прибора используют при создании лавинно-пролетных и туннельных диодов.

Лавинный пробой наблюдается в широких  $p-n$  переходах. Он возникает вследствие того, что под действием электрического поля большой величины носители заряда приобретают энергию, достаточную для того, чтобы при столкновении с атомом решетки полупроводника выбить из ковалентной связи электроны, вследствие чего возникает пара свободных носителей электрон-дырка. В свою очередь эти носители также выбивают электроны и т.д. Этот процесс ударной ионизации атомов кристаллической решетки протекает лавинообразно и приводит к значительному возрастанию тока через  $p-n$  переход.

Туннельный пробой наблюдается при больших напряженностях поля в узких  $p-n$  переходах. В них наблюдается туннельный эффект, который состоит в том, что электроны через узкий  $p-n$  перехода проходят в смежную область без затраты энергии, «туннелируют».

Типы полупроводниковых диодов.

Полупроводниковый диод – это полупроводниковый прибор с одним  $p-n$  переходом и двумя омическими контактами.  $P-n$  переход чаще всего образуется между двумя полупроводниками  $p$ -и  $n$ -типа, иногда между полупроводником и металлом.

Одна из областей (низкоомная) является эмиттером, другая (высокоомная) – базой.

По типу  $p-n$  перехода диоды делят на два класса: точечные и плоскостные.

По назначению и принципу работы диоды бывают следующих типов: выпрямительные, стабилитроны (стабилизаторы напряжения), туннельные, фотодиоды, светодиоды и др.

### Выпрямительные диоды

Условное обозначение их в схемах



В выпрямительных диодах используется свойство односторонней проводимости  $p-n$  перехода. Они применяются в качестве вентилях, которые пропускают переменный ток только в одном направлении.

Вольтамперная характеристика подобна характеристике  $p-n$  перехода (см. рис.8).

### Туннельные диоды

Условное обозначение их в схемах



Эти диоды изготавливаются на основе вырожденного полупроводника, т.е. из такого материала, содержание примесей в котором очень велико, до  $10^{20}$   $\text{см}^{-3}$  (в диодах других типов – до  $10^{15}$   $\text{ом см}^{-3}$ ). Вследствие высокой концентрации примесей удельные сопротивления областей  $p$ -и  $n$  типа очень малы, а ширина  $p-n$  перехода составляет примерно 0,02 мкм, что в сто раз меньше, чем в других полупроводниковых диодах. Напряженность электрического поля в таких  $p-n$  переходах достигает огромной величины – до  $10^6$  В/см.

Вольтамперная характеристика туннельного диода (см. рис.9) имеет участок а–в, на котором с ростом напряжения ток падает, а не возрастает.

Благодаря своеобразной вольтамперной характеристике и свойствам, туннельные диоды используются в качестве быстродействующих переключающих устройств для усиления и генерирования электрических сигналов.

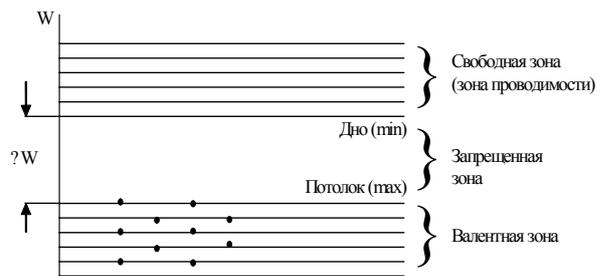


Рис.1

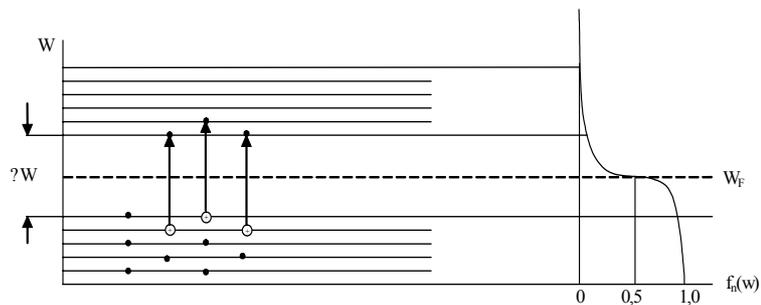
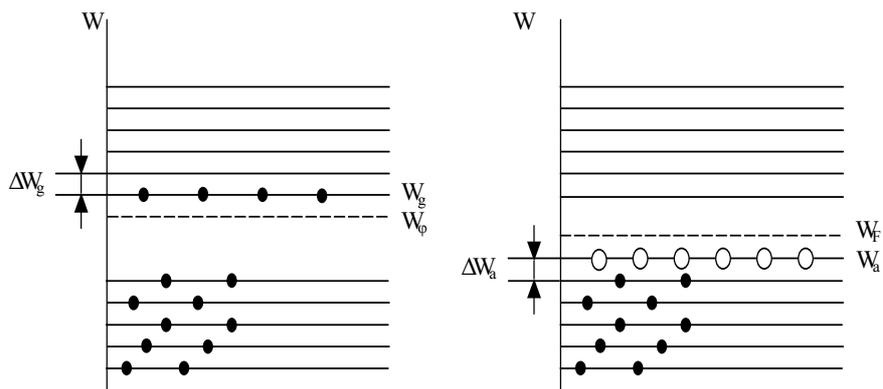


Рис.2



а)	б)
$Wg$ донорный уровень энергии	$Wa$ акцепторный уровень энергии
$\Delta Wg$ энергия ионизации донора	$\Delta Wa$ энергия ионизации акцептора

Рис.3

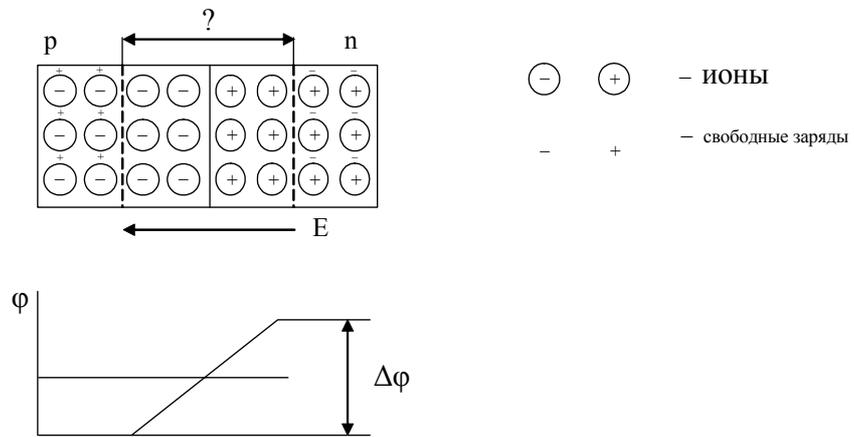
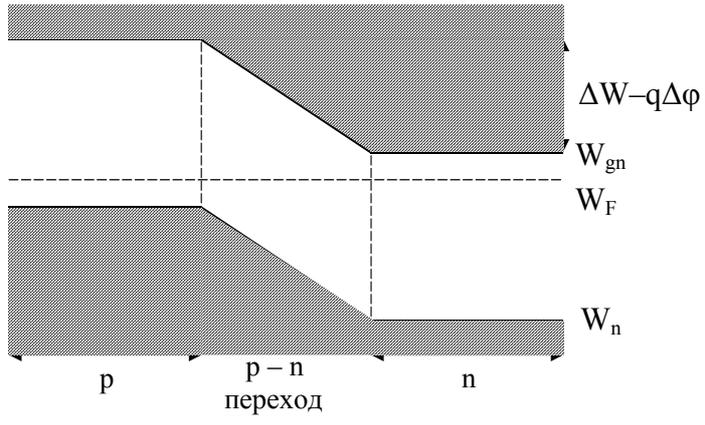


Рис.4



*Рис.5*

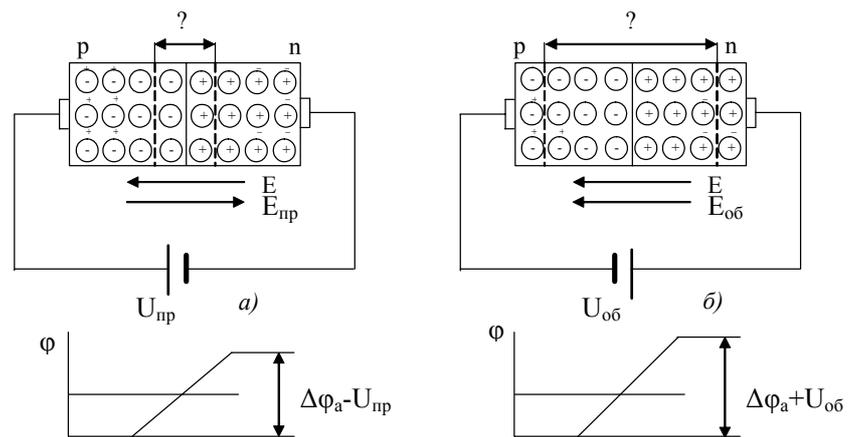


Рис.6

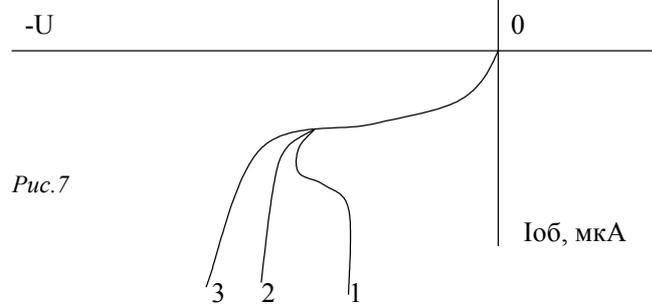


Рис.7

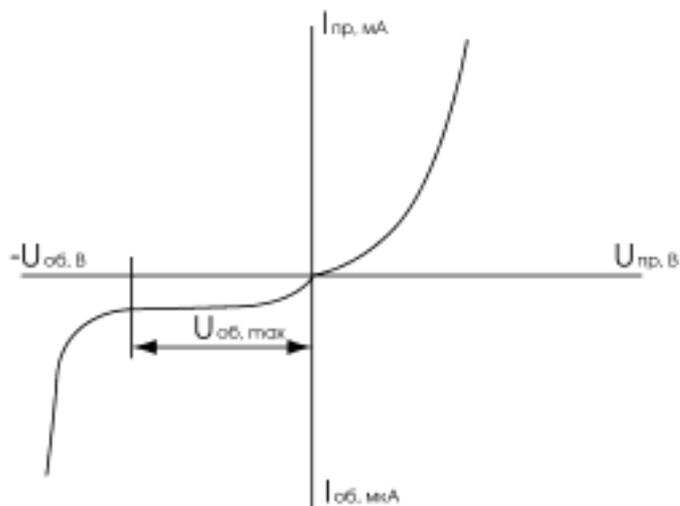


Рис.8. Вольтамперная характеристика диода

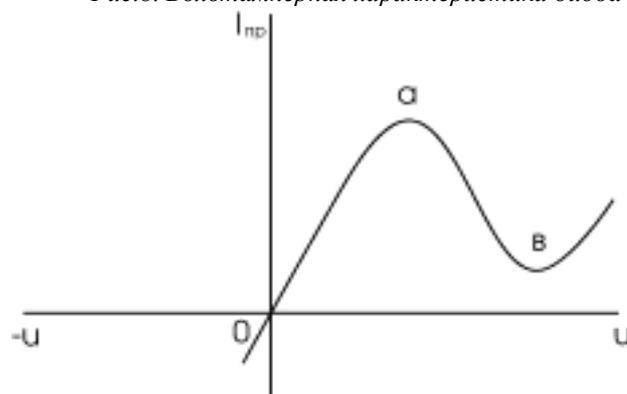


Рис. 9.

### ТРАНЗИСТОР.

Биполярным транзистором называют полупроводниковый прибор с тремя областями чередующегося типа электрической проводимости, разделенными двумя взаимодействующими  $p-n$  переходами, способный усиливать мощность.

Конструктивно–сплавной биполярный транзистор представляет собой пластинку монокристалла полупроводника проводимостью  $p$  или  $n$  – типа, по обеим сторонам которой наплавлены полупроводники, образующие с данным полупроводником иной тип проводимости.

На рис.1 показана конструкция транзистора, в которой в пластинку германия  $n$ -типа вплавлены по обеим сторонам шарики индия, образующие с германием проводимость  $p$ -типа.

На рис.2 показана упрощенная плоскостная структура транзистора.

Крайние области транзистора называют эмиттером и коллектором среднюю – базой,  $p$ - $n$  переходы соответственно называют эмиттерным и коллекторным. Если эмиттер и коллектор обладают дырочной проводимостью (области  $p$ ), а база – электронной проводимостью (область  $n$ ), структура транзистора  $p$ - $n$ - $p$ . Если проводимости областей транзистора противоположна названным, его структура  $n$ - $p$ - $n$ .

Принцип действия транзисторов обеих структур одинаков и основан на использовании свойств  $p$ - $n$  переходов.

Условное обозначение транзисторов в схемах полярности напряжений в активном (усилительном) режиме работы и направления токов показаны на рис. 3.

Различают 3 схемы включения транзисторов в зависимости от того, какой вывод транзистора принимается общим для его входной и выходной цепей:

- 1) с общей базой (ОБ),
- 2) с общим эмиттером (ОЭ)
- 3) с общим коллектором (ОК) (см. рис. 4)

Транзисторы в схемах могут работать в различных режимах: активном (усилительном), насыщения и отсечки. Последние два режима называют ключевыми.

Рассмотрим принцип работы транзистора структуры  $p$ - $n$ - $p$  на примере схемы с общей базой. Обычно для исследования работы транзистора используют условную плоскостную схему (рис.5).

Для работы транзистора в активном режиме на его эмиттерный переход подается небольшое по величине напряжение в прямом направлении, а на коллекторный переход – значительно большее по величине (примерно, на порядок) напряжение в обратном направлении. При подаче напряжения на эмиттерный переход в прямом направлении понижается высота его потенциального барьера, поэтому дырки вследствие разности концентрации их в эмиттере и базе (т.е. вследствие диффузии) инжектируются (впрыски-

ваются) в область базы, образуя дырочный ток эмиттера  $I_{\text{Эр}}$ .

Одновременно из области базы в результате диффузии в области эмиттера переходят электроны базы, образуя в эмиттере электронный ток  $I_{\text{Эн}}$ .

Итак, ток эмиттера равен

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Эр}} + I_{\text{Эн}} \quad (1)$$

Ток  $I_{\text{Эн}}$  не участвует в создании коллекторного (выходного) тока транзистора и только нагревает эмиттерный переход, поэтому его величину уменьшают. Для этого базу насыщают донорной примесью незначительно. Из-за малой величины тока  $I_{\text{Эн}}$  им часто пренебрегают.

Инжектированные в область базы дырки у эмиттерного перехода имеют значительную концентрацию и за счет диффузии перемещаются в сторону коллекторного  $p-n$  перехода. Так как поле коллекторного перехода для дырок является ускоряющим, происходит экстракция (всасывание) дырок в область коллектора. Поскольку их концентрация около коллекторного перехода выше, чем в остальной части коллектора, за счет диффузии дырки перемещаются в сторону омического контакта, где рекомбинируют с электронами, поступающими от источника  $E_k$ . Таким образом, дырки от эмиттера через базу попадают в коллектор, образуя дырочную составляющую тока  $I_{\text{кр}}$  в области коллектора. Токи  $I_{\text{Эр}}$  и  $I_{\text{кр}}$  по величине не равны, так как часть дырок эмиттера, попавших в область базы, не доходит до коллекторного перехода, рекомбинируя с электронами базы, в результате чего исчезают и дырка и электрон. В базе вследствие этого процесса протекает составляющая тока базы называемая током рекомбинации  $I_{\text{брэк}}$ .

Для уменьшения  $I_{\text{брэк}}$  ширину базы  $W$  делают небольшой, менее диффузионной длины дырок  $L_p$  ( $W < L_p$ ).

Вместе с основными носителями заряда через эмиттерный и коллекторный переходы движутся не основные носители, образующие дрейфовую составляющую тока в каждой из областей транзистора.

Влияние на свойства транзистора оказывает дрейфовый ток, образованный перемещением не основных носителей через коллекторный переход: дырок, из области базы и электронов из области коллектора. Этот ток называют обратным током коллекторного перехода  $I_{\text{ко}}$ .

Так как он образуется в результате генерации пар носителей дырка-электрон при повышении температуры сверх 0 К, его называют тепловым током. С повышением температуры он растет по экспоненциальному закону. В германиевых транзисторах при повышении температуры на каждые 10 К  $I_{\text{ко}}$  возрастает в 2 раза, в кремниевых – в 2,5 раза.

Величина  $I_{ko}$  не зависит от величины потенциального барьера  $p-n$  перехода, так как поле  $p-n$  перехода для не основных носителей является ускоряющим, она зависит от температуры транзистора, т.е.  $I_{ko}$  является неуправляемым током.

Итак, можно записать значения токов, протекающих в отдельных областях транзистора.

Ток эмиттера был определен выше:

$$I_{\varepsilon} = I_{\varepsilon p} + I_{\varepsilon n} \approx I_{\varepsilon p} \quad (1)$$

Ток базы

$$I_{\beta} = I_{\varepsilon n} - I_{\beta p} - I_{ko} \quad (2)$$

Ток коллектора

$$I_{\kappa} = I_{\kappa p} + I_{ko} \quad (3)$$

Из уравнений (1),(2),(3) можно установить

$$I_{\varepsilon} = I_{\beta} + I_{\kappa}, \quad (4)$$

что соответствует 1-му закону Кирхгофа.

Токи  $I_{\kappa}$  и  $I_{\beta}$  содержат составляющую  $I_{ko}$ , следовательно, их величина, как и  $I_{ko}$ , изменяется с изменением температуры. Для того, чтобы поддерживать величины этих токов на определенном уровне вне зависимости от температуры, схемы, в которых работает транзистор, стабилизируют.

Итак, через транзистор течет сквозной дырочный ток от эмиттера через базу в коллектор, а в выводах транзистора – электронный ток.

Напомним, что за положительное направление тока принимают направление движения положительных зарядов (дырок), т.е. направление, противоположное направлению движения электронов (см. рис.6)

Током коллектора можно управлять. Для изменения его величины следует изменять величину напряжения источника питания  $E_{\varepsilon}$ . С увеличением  $E_{\varepsilon}$  уменьшается высота потенциального барьера эмиттерного перехода и увеличивается ток  $I_{\varepsilon}$ , а, следовательно, и ток  $I_{\kappa}$ . Таким образом, ток эмиттера является управляющим током, а ток коллектора – управляемым. Поэтому транзистор часто называют прибором, управляемым током.

Усиление электрических сигналов с помощью транзистора. Транзистор в активном режиме обладает способностью усиливать мощность электрического сигнала, включенного в входную цепь. При этом в зависимости от схемы включения транзистора (ОБ, ОЭ, ОК) будет наблюдаться

усиление сигнала либо по току, либо по напряжению, либо по тому и другому. Например, в схеме с ОБ имеется усиление по напряжению и по мощности, усиление по току не происходит ( $\lambda \approx 1$ ).

Для того, чтобы выделить мощность входного сигнала, в выходную цепь транзистора включают нагрузочный резистор  $R_k$ , обладающий большим сопротивлением, значительно превышающим входное сопротивление транзистора  $R_{\varepsilon}$  (сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении (см. рис. 6).

Включение резистора  $R_k$ , хотя и вызывает снижение потенциального барьера коллекторного перехода из-за уменьшения напряжения на коллекторе ( $U_{кб} = E_{кб} - R_k \cdot I_k$ ), но это не вызовет инжекцию дырок коллектора в базу и коллекторный ток  $I_k$  не уменьшится (см. рис. 7 в, г). Величина тока  $I_k$ , как установлено выше, практически равна величине тока эмиттера  $I_{\varepsilon}$ .

Поскольку входное сопротивление транзистора  $R_{\varepsilon}$  мало, небольшое изменение тока эмиттера вызовет небольшое изменение напряжения в эмиттерной цепи. В коллекторной цепи на сопротивлении нагрузки  $R_k$  это небольшое изменение тока вызовет значительное изменение напряжения  $U_k = R_k I_k$ , т.к.  $R_k$  велико.

Действительно, если напряжение между эмиттером и базой изменится на величину  $\Delta U_{\varepsilon б}$ , ток эмиттера изменится на величину  $\Delta I_{\varepsilon} = \Delta U_{\varepsilon б} / R_{\varepsilon}$ . Ток коллектора изменится на ту же величину  $\Delta I_k = \alpha \Delta I_{\varepsilon} \approx \Delta I_{\varepsilon}$ , ( $\alpha \approx 1$ ). Напряжение на нагрузке  $R_k$  в коллекторной цепи изменится на  $\Delta U_k = R_k \Delta I_k$  или  $\Delta U_k = (R_k / R_{\varepsilon}) \Delta U_{\varepsilon б}$ , т.е. приращение напряжения на коллекторной нагрузке в  $R_k / R_{\varepsilon}$  раз больше приращения напряжения в эмиттерной цепи. Так как  $R_k \gg R_{\varepsilon}$ , следовательно,  $\Delta U_k \gg \Delta U_{\varepsilon б}$ . При этом происходит и усиление по мощности. Приращение входной мощности равно  $\Delta P_{вх} = P_{\varepsilon} \Delta I_{\varepsilon}^2$  приращение выходной мощности  $\Delta P_{вых} = R_k \Delta I_k^2 \approx R_k \Delta I_{\varepsilon}^2$  или  $\Delta P_{вых} = (R_k / R_{\varepsilon}) \Delta P_{вх}$ . Т.к.  $R_k \gg R_{\varepsilon}$ , то  $\Delta P_{вых} \gg \Delta P_{вх}$ .

При работе транзистора в схеме усилителя на вход его подается переменное напряжение сигнала, которое нужно усилить. В этом случае  $E_{\varepsilon}$  не изменяется, но последовательно с ним включенное переменное напряжение сигнала малой величины изменяется, и это будет приводить к большим изменениям (колебаниям) переменного напряжения сигнала на сопротивлении нагрузки  $R_k$ , т.е. в схеме будет происходить усиление малого входного сигнала.

В схеме с ОЭ происходит усиление по току и напряжению. Здесь входным током является ток базы, он значительно меньше тока эмиттера.

Если изменить входное напряжение  $U_{бэ}$ , изменится потенциально барьер эмиттера и, следовательно, дырочный ток эмиттера и ток коллектора. Так как в базу от источника поступает небольшой ток, меньший по величине, чем ток эмиттера и, следовательно, и коллектора, то незначительное изменение тока во входной цепи вызовет значительно большее изменение тока в выходной цепи коллектора. Таким образом, в схеме с ОЭ происходит усиление по току. При этом имеется усиление и по напряжению. Так как выходное сопротивление велико, в цепь коллектора можно включить большое сопротивление. На этом сопротивлении напряжение будет значительно выше, чем напряжение во входной цепи. Усиление по напряжению и току приводит к значительному усилению по мощности. Параметры транзистора:

а. Статический коэффициент усиления по току в схеме с ОБ

$$\alpha = I_{кр} / I_{э} \quad (5)$$

Обычно  $\alpha = 0,9 - 0,99$ .

Статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ имеет другое выражение. Его можно получить из соотношения  $I_{к} = \alpha I_{э} + I_{к0}$ , если подставить в него выражение  $I_{э} = I_{б} + I_{к}$ . Тогда  $I_{к} = \alpha(I_{б} + I_{к}) + I_{к0}$ , откуда:

$$I_{к} = (\alpha / (1 - \alpha)) I_{б} + I_{к0} / (1 - \alpha) \quad (6)$$

или

$$I_{к} = \beta I_{б} + I_{к0э} \quad (7)$$

где

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha) \quad (8)$$

есть статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ, выраженный через  $\alpha$ .

Из уравнения (8) можно установить, что схема с ОЭ обладает большим усилением по току: если, например,  $\alpha = 0,985$ , то  $\beta = 66$ .

$$I_{к0э} = I_{к0} / (1 - \alpha) = (1 + \beta) I_{к0} \quad (9)$$

обратный ток коллекторного перехода в схеме с ОЭ.

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  являются важнейшими параметрами транзисторов. Их часто называют коэффициентами передачи тока эмиттера ( $\alpha$ ) и тока базы ( $\beta$ ).

б. Коэффициент обратной связи по напряжению. В схеме с ОБ он равен

$$\mu_{\bar{b}} = \Delta U_{\bar{e}\bar{b}} / \Delta U_{k\bar{b}} \quad (10)$$

в схеме с ОЭ

$$\mu_{\bar{e}} = \Delta U_{\bar{b}\bar{e}} / \Delta U_{k\bar{e}} \quad (11)$$

где

$\Delta U_{\bar{e}\bar{b}}$ ,  $\Delta U_{\bar{b}\bar{e}}$ ,  $\Delta U_{k\bar{b}}$ ,  $\Delta U_{k\bar{e}}$  – соответственно приращения напряжений эмиттера, базы и коллектора.

в. Входное сопротивление. В схеме с ОБ оно равно

$$R_{вх\bar{b}} = \Delta U_{\bar{e}\bar{b}} / \Delta I_{\bar{e}} \quad (12)$$

в схеме с ОЭ

$$R_{вх\bar{e}} = \Delta U_{\bar{b}\bar{e}} / \Delta I_{\bar{b}} \quad (13)$$

Где  $\Delta I_{\bar{e}}$  и  $\Delta I_{\bar{b}}$  – соответственно приращения тока эмиттера и тока базы.

г. Выходное сопротивление. В схеме с ОБ оно равно

$$R_{вых\bar{b}} = \Delta U_{k\bar{b}} / \Delta I_k \quad (14)$$

в схеме с ОЭ

$$R_{вых\bar{e}} = \Delta U_{k\bar{e}} / \Delta I_k \quad (15)$$

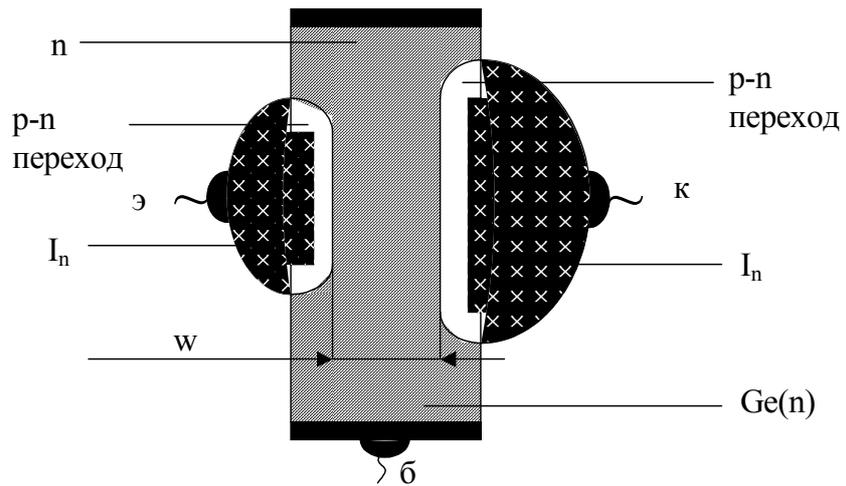


Рис.1. Реальная структура сплавленного транзистора p-n-p.

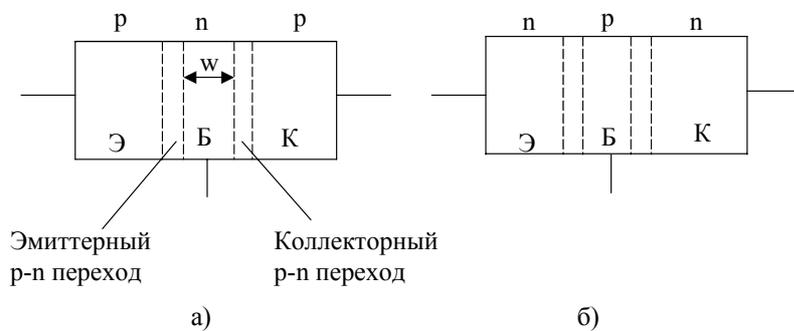


Рис 2. Упрощенная структура транзистора p-n-p (а) и n-p-n (б)  
Э – эмиттер, Б – база, К – коллектор.

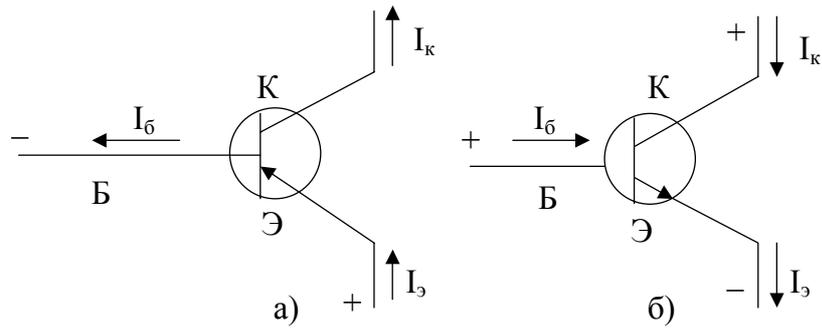


Рис. 3. Условное обозначение транзисторов структур  $p-n-p$  (а) и  $n-p-n$  (б), полярности напряжений в активном режиме работы и направления токов.

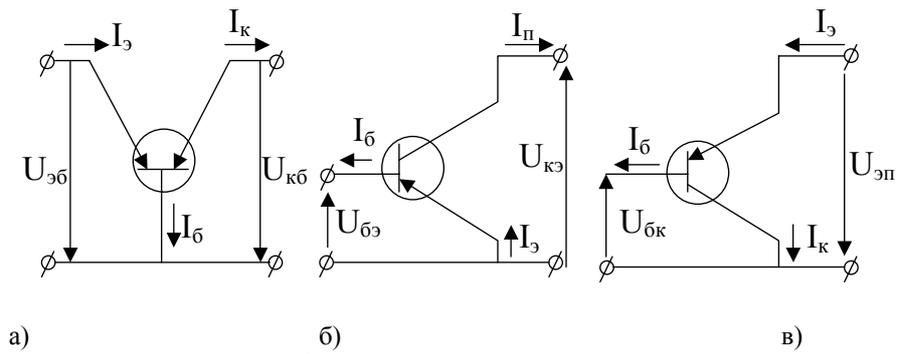


Рис.4. Схемы включения транзисторов:  
 а) с общей базой.  
 б) с общим эмиттером.  
 в) с общим коллектором.

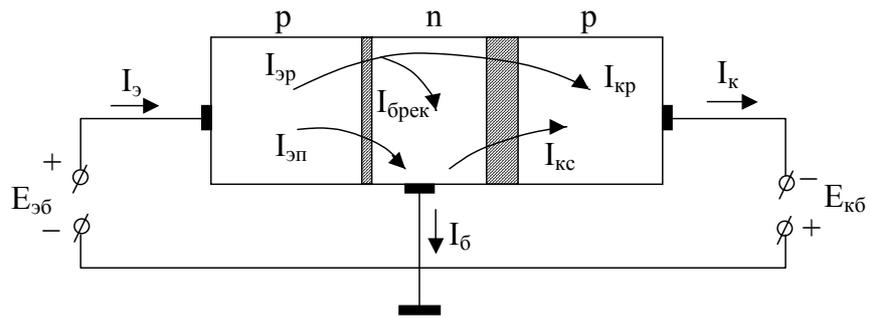


Рис.5 Направления токов в транзисторе

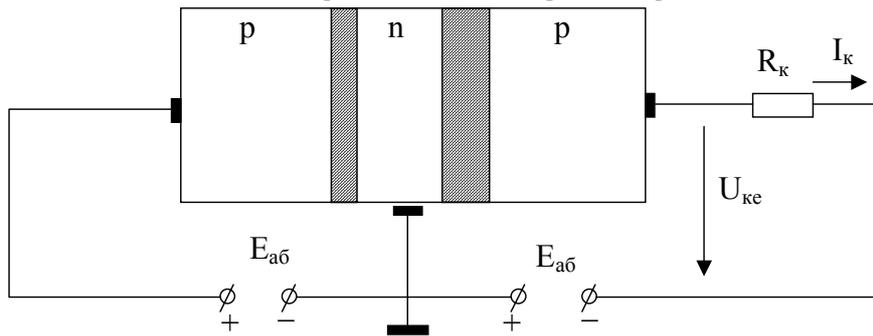


Рис.6. Структурная схема транзистора с ОБ с нагрузочным резистором  $R_k$  в выходной цепи.

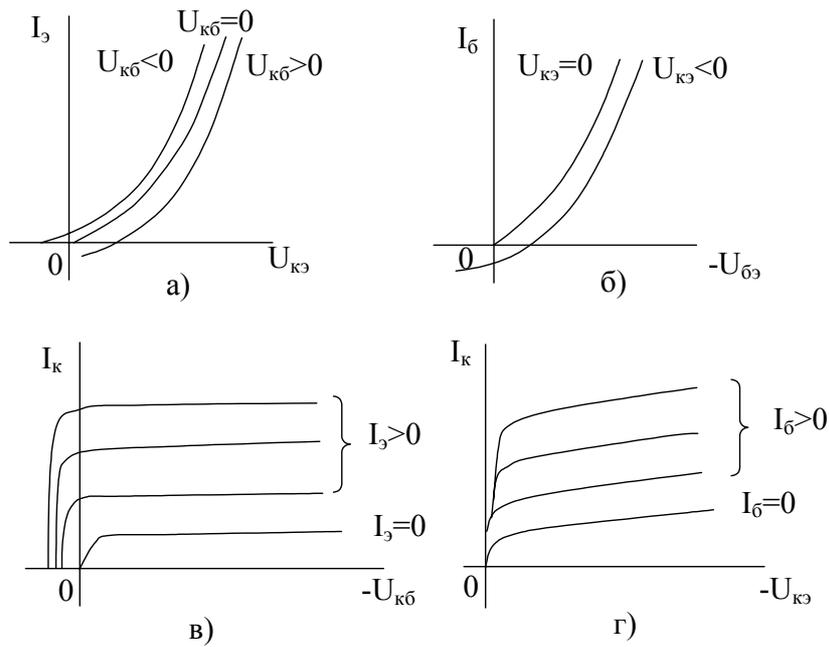


Рис.78. Входные (а,б) и выходные (в,г) статические характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ (а,в) и по схеме с ОЭ (б,г)

#### Усилители электрических сигналов.

Усилителями электрических сигналов называют устройства, предназначенные для усиления мощности электрических сигналов. Такие усилители широко распространены во всех областях науки и техники. Обилие задач, решаемых при помощи электрических усилителей, весьма разнообразно, и поэтому трудно классифицировать усилители по какому-либо одному признаку. Довольно распространенной является классификация усилителей по типу применяемых усилительных элементов (ламповые, полупроводниковые, оптоэлектронные) и по полосе пропускаемых частот:

- а) усилителя низкой частоты (20 – 30000 Гц);
- б) усилители высокой частоты (свыше 100 кГц);
- в) усилители широкополосные (от долей Гц до нескольких МГц);

г) усилители постоянного тока (медленные колебания напряжения или тока).

Обычно любой электрический усилитель содержит несколько усилительных каскадов, каждый из которых является самостоятельным простейшим усилителем.

Усилительный каскад содержит активный усилительный элемент (полупроводник) и набор вспомогательных деталей (конденсаторов, резисторов, индуктивностей), обеспечивающих заданный режим работы усилительному элементу и связь между отдельными усилительными каскадами. Кроме того, в состав усилителя входят входные и выходные устройства и источники питания сетевого или автономного. (рис.1)

Структурную схему усилителя можно представить в следующем виде (рис. 2)

В общем виде усилитель можно рассматривать как регулятор мощности электрической энергии, поступающей из источников питания в нагрузку, причем это регулирование осуществляется в соответствии с изменением входного сигнала (непрерывно, плавно, линейно и однозначно).

Название отдельных элементов структурной схемы усилителя следующее:

1. Входное устройство – «ВХ.У» предназначается для согласования сопротивлений источника сигнала – «ес» с входа первого каскада предварительного усиления – «КПУ».

2. Каскады предварительного усиления (их может быть несколько) усиливают амплитуду входного сигнала до величины, необходимой для нормальной работы усилителя мощности – «УМ».

3. Усилитель мощности (иногда его называют окончательным усилителем) предназначен для отдачи в нагрузку заданной мощности усиленного сигнала –  $P$ .

По способу соединения отдельных усилительных каскадов между собой различают усилители:

- с непосредственными (гальваническими) связями;
- резистивно–емкостными связями (RC –усилители);
- с трансформаторными связями.

Очевидно, что два последних вида межкаскадных связей исключают прохождение постоянной составляющей и поэтому могут применяться только в усилителях переменного тока.

При усилении электрических сигналов неизбежно возникают некоторые отклонения формы выходного сигнала от формы входного. Данные, характеризующие свойства усилителя и вносимые им искажения, назы-

ваются показателями качества работы усилителя. Важнейшими из них являются следующие:

### 1. Коэффициент усиления.

В зависимости от целевого назначения усилители имеют коэффициенты:

а) усиления по току  $K_i = I_{вых}/I_{вх}$ ;

б) усиления по напряжению  $K_u = U_{вых}/U_{вх}$ ;

в) усиления по мощности  $K_p = P_{вых}/P_{вх}$ , где  $I_{вых}$  – ток в нагрузке,  $I_{вх}$  – ток, потребляемый от входного источника сигнала  $e_c$ ,  $P_{вых}$  мощность, выделяемая в нагрузке,  $P_{вх}$  – мощность, потребляемая от входного источника  $e_c$ .

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K = K_1 \times K_2 \times \dots \times K_n,$$

где

$n$  – число каскадов.

Часто коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах децибелах – дБ, что позволяет заменить произведение коэффициентов усиления суммой их логарифмов и строить логарифмические амплитудно–частотные характеристики (ЛАЧХ) усилителей. Такой подход позволяет исследовать и синтезировать усилители с заданными амплитудными и частотными характеристиками.

Коэффициенты усиления в децибелах:

$$K_u = 20 \lg K_u = 20 \lg (U_{вых}/U_{вх});$$

$$K_i = 20 \lg (I_{вых}/I_{вх});$$

$$K_p = 10 \lg (P_{вых}/P_{вх});$$

### 2. Полоса пропускаемых частот (полоса пропускания) усилителя

Полосой пропускания называются тот диапазон частот, в пределах которого усилитель обеспечивает заданную величину коэффициента усиления (не ниже чем в корень из 2–х раз от максимального).

Диапазон частот ограничивается верхней и нижней граничной частотами, за пределами которых частотная характеристика усилителя снижается ниже допустимого уровня. Снижение (завал) частотной характеристики проис-

ходит из-за наличия в схеме усилителя реактивных элементов, сопротивление которых зависит от частоты сигналов, подаваемых на вход усилителя.

Идеальная амплитудно-частотная характеристика усилителя имеет форму прямоугольника с основанием равным полосе пропускания усилителя и высотой равной  $K_0$ . Реальная частотная характеристика в силу указанных выше причин приобретает вид, изображенный на рис. 4

На амплитудно-частотную характеристику усилительного каскада наибольшее влияние оказывают две емкости: емкость разделительного конденсатора  $C1$  и паразитная емкость, нагружающая каскад по переменной составляющей выходного сигнала –  $C2$ . Первая из них включена последовательно с входом каскада, вторая – параллельно выходу каскада.

Поскольку емкостное сопротивление конденсатора определяется частотой сигнала:

$$\delta \dot{U} = \frac{1}{2\pi f C}, \text{ то}$$

Емкость  $C1$  снижает усиление каскада в области нижних частот, а емкость  $C2$  – в области верхних частот. На средних частотах влиянием емкостей  $C1$  и  $C2$  можно пренебречь и поэтому усиление каскада будет максимальным.

### **3. Чувствительность усилителя.**

Чувствительность усилителя определяется той минимальной величиной тока или напряжения на входе усилителя, при которой на выходе усилителя создается номинальная мощность. Под номинальной мощностью обычно понимают мощность, при которой искажения не превышают допустимой величины при работе на расчетную нагрузку.

### **4. Собственные шумы усилителя.**

Собственными шумами усилителя называются сигналы на выходе усилителя, которые существуют и при отсутствии полезных сигналов на входе усилителя.

Возникают собственные шумы в результате теплового перемещения зарядов на сопротивлениях и хаотического движения носителей зарядов в области базы транзистора.

Оцениваются собственные шумы по шумовому фактору, равному отношению мощности шума на выходе усилителя к произведению к мощности шума на входе усилителя, помноженному на коэффициент усиления:

$$F_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{в}} \cdot K_{\text{д}}}$$

### 5. Динамический диапазон частот.

Динамическим диапазоном усилителя называется отношение величины максимального допустимого сигнала на входе усилителя к минимально – допустимому сигналу на его входе и обычно оценивается в децибелах.

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{дmax}}}{U_{\text{дmin}}}$$

Определяется он по линейной части амплитудной характеристики усилителя рис. 4

Амплитудная характеристика усилителя не линейна как в области малых, так и в области больших сигналов. В области малых сигналов отклонения от прямой линии связаны с собственными шумами усилителя, в области больших сигналов – с нелинейными искажениями, вносимыми активными усилительными элементами (в основном – перегружающимися транзисторами) при выходе рабочей точки за пределы линейного участка характеристики.

### 6. Нелинейные искажения.

Нелинейными искажениями называют искажения формы усиливаемого сигнала в результате нелинейности вольтамперных характеристик отдельных элементов схемы усилителя (например, транзисторов, катушек индуктивности с ферромагнитными сердечниками и т.д.). Причиной появления значительных нелинейных искажений может быть или неправильный выбор начального положения рабочей точки транзистора, или чрезмерно большая величина входного сигнала, или неправильно рассчитанная индуктивность.

Проявляются нелинейные искажения в том, что при подаче на вход усилителя чисто синусоидального сигнала, на его выходе появляются новые гармонические составляющие, искажающие форму первоначального сигнала.

Оцениваются нелинейные искажения по коэффициенту гармонии, равному отношению геометрической суммы  $n$  напряжений высших гармоник  $U_i$  к амплитуде первой гармоники  $U_1$  на выходе усилителя:

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}$$

В практических расчетах обычно ограничиваются несколькими первыми гармониками, поскольку амплитудные значения гармоники более высоких порядков незначительны.

### 7. Линейные искажения.

К линейным искажениям относятся частотные и фазовые искажения. Частотные искажения оцениваются по амплитудно-частотной характеристике усилителя (см. рис.3).

Мерой частотных искажений служит коэффициент частотных искажений, определяемый как отношение коэффициента усиления на средних частотах к коэффициенту усиления на данной частоте.

Обычно при расчетах значения коэффициентов на данных граничных частотах принимаются равными друг другу. В этом случае коэффициент частотных искажений определяется следующим образом:

$$M = M_i = \dot{a} = \frac{K_0}{K_i} = \frac{\dot{E}_0}{\dot{E}_i} = \sqrt{2} = 3 \text{ Дб},$$

$$K_i \rightarrow f_i ; K_B \rightarrow f_B$$

где

$f_n$  – нижняя граничная частота;

$f_b$  – верхняя граничная частота;

$K_{пр}$  – коэффициент усиления на средних частотах.

Фазовые искажения возникают в результате неодинакового времени прохождения отдельных гармонических составляющих сложного сигнала через реактивные элементы схемы усилителя.

В результате на выходе усилителя образуются фазовые (во времени) сдвиги гармонических составляющих

Если мгновенное значение входного сигнала равно  $U_{\dot{a}\delta} = U_{m\dot{a}\delta} \cdot \sin \omega t$ , то мгновенное значение выходного сигнала окажется сдвинутым по фазе:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot \sin(\omega t - \Delta t) = U_{\text{вх}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}\right),$$

где  $\Delta t$  – время задержки сигнала в усилителе;

$\Delta\varphi$  – фазовый угол, соответствующий времени  $\Delta t$ .

График зависимости угла сдвига фаз от частоты усиливаемого сигнала называется фазовой характеристикой усилителя. (рис.5)

## 8. Переходные искажения

Переходные искажения играют существенную роль в импульсном усилителе. Эти искажения вызваны переходными процессами в цепях усилителя содержащих реактивные элементы, а также инерционностью активных усилительных элементов.

Переходные искажения оцениваются по переходным характеристикам усилителя, представляющим собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения от времени при подаче на вход усилителя единичной ступени напряжения (скачка напряжения)  $U_{\text{вх}}$ .

Переходные искажения подразделяются на искажения фронтов и вершин усиливаемых импульсов. Искажения фронтов импульса характеризуются временем установления –  $t\phi$ , т.е. временем, в течение которого амплитуда выходного сигнала возрастает от 0,1 до 0,9 своего максимального значения. Искажения плоской вершины выходного импульса характеризуются выбросом  $\delta$  и спадом плоской вершины импульса  $\Delta A$ . (рис.6)

### Принцип работы транзисторного усилительного каскада.

В реальных схемах активные усилительные элементы (электронные лампы или транзисторы) работают с нагрузочными сопротивлениями в выходных цепях. На этих сопротивлениях и выделяется мощность усиливаемых сигналов. В этом случае изменение напряжения на любом из электродов усилительного элемента будет вызывать соответствующие изменения напряжений и на других электродах. При отсутствии входного сигнала необходимо обеспечить статический режим усилительного каскада, при котором на семействе его входных и выходных характеристик выбирается рабочая точка с координатами, равными току, протекающему через транзистор, и падению напряжения на нем. Задача анализа усилительных каскадов графоаналитическим методом в статиче-

ском режиме заключается в нахождении геометрического места точек, где сумма падений напряжений на всех элементах цепи равна напряжению источника питания. Решение задачи сводится к построению на семействе вольтамперных характеристик транзистора линии нагрузки по постоянному току для линейных элементов цепи, две точки которой легко определить при режимах когда цепь разомкнута и когда транзистор накоротко замкнут.

В транзисторном усилительном каскаде при включении транзистора по схеме с общим эмиттером (рис.7) последовательно с нагрузочным резистором  $R_k$  оказываются включенными нелинейные сопротивления эмиттерного и коллекторного  $p-n$  переходов транзистора. Причем величина сопротивления переходов определяется током смещения, проходящим через базу.

Построение выходной характеристика позволяет определить ток, протекающий по цепи и, следовательно, падение напряжений на каждом участке цепи.

Для построения выходной характеристики (нагрузочной линии) на семействе выходных статических характеристик можно воспользоваться методом холостого хода и короткого замыкания. При коротком замыкании

транзистора ток в цепи нагрузки будет равен  $I_{\dot{e}y} = \frac{E_{\dot{e}}}{R_{\dot{e}}}$  (точка  $\alpha$  на оси ординат), а при холостом ходе ток в цепи будет равен 0, на резисторе  $R_k$  не будет падения напряжения и напряжение на коллекторе транзистора будет равно напряжению питания  $U_{\dot{e}y} = -E_k$  (точка  $\beta$  на оси абсцисс).

Прямая, соединяющие точки  $\alpha$  и  $\beta$  и будет динамической характеристикой (или нагрузочной линией).

Пересечение, полученной нагрузочной линии и вольтамперной характеристики транзистора о заданным базовым током  $I_{bp}$ , определяемым величиной резистора в цепи базы  $R_b$ , задает начальное положение рабочей точки  $C$ , координаты которой характеризуют ток покоя  $I_{kp}$ , протекающий по цепи и падение напряжений на каждом из участков цепи (на активном сопротивлении  $U_{rk}$  и на транзисторе  $U_{k\dot{e}p}(U_{pk-E}-U_{k\dot{e}p})$ ).

При появлении на входе усилительного каскада сигнала переменного напряжения  $U_{\dot{e}x}$ , постоянный ток в цепи базы начнет алгебраически суммироваться с изменяющимся током входного сигнала. Рабочая точка  $C$  при этом начнет перемещаться по нагрузочной линии в пределах, определяемых амплитудой тока входного импульса. Перемещение рабочей точки  $C$  будет вызывать изменение коллекторного тока  $I_k$  и коллекторного напряжения  $U_{k\dot{e}}$  (см. графики рис. 8).

Если перемещение рабочей точки не достигнет пределов, отмеченных цифрами 1 и 2 на нагрузочной линии, то усиленный ток в выходной цепи транзистора будет протекать через резистор  $R_k$  в течение всего периода изменения входного сигнала. Транзистор при этом будет работать в активной области, без отсечки или насыщения коллекторного тока. Такой режим работы транзистора называется режимом усиления малого сигнала или режимом усиления «А» (иногда режим усиления называют классом).

Если же рабочая точка в результате соответствующего выбора ее начального положения или слишком большой амплитуды входного сигнала окажется в области насыщения (см. рис.9), то на оба перехода транзистора попадет смещение в прямом направлении, оба  $p-n$  перехода транзистора полностью откроются и транзистор почти целиком будет пропускать коллекторный ток. Причем дальнейшее увеличение амплитуды входного сигнала уже не будет вызывать дальнейшего увеличения коллекторного тока. При положении рабочей точки в области отсечки оба  $p-n$  перехода транзистора закроются. Он скажется в запертом состоянии и практически не будет пропускать коллекторный ток.

Таким образом, в зависимости от начального положения рабочей точки и амплитуды входного сигнала, ток в нагрузке может протекать либо в течение всего периода изменения входного сигнала, либо в течение какой-то определенной части этого периода.

В зависимости от этого различают три основных режима усиления: «А», «В» и «С».

Количественно режимы усиления характеризуются величиной угла отсечки  $\Theta$ . Под углом отсечки понимают половину той части периода, в течение которой протекает ток через выходную цепь усилительного элемента.

Очевидно, что для режима усиления «А», рассмотренного выше, угол отсечки  $\Theta$  составляет  $180^\circ$ . В режиме усиления «В» угол отсечки составляет  $\Theta = 90^\circ$ , в режиме усиления «С» угол отсечки  $\Theta$  меньше  $90^\circ$ .

Режим усиления «А» обеспечивает минимальные искажения усиленного сигнала, однако он неэкономичен по расходованию энергии источников питания, поскольку в этом режиме постоянная составляющая тока все время проходит через выходную цепь усилительного каскада. Поэтому транзисторные схемы, работающие в режиме усиления «А», применяются в основном каскадах предварительного усиления.

В каскадах усиления мощности, в тех случаях, когда в нагрузку требуют отдать наибольшую мощность усиливаемого сигнала при минимальном расходе энергии источников питания, применяется режим усиления «В», обладающий высоким коэффициентом полезного действия (до 70–75%).

Поскольку усилительные каскады, работающие в режиме усиления «В», пропускают только одну полуволну усиливаемого напряжения, то в выходных каскадах усилителей применяют двухтактные симметричные каскады, позволяющие получить высокий коэффициент полезного действия при допустимых нелинейных искажениях.

В выходных каскадах транзисторных усилителей мощности обычно применяются схемы с общим эмиттером, дающие максимальный коэффициент усиления по мощности.

Двухтактные схемы усилителей мощности обычно состоят из двух одинаковых одно–тактных усилителей, работающих в режиме усиления «В» и включенных симметрично относительно источников питания.

Электронные усилители являются одними из наиболее важных радиоэлектронных устройств. Они входят практически во все устройства радиоэлектроники и вычислительной техники.

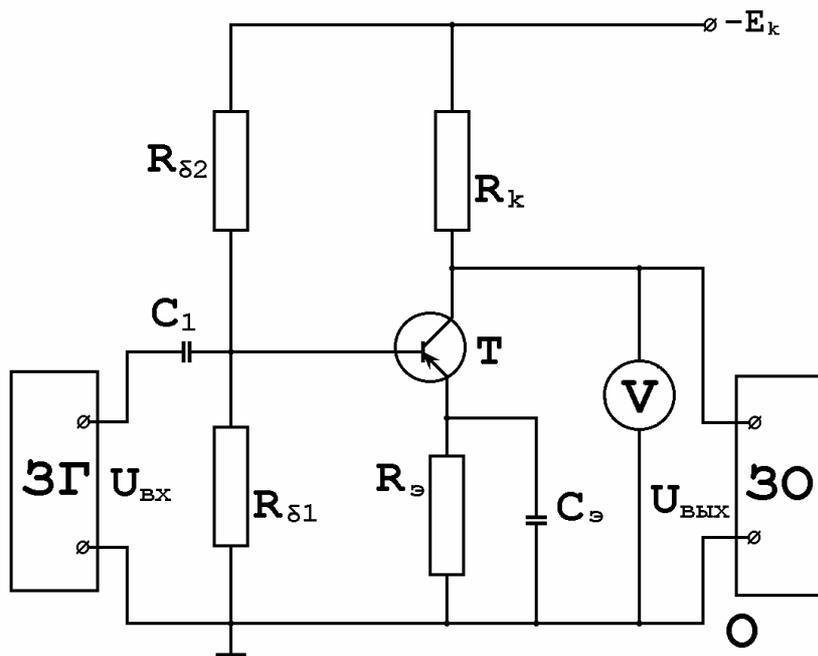


Рис.1 Принципиальная схема для исследования резистивного усилителя на транзисторе.

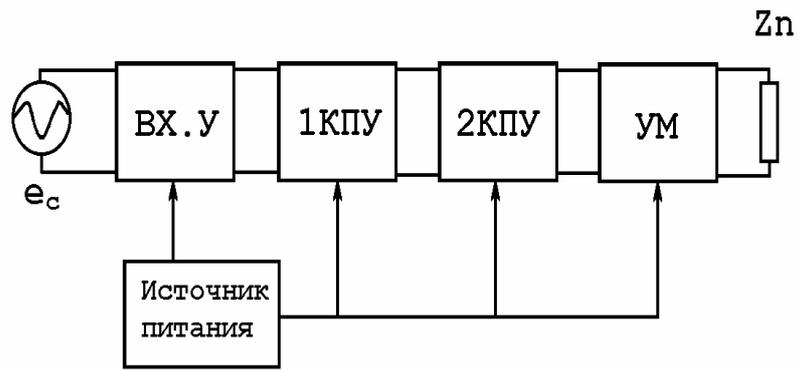


Рис. 2. Структурная схема усилителя (блок-схема).



Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика усилителя.

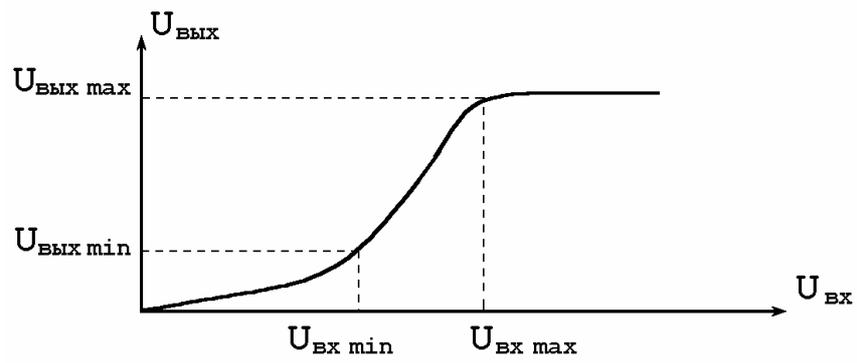
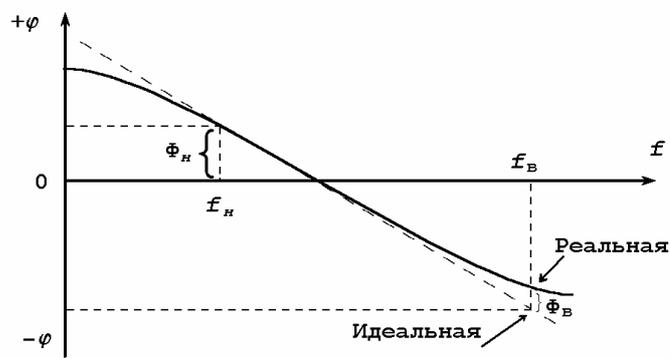


Рис. 4.  
Амплитудная характеристика усилителя



Фазовая характеристика усилителя.  
Амплитудная характеристика усилителя

Рис. 5.

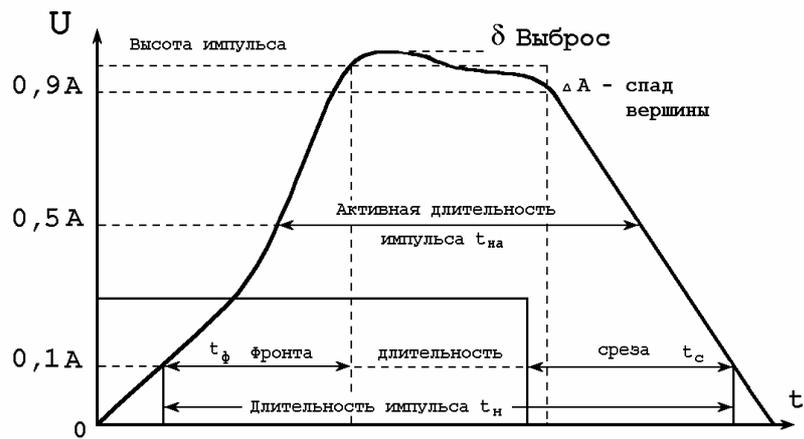


Рис. 6. Переходная характеристика усилителя.

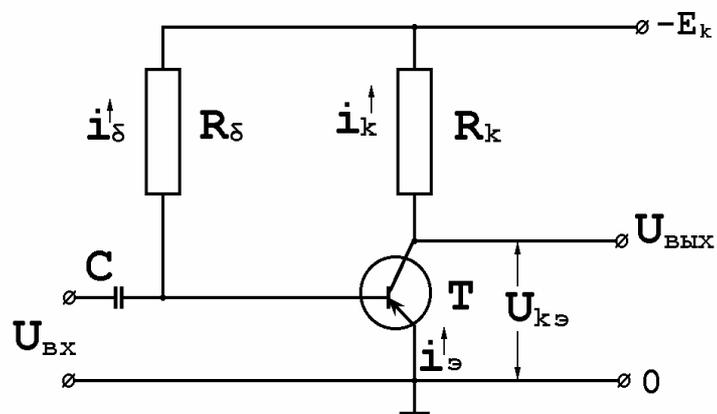


Рис. 7. Транзисторный усилительный каскад

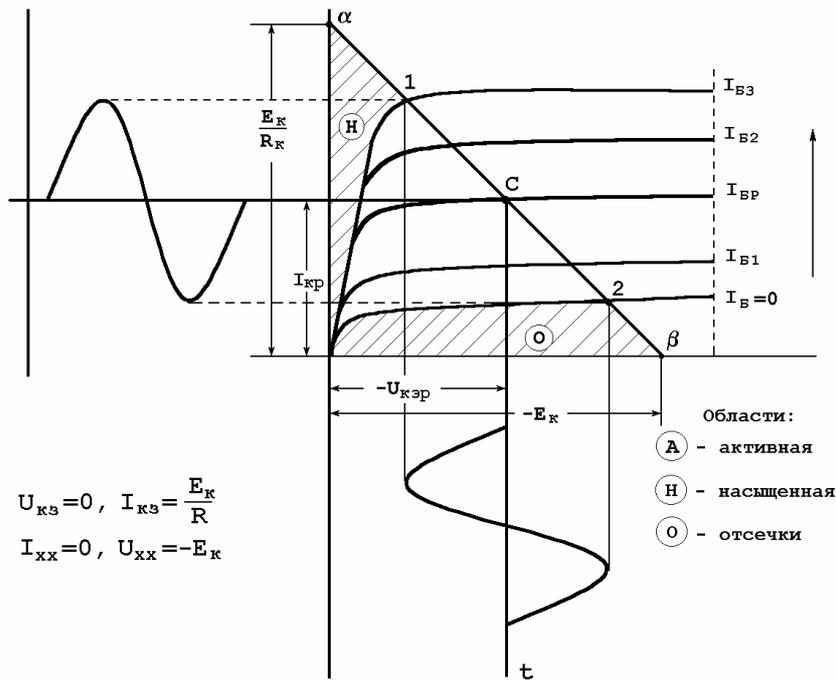


Рис. 8. Работа каскада в режиме усиления «А».

### Мульти вибратор на транзисторах.

Мультивибраторы относятся к классу релаксационных\* генераторов. Релаксационные генераторы генерируют колебания, существенно отличающиеся по форме от синусоидальных. Это отличие обусловлено тем, что в генераторах релаксационных колебаний в простейшем случае в цепи обратной связи присутствует лишь один реактивный накопитель энергии (емкость) и большое активное сопротивление, в котором энергия рассеивается за период колебаний.

Колебания поддерживаются незатухающими благодаря периодическому поступлению энергии от источника питания.

В качестве устройств, регулирующих поступление энергии от источника, могут использоваться электронные лампы, транзисторы или полупроводниковые приборы с  $N$  – образными характеристиками. Основное отличие генераторов релаксационных колебаний от генераторов синусоидальных колебаний заключается в том, что в релаксаторах за период колебания расходуется вся мощность, запасенная в реактивном элементе. Активные усилительные элементы релаксационных генераторов работают в ключевом режиме. Колебательные контуры в таких генераторах, как правило, отсутствуют и колебания возникают из-за рассеивания запаса энергии, накопленной в реактивном элементе. В запертом состоянии усилительного элемента (лампы или транзистора) происходит накопление энергии, в открытом – отдача энергии. Частота генерируемых колебаний определяется параметрами схемы и напряжением источника питания. Колебания релаксационных генераторов легко синхронизируются внешними импульсами.

*\*relaxito* – ослабление, затухание; в данном случае отражает характер обратной связи.

Мультивибратор представляет собой релаксационный генератор, вырабатывающий импульсы почти прямоугольной формы, как как. Его название происходит от сочетания двух слов «мульти» – много и «вибратор» – источник колебаний.

С точки зрения построения схемы мультивибратор представляет собой двухкаскадный резистивный усилитель с положительной обратной связью, причем выход каждого каскада соединен с входом другого.

Рассмотрим принцип действия симметричного транзисторного мультивибратора с коллекторно–базовыми связями (см. рис.1).

При подключении данной схемы к источнику питания  $E_k=9B$  на базы транзисторов через сопротивления  $R\delta 1$  и  $R\delta 2$  поступает отрицательное смещение. Транзисторы оказываются в активной области и начинают пропускать коллекторные токи. Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  в первый момент не успевают полностью зарядиться. Поскольку мультивибратор выполнен по схеме двухкаскадного  $RC$  – усилителя с перекрестными цепями положительных обратных связей через конденсаторы  $C1$  и  $C2$ , то любое флуктуационное нарушение равновесия токов транзисторов приводит к самовозбуждению, т.е. к лавинообразному процессу изменения токов, текущих через транзисторы, и напряжений на их электродах.

Пусть, например, в какой–то момент времени  $t_0$  нарушится симметрия состояний транзисторов и ток  $I_{k1}$  транзистора  $T1$  ток  $I_{k2}$  транзистора  $T2$ .

Тогда падение напряжения на резисторе  $Rk1$  станет больше чем на  $Rk2$ . Коллектор транзистора  $T1$  получит большее положительное приращение напряжения чем  $T2$ .

Этот положительный скачок напряжения через конденсатор  $C1$  (т.к. напряжение на конденсаторе по второму закону коммутации не может мгновенно измениться) передается на базу транзистора  $T2$  подзапирая его. Коллекторный ток  $Ik2$  при этом уменьшается и, следовательно, уменьшится падение напряжения на резисторе  $Rk2$  и напряжение коллектора  $U_{вых2}$  станет более отрицательным. Отрицательный скачок напряжения коллектора транзистора  $T2$  через конденсатор  $C2$  передается на базу транзистора  $T1$ , еще более открывает его и ток коллектора  $Ik1$  еще более возрастает.

Описанный процесс благодаря действию цепей положительной обратной связи развивается лавинообразно и заканчивается тем, что транзистор  $T1$  входит в режим насыщения, а транзистор  $T2$  – в режим отсечки. Во время лавинообразного процесса формируются крутые фронты импульсов (отрезки аб на временных диаграммах). После того, как запирается транзистор  $T2$ , прекращается действие положительной обратной связи и лавинообразный процесс прекращается, в схеме наступает состояние квазиустойчивого равновесия, во время которого формируются плоские вершины импульсов.

В течение времени квазиустойчивого состояния равновесия  $t_n = t_l$  – то открытое состояние транзистора  $T1$  поддерживается отрицательным смещением на базе, подаваемом от источника питания  $E_k$ , через резистор  $R\delta1$ , а закрытое состояние транзистора  $T2$  положительным напряжением на конденсаторе  $C1$ . Конденсатор  $C2$  продолжает заряжаться по цепи:  $0 \rightarrow$  открытый эмиттерный переход транзистора  $T1 \rightarrow$  конденсатор  $C2 \rightarrow$  резистор  $Rk2 \rightarrow -E_k$ . Конденсатор  $C1$  в то же время перезаряжается по цепи:  $-E_k \rightarrow$  резистор  $R\delta2 \rightarrow$  конденсатор  $C1 \rightarrow$  открытый транзистор  $T1 \rightarrow 0$ , так как в цепи зарядки конденсатора  $C1$  через  $T2$  возникло большое сопротивление закрытого транзистора  $T2$ . В момент времени  $t_l$  (см. рис. 2), когда напряжение на базе  $T2$  станет равно нулю, транзистор  $T2$  отпирается и появляется ток  $ik2$ . Увеличение тока  $Ik2$  протекает лавинообразно, аналогично процессу, описанному выше.

В результате обратного лавинообразного процесса транзистор  $C1$  входит в режим насыщения, а транзистор  $T1$  – в режим отсечки (рис.1); наступает второе состояние квазиустойчивого равновесия мультивибратора. Таким образом, мультивибратор, периодически переходя на одного квазиустойчивого состояния равновесия в другое, генерирует импульсы напряжений почти прямоугольной формы. В симметричном мультивибра-

торе  $R_{\delta 1} = R_{\delta 2}$ ,  $C_1 = C_2$ . Напряжение на базе любого из транзисторов изменяется по экспоненциальному закону:

$$U_{\delta} = 2E_k e^{-\frac{t_H}{T_{\delta}}} - E_k = E_k (2e^{-\frac{t_H}{T_{\delta}}} - 1),$$

где  $T_{\delta} = R_{\delta} \cdot C$

В момент переброса схемы напряжение  $U_{\delta} = 0$  и, учитывая это, длительность импульса  $t_{HI}$  можно определить из предыдущего уравнения:

$$t_{HI} = T_{\delta 1} \ln 2 = 0,7 R_{\delta 1} \cdot C_2 \quad (1)$$

Полный период колебаний симметричного мультивибратора равен:

$$T = t_{HI} + t_{H2} = 2t_{HI} = 1,4 R_{\delta 1} \cdot C_2 = 1,4 R_{\delta 2} \cdot C_2 \quad (2)$$

Частота колебаний мультивибратора:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,4 R_{\delta 1} \cdot C_2} = \frac{1}{1,4 R_{\delta 1} \cdot C_1} \quad (3)$$

На рис.2 даны эпюры (графики) напряжений на электродах транзистров.

В кружках отмечены номера транзисторов и показаны этапы развития причинно следственных связей процесса опрокидывания мультивибраторов.

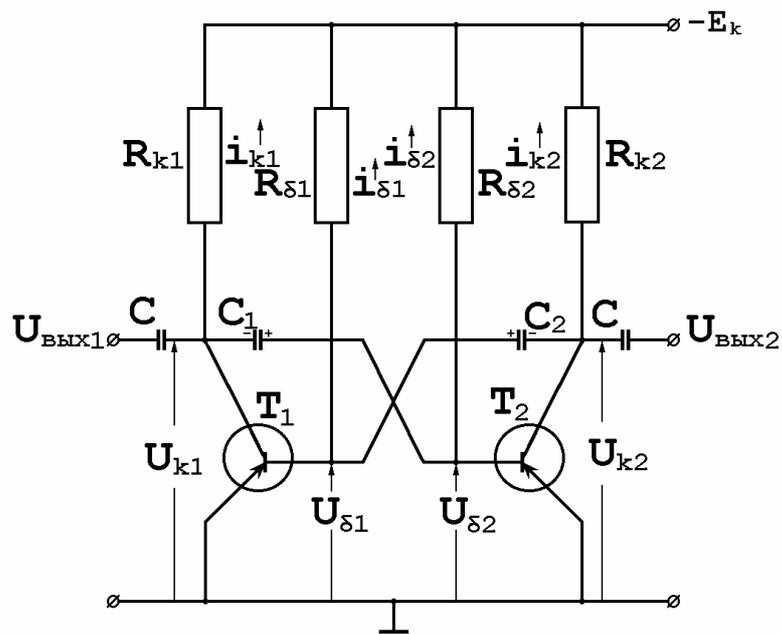


Рис. 1. Основная схема симметричного мультивибратора на транзисторах.

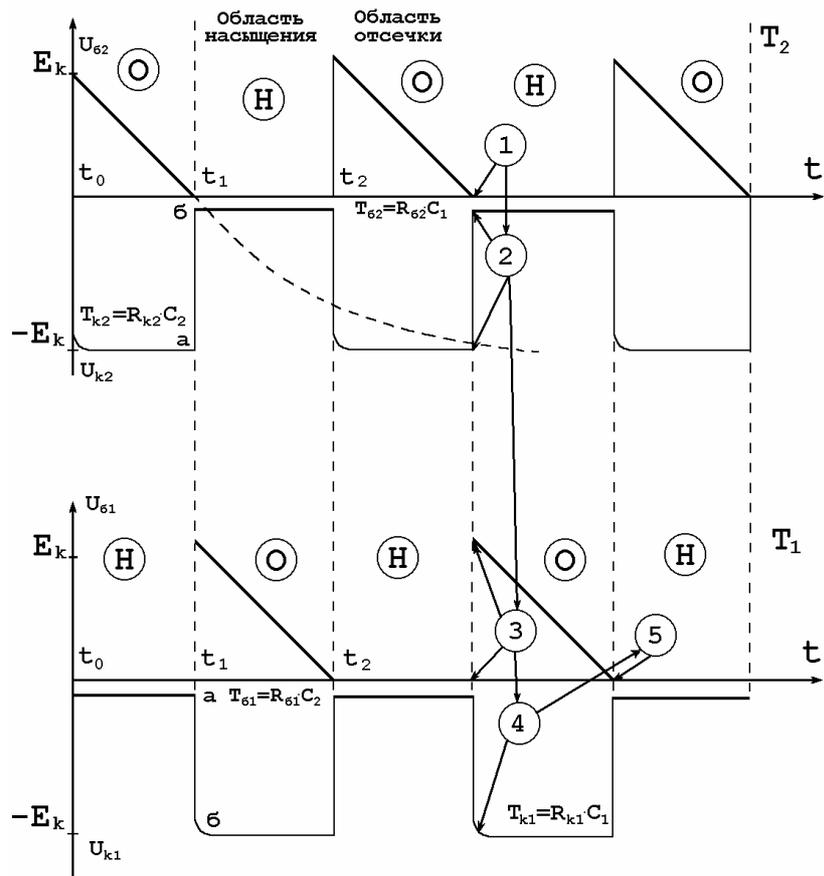


Рис 2. Эторы напряжений на электродах транзисторов.

### Триггерные схемы на транзисторах.

В самых различных областях связи, автоматики, электроники, импульсной и цифровой техники

находит широкое применение переключающие (спусковые) устройства с двумя устойчивыми состояниями, в которых переход из одного состояния в другое сопровождается регенеративным процессом.

На двух выходах этих устройств в заданные моменты времени  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$ , при воздействии на устройство управляющих сигналов  $U_{упр}$ , возникают крутые перепады напряжений  $U_{вых1}$  и  $U_{вых2}$  между двумя стационарными уровнями (рис. 2.).

Такие переключающие устройства называются триггерами. Триггер переходит из одного устойчивого состояния в другое под воздействием внешнего управляющего (запускающего) сигнала. В соответствии с тем, как подается управляющий сигнал, различают триггеры с отдельными входами (их называют *RS-триггерами*) и с общим входом (их называют *T-триггерами*). На рис. 3а и 3б соответственно показаны их изображения на функциональных схемах. Триггер является симметричным устройством и его выходы инверсны относительно друг друга.

Триггеры классифицируют по способу записи информации и по функциональному признаку. Первый классификатор характеризует временную диаграмму работы триггеров: не синхронизируемые (изменение состояния вызывается воздействием управляющего сигнала) и синхронизируемые (разрешение на изменение состояния, при наличии управляющего сигнала, задается появлением синхроимпульсов). Вторым классификатором характеризуют логику состояний входов и выходов триггера в моменты времени до ( $t_n$ ) и после ( $t_{n+1}$ ) его срабатывания и включает в себя триггеры *RS-, D-, T-, TV-, DV-, E-, R-, JK-* типа. Буквы обозначают входы через которые триггеры устанавливаются:  $S \rightarrow \langle 1 \rangle$ ,  $R \rightarrow \langle 0 \rangle$ ,  $Y \rightarrow \langle 1 \rangle$ ,  $K \rightarrow \langle 0 \rangle$  в универсальном триггере;  $T$  – счетный вход;  $D \rightarrow \langle 1 \rangle$  или  $\langle 0 \rangle$ ;  $V$  – для разрешения приема информации;  $C$  – для синхронизации.

Принципиальная схема симметричного триггера на транзисторах приведена на рис.1. В схемном отношении триггер представляет собой резистивный двухкаскадный усилитель постоянного тока, у которого выход одного каскада соединен с

входом другого при помощи делителей напряжения на сопротивлениях, выполняющих роль цепей положительной обратной связи. В процессе переброса триггера изменение потенциала базы или коллектора одного из транзисторов приводит к лавинообразному процессу, который заканчивается полным запирающим одним из транзисторов и отпиранием другого. Это состояние устойчиво вплоть до прихода следующего запускающего импульса извне. Ускоряющие конденсаторы  $C$  и  $C'$  шунтируют сопротив-

ления  $R1$  и  $R1'$ , они включены для ускорения переходных процессов и не могут накапливать реактивную энергию, достаточную для возникновения незатухающих колебаний.

Рассмотрим более подробно принцип действия широко распространенной схемы транзисторного симметричного триггера с внешним смещением и счетным запуском по базовым цепям (рис. 1). Подобные схемы достаточно помехоустойчивы и экономичны по питанию.

Схема триггера, изображенная на рис.1, кроме обычных элементов содержит диоды  $D$  и  $D'$  и резисторы  $R3$  и  $R3'$ . Через диоды  $D1$  и  $D2$ , запускающие импульсы поступают на базы транзисторов. С помощью резисторов  $R3$  и  $R3'$  задается отрицательный потенциал пусковому диоду с коллектора запертого транзистора, благодаря чему диод оказывается запертым и отключает цепь базы этого транзистора от цепи запуска. В то же время низкий потенциал коллектора отпертого транзистора переводит в проводящее состояние соответствующий пусковой диод. Таким образом осуществляется управление цепями запуска в триггере с помощью обратных связей. Рассмотрим более подробно работу схемы, представленной на рис.1.

Допустим, что в исходном устойчивом состоянии транзистор  $T1$  закрыт, а транзистор  $T2$  открыт. За счет низкого потенциала коллектора  $T2$  с помощью делителя  $R1$  и  $R2$  на базе транзистора  $T1$  устанавливается положительный потенциал. Высокий отрицательный потенциал коллектора транзистора  $T1$  через резистор обратной связи  $R3$  удерживает в запертом состоянии диод  $D$ . Второй делитель, состоящий из резисторов  $Rk$ ,  $R1$  и  $R2'$ , создает на базе транзистора  $T2$  отрицательный потенциал. Диод  $D$  находится в проводящем состоянии, так как его эмиттер через резистор  $R3'$  соединен с коллектором транзистора  $T2$ , имеющим низкий потенциал. Пусковой импульс положительной полярности, продифференцированный цепочкой  $C1' R3'$ , поступает на базу транзистора  $T2$  и запирает его. Возникающий при этом перепад отрицательного напряжения на резисторе  $Rk'$  через ускоряющий конденсатор  $C'$  и резистор  $R1'$  передается на базу транзистора  $T1$  и открывает его. Возрастающий ток коллектора транзистора  $T1$  вызывает падение напряжения на резисторе  $Rk$ . Положительный скачок напряжения через конденсатор  $C$  и резистор  $R1$  будет передаваться на базу транзистора  $T2$ , и тем самым еще более усилит запирающее действие пускового импульса. Благодаря этому схема быстро перейдет в другое устойчивое состояние, при котором транзистор  $T1$  будет отперт, а транзистор  $T2$

– запрет. Следующий импульс вновь вызовет опрокидывание схемы и т.д. Временные диаграммы работы триггера приведены на рис.4.

При инженерных расчетах схем статических триггеров обычно разбивают полный цикл работы триггера на три временные стадии:

- 1) стадию запуска ( $T_{\text{зан.}}$ );
- 2) стадию переключения ( $T_{\text{пер.}}$ );
- 3) стадию восстановления ( $T_{\text{вос}}$ ).

$$T_p = T_{\text{зан.}} + T_{\text{пер.}} + T_{\text{вос}}, \text{ где } T_p \text{ – время полного цикла работы триггера.}$$

Это вызвано тем, что конечная длительность срабатывания триггера обусловлена инерционностью нелинейных элементов схемы, влиянием паразитных и рабочих емкостей триггера и конечной длительностью фронта запускающего импульса. Причем на различных фазах развития процесса переброски триггера действуют различные из указанных факторов, определяющих основной характер этого процесса.

В стадии запуска триггер под воздействием запускающего импульса подводится к тому моменту, когда начинает действовать положительная обратная связь; в стадии переключения развивается регенеративный лавинообразный процесс, который может развиваться даже при прекращении действия запускающего импульса; в стадии восстановления триггер, уже находящийся в новом качественном положении, достигает состояния покоя (рис.2а).

Разрешающая способность триггера определяется числом максимально возможных переключений в единицу времени. Разрешающее время (период) должно быть всегда больше времени запуска, т.е.  $T_{\text{разр.}} > T_{\text{з}}$ . Это обусловлено конечной длительностью стадии переключения и тем обстоятельством, что в течение некоторого времени после переброса, триггер теряет чувствительность к запускающим импульсам.

Чаще триггеры выполняют в виде интегральных микросхем. Такие триггеры состоят из логических элементов.

Блок–схема такого симметричного триггера со счетным входом изображена на рис.5а.

Он состоит из алогических элементов «ИЛИ» (цепь запуска) и «НЕ» (однокаскадные усилители – инверторы), соединенных цепями перекрестной обратной связи.

Симметричный триггер работает следующим образом. Предположим, что на вход первого инвертора НЕ1 сигнал не подан – «0». В этом случае на его выходе появится сигнал «1». Этот сигнал, пройдя через логический эле-

мент ИЛИ2, поступит на инвертор НЕ2. В результате на выходе инвертора НЕ2 установится напряжение, соответствующее «0». Сигнал «0» поступит на вход элемента ИЛИ1, а далее на вход инвертора НЕ1. Если учесть предположение, что входные сигналы триггера равны «0» то триггер все время будет находиться в устойчивом состоянии. Это состояние изменится только тогда, когда на  $V_{x1}$  будет подан сигнал «1». Процесс перехода триггера в новое устойчивое состояние произойдет аналогично описанному выше.

Симметричные триггеры, применяемые в ЭВМ, должны отвечать следующим требованиям:

1. Триггер должен сохранять устойчивое состояние в реальных условиях эксплуатации ЭВМ, т.е. при суммарном воздействии всех дестабилизирующих факторов и помеховых импульсов.

2. При каждом воздействии запускающего импульса триггер должен бесперебойно срабатывать.

3. Триггер должен обладать заданной нагрузочной способностью, т.е. он должен нормально работать на нагрузку, включаемую по мере необходимости на выход триггера.

В логических схемах ЭВМ, в устройствах памяти, регистрах, счетчиках, преобразователях кода и т.д. применяются цепочки из рядов последовательно – соединенных триггеров. Часто возникает необходимость вернуть все триггеры данного ряда в исходное состояние, т.е. осуществить «сброс» триггеров. Это обычно производится при помощи одновременной подачи на входы всех триггеров данного ряда специального сбрасывающего (или установочного) импульса. Для этой цели используется один общий источник импульсов, работающий по схеме, приведенной на рис.б.

Резисторы  $R_1, R_2, \dots, R_n$  включаются для выравнивания токов во всех каналах запуска, диоды  $D_1, \dots, D_n$  применяются для разделения цепей установочного запуска.

В случае применения триггеров со счетным входом установочный импульс может подаваться на коды триггеров после дифференцируемых емкостей.

В качестве примера использования статических триггеров в ЭВМ, на рис. 7 приведена блок-схема 4 – разрядного регистра (устройства для запоминания и хранения цифрового кода).

Кроме рассмотренной выше (рис.1) принципиальной схемы симметричного триггера, применяются и другие схемы. Так, например, при работе триггера на большую (особенно динамическую) нагрузку на выходы триггера включают эмиттерные повторители. При желании избавиться от источника смещающего напряжения Есм используют автоматическое смещение за счет падения напряжения на сопротивлении, включаемом на эмиттеры.



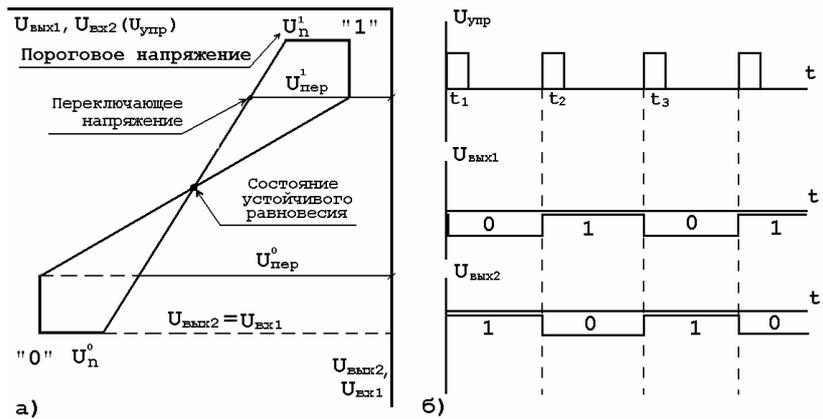


Рис. 2. Временная диаграмма работы статического триггера и его переключающая характеристика

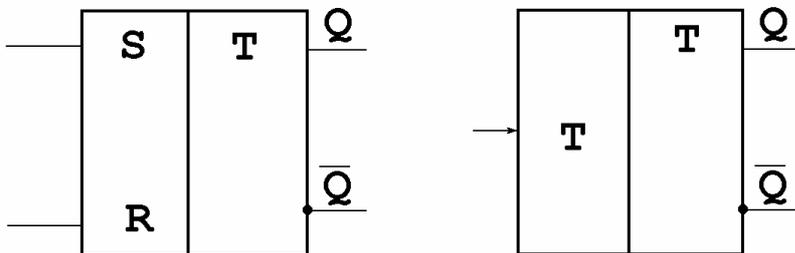


Рис. 3. Условные обозначения RS и T-триггеров.

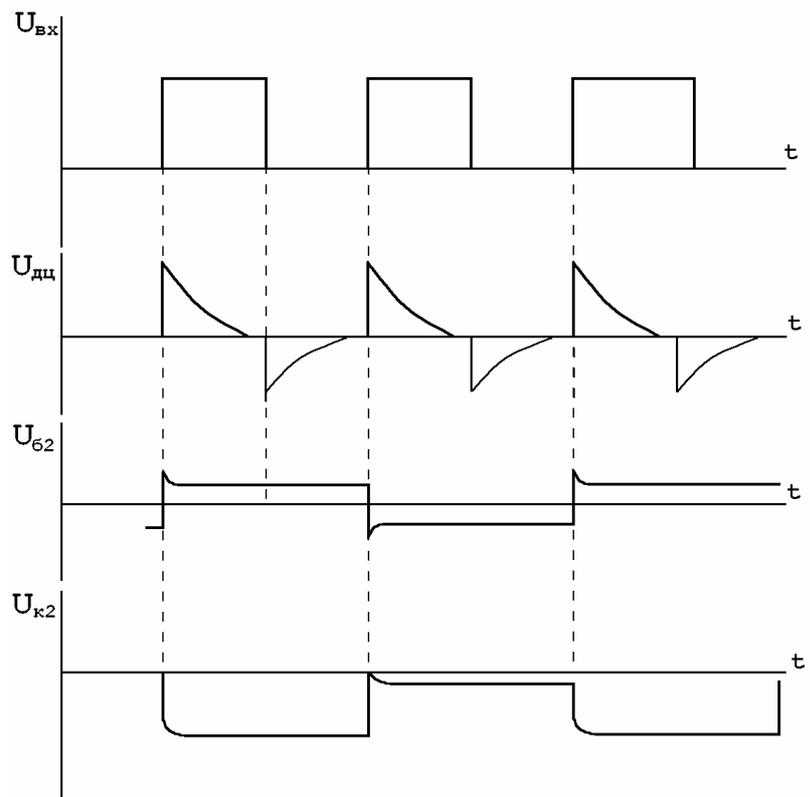


Рис. 4. Временные диаграммы работы триггера.

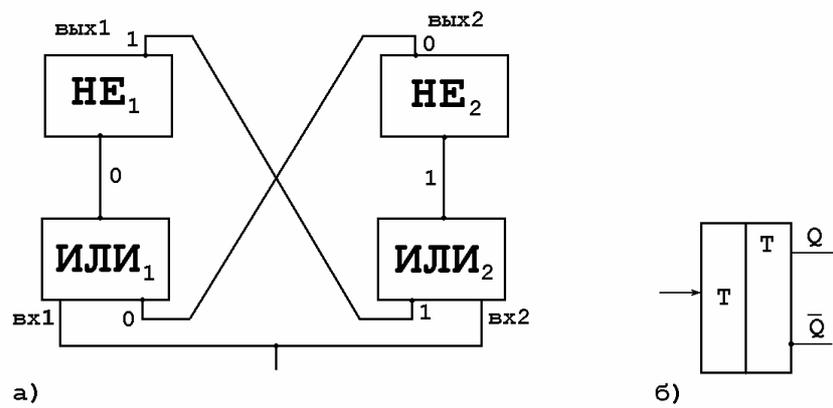


Рис. 5. Блок-схема и условное обозначение статического триггера.

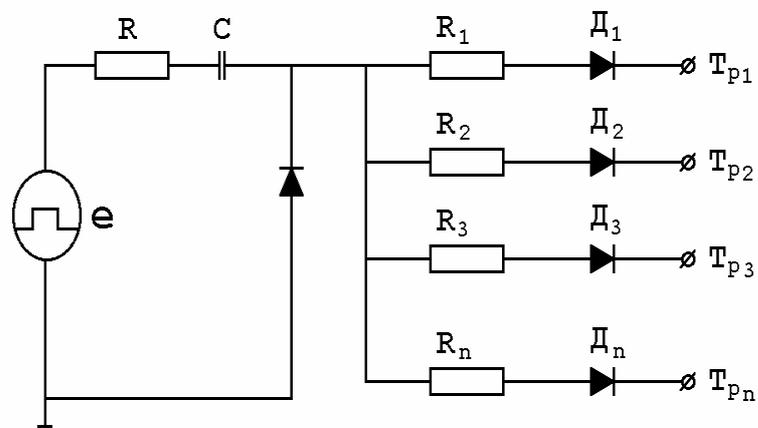


Рис. 6. Схема для установочного запуска триггеров.

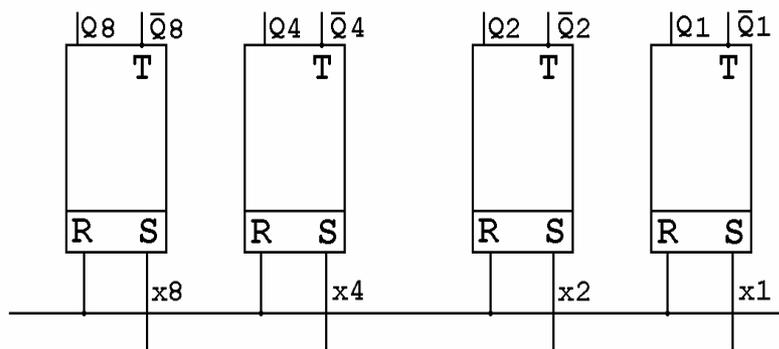


Рис. 7. Блок-схема четырехразрядного регистра

### Магнитные свойства вещества

Если среда способна намагничиваться в магнитном поле, т.е. создавать собственное магнитное поле, то такая среда называется магнетиком. В самом деле; если ненамагниченный магнетик поместить в магнитное поле с индукцией  $B = \mu_0 H$ , то он намагничивается и дает добавочную индукцию магнитного поля  $B$ , которая векторно складывается с первоначальной индукцией  $B_0$ . -т.е.  $B = B_0 + B'$

Векторная сумма  $B$  называется вектором магнитной индукции внутри магнетика.

Вещества, для которых  $B'$  и  $B_0$  совпадает по направлению с  $B_0$  называются парамагнетиками. Внутри парамагнетиков магнитное поле усиливается.

Вещества, для которых  $B'$  и  $B_0$  противоположны по направлению, называются диамагнетиками. Магнитное поле внутри диамагнетиков ослабляется. Для парамагнетиков (алюминий, платина и др.) магнитная проницаемость  $\mu > 1$ . Для диамагнетиков (медь, поваренная соль и др.)

Наряду с пара- и диамагнетиками существуют ферромагнетики (железо, никель, кобальт и др.), для которых  $\mu \gg 1$ , т.е. они способны сильно намагничиваться.

Для всех магнетиков

$$B = \mu\mu_0 H, \text{ где}$$

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Гн} / \text{м}$  - магнитная постоянная,  $H$  - напряженность магнитного поля.

Для парамагнетиков и диамагнетиков зависимость между  $B$  и  $H$  линейная, так как  $\mu = \text{const}$ . Для ферромагнетиков эта зависимость носит нелинейный характер (рис 1) потому что  $\mu \neq \text{const}$ , а зависит от  $H$ , т.е.  $\mu = f(H)$  (рис 2)

Характерной особенностью ферромагнетиков является гистерезис. Явление гистерезиса заключается в том, что магнитная индукция  $B$  зависит не только от мгновенного значения  $H$ , но и от того, какова была напряженность поля раньше. При этом происходит отставание изменения индукции  $B$  при изменении  $H$ . Если ненамагниченный ферромагнетик поместить в магнитное поле, которое увеличивается от нуля, то зависимость  $B$  от  $H$  (кривая намагничивания) выразится кривой  $oa$  (рис. 3) Точка  $a$  соответствует магнитному насыщению. Если же затем уменьшить  $H$  до нуля, то кривая намагничивания не совпадает с  $oa$ , а пойдет по кривой  $ab$ . В результате, когда  $H$  станет равной нулю, намагничивание не исчезнет и будет характеризоваться величиной  $B_2$ , которая называется остаточной индукцией (отрезок  $ob$ ). Намагничивание обращается в- нуль (точка  $C$ ) лишь под действием поля с напряженностью  $H_c$  (отрезок  $oC$ ), имеющего направление, противоположное полю, вызывающему намагничивание. Напряженность магнитного поля  $H_c$  называется коэрцитивной силой.

При воздействии переменного магнитного поля напряженностью  $H$  индукция  $B$  ферромагнетика меняется в соответствии с кривой  $abca'b'c'a$  (рис.3), которая называется петлей гистерезиса. Петля гистерезиса может быть объяснена наличием в ферромагнетиках отдельных областей самопроизвольного намагничивания, называемых доменами.

Если максимальные значения напряженности поля  $H$  таковы, что намагничивание достигает насыщения, получается так называемая максимальная петля гистерезиса (обозначена сплошной линией на рис.3).

Если при максимальных значениях  $H$  насыщение не достигается, получается петля, называемая частным циклом (обозначена пунктирной линией на рис.3)

Петлю гистерезиса легко получить на экране электронно-лучевой трубки осциллографа, если ферромагнетик поместить в магнитное поле, создаваемое переменным током. Для этого на горизонтально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки подать напряжение  $U_x$ , пропорциональное  $H$ , а на вертикально отклоняющие -  $U_y$ , пропорционально  $B$ .

Рассмотрим феррит из которого изготовлен тороид Т (рис. 4) Первичная обмотка тороида питается через сопротивление  $R_1$ , переменным током  $I_1$ . Напряженности магнитного поля внутри тороида определяется по формуле

$$H = n_1 I_1 \quad (2)$$

где  $n_1 l$  - число витков на единицу длины первичной обмотки,  $n_1 l = 150$  витков/см. Тогда напряжение на горизонтально отклоняющих пластинах осциллографа

$$U_x = I_1 R_1 = \left(\frac{R_1}{n_1}\right) H \quad (3)$$

Во вторичной обмотке тороида источником тока  $I_2$  является э.д.с. индукции, которая равна по закону Фарадея

$$\varepsilon_2 = - \frac{d\Phi}{dt}$$

где  $\Phi$  - поток магнитной индукции через площадь  $S$  поперечного сечения тороида. Если  $W_2$  - общее число витков вторичной обмотки тороида, тогда

$$\Phi = W_2 B S$$

и

$$\varepsilon_2 = -W_2 S \left(\frac{dB}{dt}\right) \quad (4)$$

Закон Ома для вторичной цепи, пренебрегая величиной самоиндукции вторичной обмотки тороида имеет вид:

$$\varepsilon_2 = U_c + I_2 R_2 \quad (5)$$

где  $U_c$  - разность потенциалов на обкладках конденсатора

$$U_c = U_y = \frac{q}{c} = \frac{\int I_2 dt}{c} \quad (6)$$

где  $q$  - заряд конденсатора.

Первым членом справа в формуле (5) можно пренебречь так как  $R_2$  весьма велико, тогда имеем

$$\varepsilon_2 = I_2 R_2 = -\left(\frac{W_2 S}{R_2}\right) \times \left(\frac{dB}{dt}\right) \quad (7)$$

Откуда

$$I_2 = -\left(\frac{W_2 S}{R_2}\right) \times \left(\frac{dB}{dt}\right) \quad (8)$$

Подставляя значение 12 в формулу (6), получим

$$U_y = \left(\frac{W_2 S}{R_2 C}\right) \int \left(\frac{dB}{dT}\right) dT = \left(\frac{W_2 S}{R_2 C}\right) B \quad (9)$$

Таким образом, на горизонтально отклоняющие пластины осциллографа подается напряжение, пропорциональное  $H$ , а на вертикально отклоняющие пластины – напряжение, пропорциональное  $B$ . На экране осциллографа получается неподвижная петля гистерезиса.

Если изменять напряжение  $U_x$ , то будет изменяться амплитуда колебаний  $H$ , и на экране получится ряд различных по своей площади петель гистерезиса. Верхняя точка каждой петли находится на кривой намагничивания (рис. 2). Следовательно, для построения кривой намагничивания необходимо снять координаты  $X_{max}$  и  $Y_{max}$  вершин петли гистерезиса (рис. 4). При этом значения  $H$  и  $B$  вычисляются по формулам (3) и (9), переписав их в виде:

$$H = \left(\frac{n_1}{R_1}\right) U_x \quad (10)$$

$$B = \left(\frac{R_2 C}{W_2 S}\right) U_y \quad (10a)$$

Величины  $U_x$  и  $U_y$  можно определить, зная величины напряжений  $U_{x1}$  и  $U_{y1}$ , вызывающих отклонение электронного луча осциллографа на одно

деление (один миллиметр) сетки экрана в направлении осей X и Y при данном усилении, т.е.

$$U_x = X_{MAX} U_{x1}$$

$$U_y = Y_{MAX} U_{y1}$$

Где  $X_{MAX}$  и  $Y_{MAX}$  – координаты вершин петель гистерезиса как до насыщения, так и при насыщении.

Подставляя последние выражения в формулы (10) и (10а), получим:

$$H = \left( \frac{n_1 U_{x1}}{R_1} \right) X_{MAX} = K_X X_{MAX} \quad (11)$$

$$B = \left( \frac{R_2 C U_{y1}}{W 2S} \right) Y_{MAX} = K_Y Y_{MAX} \quad (12)$$

Где

$$K_x = \frac{n_1 U_{x1}}{R_1} \quad (13)$$

$$K_y = \frac{R_2 C U_{y1}}{W 2S} \quad (14)$$

Работа при циклическом перемагничивании единицы объема ферромагнетика пропорциональна площади S, петли гистерезиса.

$$\omega = \left( \frac{1}{\mu_0} \right) S_1$$

Величина  $\omega$  представляет собой энергию, выделяющуюся в виде тепла объема тороида за один цикл перемагничивания.

Если частота переменного тока  $\nu$ , то количество теплоты, выделяемое за единицу времени равно

$$Q = \omega v = \left(\frac{v}{\mu_0}\right) S_1 \quad (15)$$

Определим площадь петли гистерезиса. Если цена одного деления в направлениях осей H и B соответственно равны  $K_x$  и  $K_y$ , то площадь одной клетки будет равна  $K_x K_y$ . Таким образом, если петля гистерезиса содержит N клеток, ее площадь  $S_1$  будет равна

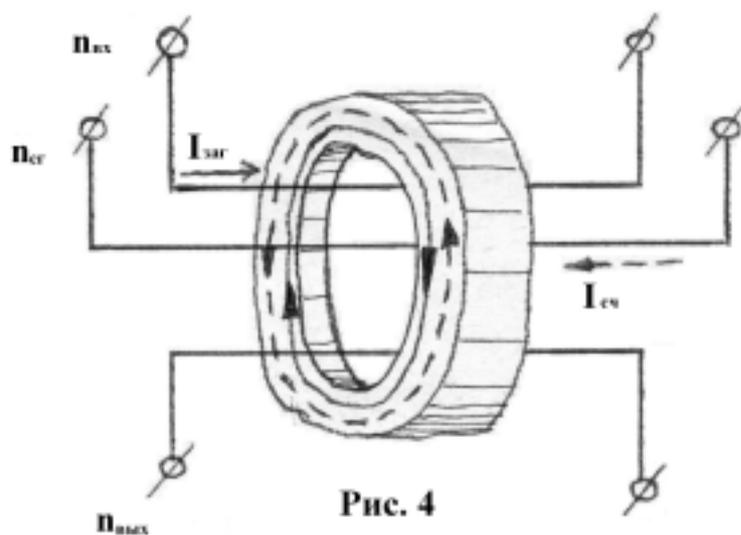
$$S_1 = N K_x K_y \quad (16)$$

Количества теплоты, выделяющееся в единице объема тороида за единицу времени, равно

$$Q = \frac{(K_x K_y N)}{\mu_0} \quad (17)$$

### **Элементы магнитных запоминающих устройств.**

Принцип использования ферромагнетиков в оперативных запоминающих устройствах (ОЗУ).



**Рис. 4**

Принцип записи информации

Применение ферромагнетиков в элементах ЗУ основано на свойстве сколь угодно долго сохранять состояние остаточного магнетизма. Состояние с остаточной индукцией  $+B_r$  условно принимают за единицу (1), а состояние с  $-B_r$  - за нуль (0). При этом считают, что магнитный элемент запоминает (хранит) двоичную цифру (рис. 3) Работа магнитных элементов сводится к записи информации с помощью импульсов тока, хранению информации в виде остаточной индукции и передаче информации в виде электрических импульсов в другие элементы являются импульсными элементами цифровой (дискретной) техники. Исходным состоянием элемента является состояние со значением « $-B_r$ ». Чтобы записать единицу, во входную обмотку  $n_{BX}$  (рис. 4) подается импульс тока, который создает состояние  $+H_m > H_c$  и кольцевой ферромагнетик перемагничивается из « $-B_r$ » в « $+B_r$ ». Когда импульс прекращается, индукция принимает значение « $+B_r$ ». Таким образом будет записана единица.

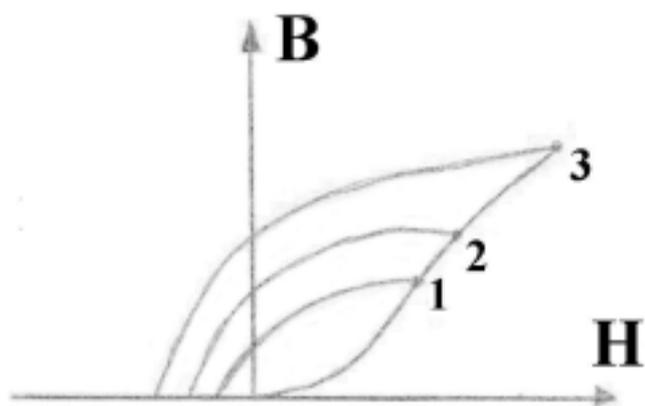
В случае записи нуля  $I_{\text{зап}}$  либо отсутствует, либо создает во входной обмотке  $H$ , недостаточную для перемагничивания материала.

После прекращения  $I_{\text{зап}}$  состояние материала будет определяться с индукцией, близкой к точке " $B_r$ "

Для считывания (выборки) информации в обмотку считывания подается импульс тока  $I_{\text{сч}}$ , создающий отрицательную напряженность " $H_c$ ". Если элемент хранил единицу, то материал перемагнитится от " $+B_r$ " до " $-B_r$ " и в его выходной обмотке наведется ЭДС индукции, которая свидетельствует о считанной единице.

Магнитную запись применяют во внешних ЗУ ЭВМ с записью на магнитную ленту и диски.

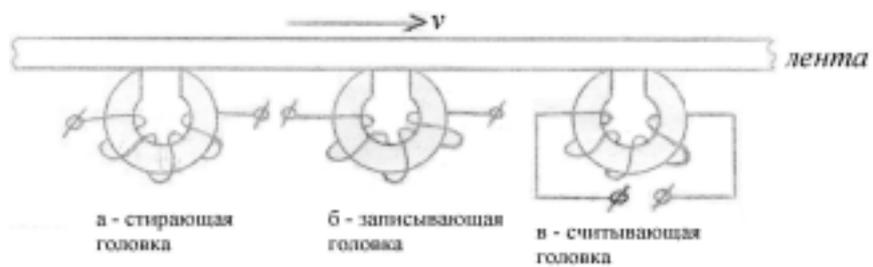
Физической основой магнитной записи является свойство ферромагнетиков сохранять остаточную индукцию. Магнитный носитель, нанесенный тонким слоем на поверхность пластмассовой ленты или диска, представляет собой магнито-твердый материал, петля которого указана на рис. 5. В случае записи на ленту магнитное поле записывающей головки может быть ориентировано относительно скорости движения ленты в трех различных направлениях.



**Рис. 5**

Кривая намагничивания магнито-твердого материала

На практике общепринято продольное намагничивание носителя, когда лента только соприкасается с записывающей головкой, проходя над зазором. При этом лента проходит через стирающую головку, работающую на постоянном токе, записывающую головку (переменный ток), считывающую головку, которая считывает информацию на принципе электромагнитной индукции. (рис 6)



*Рис. 6*

Для записи цифровой информации достаточно определить два уровня сигналов, возникающих при считывании и соответствующих нулям и единицам.

Магнитный носитель находится в трех состояниях с  $+Br$  (1),  $-Br$  (0) и  $Br=0$ . На рис.7 показана запись числа 11001.

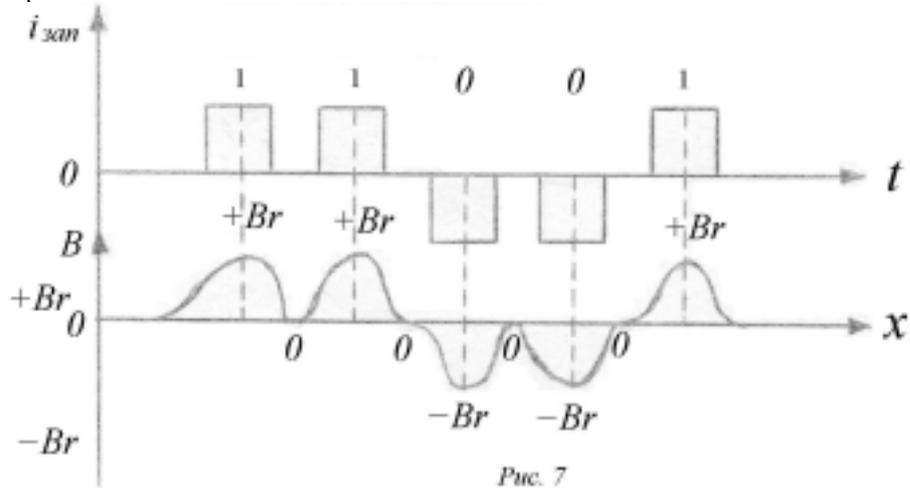


Рис. 7  
Принцип записи цифровой информации

#### Магнитные носители записи.

В качестве магнитного носителя используют порошки оксида железа или железокобальтового феррита в смеси с лактом типа нитрата целлюлозы, так называемого ферролака.

Ферролак используют для покрытий лент, гибких и жестких дисков с толщиной покрытия от 7 до 20 мкм. чтобы записанная на носителе информация длительно сохранялась и не стиралась под действием внешних магнитных полей, магнитный материал носителя должен обладать достаточной коэрцитивной силой.

Внешние запоминающие устройства (ВЗУ) с записью на подвижный магнитный носитель состоят из накопителей и устройств управления, обеспе-

чивающих взаимодействие накопителя с каналами ввода-вывода ЭВМ. Накопитель - оборудование для записи, считывания и поиска информации на магнитном носителе. Основными видами накопителей являются накопители на магнитной ленте (НМЛ) и накопители на магнитных дисках (НМД). В НМЛ применяют магнитную ленту шириной 12,7 мм, намотанную на катушки, содержащие 750 м ленты. Цифровая информация на ленте записывается по девяти дорожкам. Поэтому блок магнитных головок содержит девять головок записи и считывания.

#### **Накопители на магнитных дисках (НМД)**

ВЗУ с НМД являются наиболее распространенными и совершенными видами внешней памяти. Применяют ЗУ с жесткими (металлическими) и гибкими (пластмассовыми) дисками. Магнитный диск представляет собой круглую пластину из металла или пластмассы, поверхность которой покрыта с обеих сторон магнитным носителем. При вращении диска и установленной на некотором радиусе магнитной головки информация записывается на концентрической дорожке. Носители типа "Винчестер" представляют собой изготовленные в единой конструкции жесткий магнитный диск, блок магнитных головок и механизм их передвижения. Гибкие диски представляют собой пластмассовый диск, заключенный в кассету (дискет). Магнитная запись применяется и как запись изображений в телевизионном вещании, в научных исследованиях и системах хранения и выдачи информации.

Для записи телевизионных изображений необходима полоса частот 50 Гц - 6,5 мГц, т.е. в 500 раз больше, чем для записи звука. Амплитуда магнитной индукции в процессе записи доводится до насыщения "+Br", что исключает влияние «паразитных» колебаний ее на качество воспроизведения. Для уменьшения частотных потерь головки изготавливают из феррита. Для уменьшения нагрева поверхность ленты делают зеркально гладкой и добавляют в магнитный слой для смазки графит, снижающий электризацию магнитной ленты.

#### **Цилиндрические магнитные домены (ЦМД).**

Основой магнитных элементов на ЦМД являются монокристаллы ферритов редкоземельных металлов и элемента иттрия (ортоферриты и феррит-гранатные).

Средой, служащей для создания элементов на ЦМД, являются тонкие слои этих ферритов, в которых вектор намагниченности  $\mathbf{I}$  и ось лёгкого

намагничивания, направлены перпендикулярно плоскости плёнки. При охлаждении таких ферритов (предварительно нагретых выше точки Кюри) в них образуются так называемые лабиринтные домены (рис. 8 а)

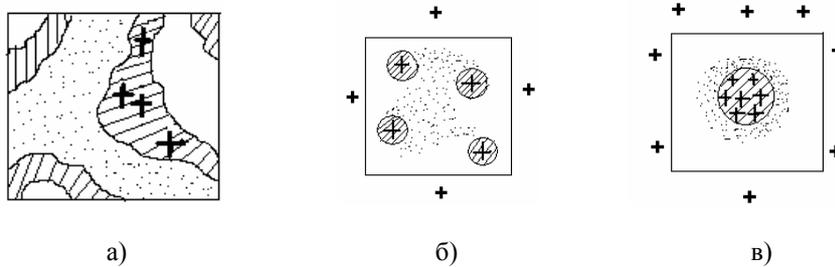


Рис.8. Образование ЦМД.

Векторы только “тёмных” и “светлых” доменов направлены в противоположные стороны. Если перпендикулярно поверхности плёнки приложить определённое внешнее магнитное поле, то лабиринтные домены перестраиваются в цилиндрические магнитные домены (ЦМД) (рис.8 б, в), именуемые “пузырьками”. ЦМД устойчивы только в ограниченном диапазоне внешних полей. При чрезмерном увеличении поля ЦМД сжимаются и исчезают, а при уменьшении этих полей ЦМД перестраиваются в лабиринтные.

Для реализации устройств по обработке и хранению двоичной информации необходимо осуществлять запись единиц путём образования (генерации) под действием внешнего поля ЦМД и их замену на нули путём уничтожения (анигиляции) этих ЦМД. Магнитное поле, необходимое для генерации домена  $H_t$  (рис. 9) может создаваться с помощью контура (петли), обтекаемого током (запись единицы). Аналогично петли используются для считывания информации. При уничтожении (аннигиляции) ЦМД, расположенного в центре датчика, его поле индуцирует в кольце индукционный ток.

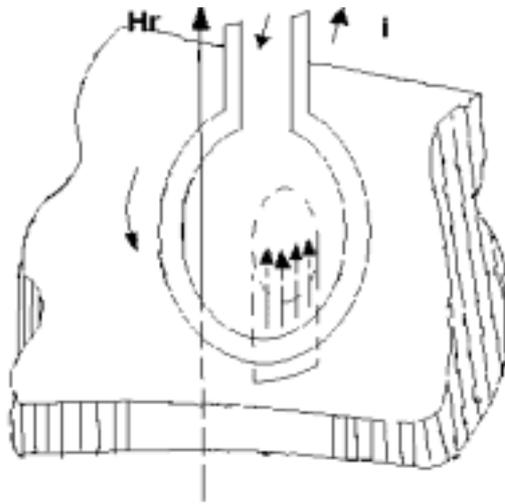


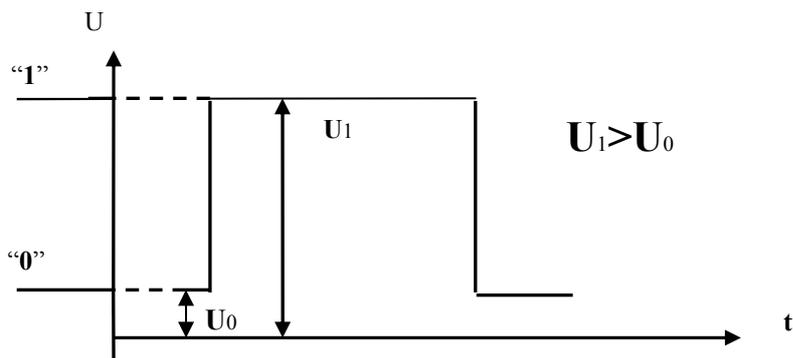
Рис. 9. Генерация ЦМД.

#### Физические основы логических элементов.

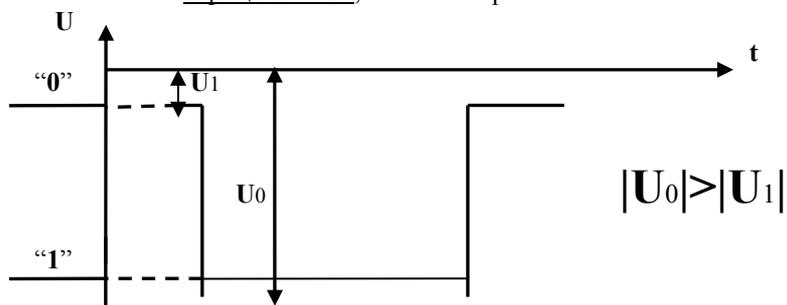
В ЭВМ используют устройства, осуществляющие логические операции. Преобразования по правилам алгебры логики (булевой алгебры) входной цифровой информации в выходную называется логической операцией. Простейшее логическое устройство, выполняющее одну логическую операцию над входным сигналом, называется логическим элементом.

В алгебре логики истинность суждения (высказывания) обозначают символом “1”, а ложное—“0”. Значение параметров электронных элементов необходимо перевести на язык алгебры логики (“0” или “1”). Значение параметров можно задавать уровнем напряжения или полярностью импульсов.

Если сигналы подаются в виде высокого и низкого напряжения, то такой способ подачи сигнала называть потенциальным. Логика называется положительной, если высокому потенциалу приписывается “1”, а низкому “ноль” “0”.



Логика называется отрицательной, если наоборот



Если сигналы подают в форме импульса, то такой способ подачи называется импульсным. Наличие импульса **н** "1", отсутствие **н** "0". Это положительная логика, если наоборот-отрицательная. Любые логические операции можно выполнить с помощью трёх основных и простых логических элементов, выполняющих операции:

- "НЕ" - логическое отрицание (инверсия);
- "И" - логическое умножение (конъюнкция);
- "ИЛИ" - логическое сложение (дизъюнкция).

Функционально полную систему могут обеспечить составные (комбинированные) логические элементы, выполняющие логические операции:

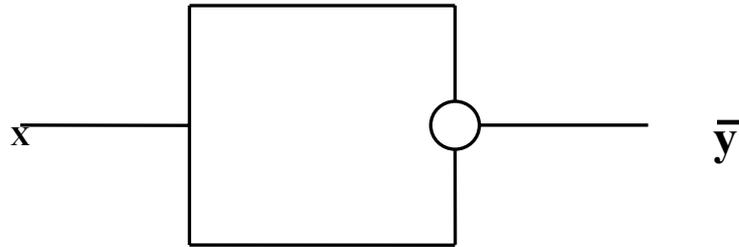
- "И-НЕ" - отрицание конъюнкции;

“ИЛИ-НЕ”- отрицание дизъюнкции.

**Логические элементы “НЕ” (логическое отрицание).**

Обозначается  $X \rightarrow Y$  (не  $Y$ ).

Логический элемент “НЕ” имеет один вход и один выход. Условно обозначается в схемах:



Эта операция означает, что ложное высказывание означает, что ложное высказывание истинно, а истинное - ложно и наоборот:

X	Y
0	1
1	0

Логический элемент “НЕ” представляет собой усилительный каскад на транзисторе, включённом по схеме ОЭ и работающем в ключевом режиме. На выход подаются положительные сигналы в положительной логике. Используется транзистор типа **npn** (рис.1).

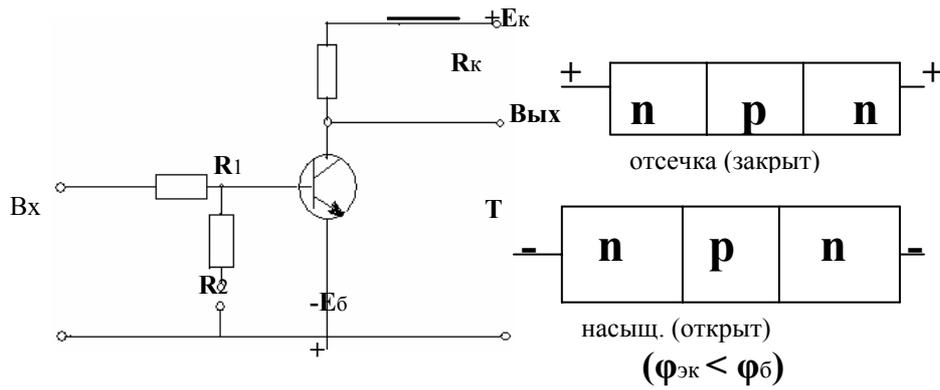


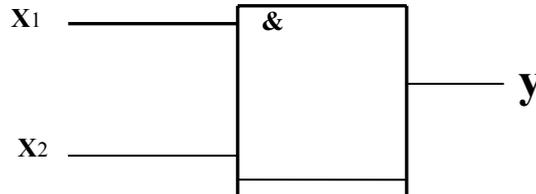
Рис.1. Логический усилитель “НЕ” выполненный на усилительном каскаде.

Допустим, что транзистор “Т” закрыт отрицательным потенциалом на базе от  $-E_b$ . Если на “Вх” подать низкий потенциал, соответствующий “0”  $U_{вх} \approx 0$ , то Т остаётся закрытым, при этом  $I_k = 0$  и  $U_{вых} = -E_k (E_k = U_{вых} + I_k R_k)$ . Следовательно, на выходе будет высокое напряжение соответствующее “1”.

Если на Вх подать высокий положительный потенциал соответствующий “1”, то “Т” будет в состоянии насыщения и  $U_{вых} = E_k - I_k R_k \approx 0$ . Такой логический элемент называется “инвертором”.

Логический элемент “И” (логическое умножение).

Обозначается  $Y = X_1 \cdot X_2 (Y = X_1 \wedge X_2)$ . Элемент имеет как минимум два входа и один выход. Условное обозначение такого элемента:



Эта операция означает, что сложное высказывание истинно лишь тогда, когда истинны все простые высказывания. Операция конъюнкции имеет вид (таблица истинности):

X1	X2	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Элемент представляет схему, выполненную на диодах и предназначен для работы с положительными потенциалами в положительной логике.

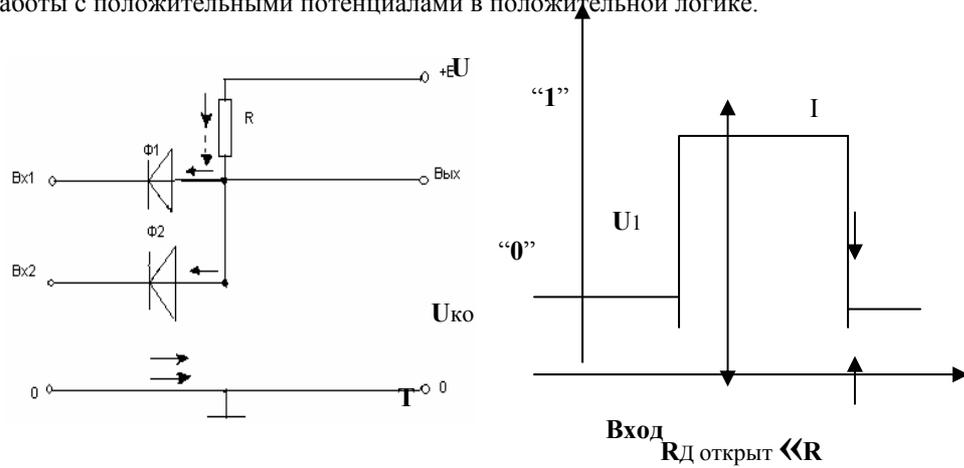


Рис.2. Логический элемент “И”, выполненный на диодах.

а) Если подать на Вх1  $U_{вх1} = U_0$  (“0”) и на Вх2  $U_{вх2} = U_0$  (“0”), то Д1 и Д2, открыты по цепи  $+E \rightarrow R \rightarrow D_1 \parallel D_2 \rightarrow$  источник  $+E$   $U_0 \rightarrow 0$  идёт ток.

Но т.к.  $R_{д1}$  и  $R_{д2} \ll R$ , то  $U_R \gg U_{д12}$ , т.е.  $U_{вых} = U_{д12} \approx 0$  ("0"). ( $X_1=0; X_2=0, Y=0$ ).

б) Если  $U_{вх1}=U_0$  ("0"), а  $U_{вх2}=U_1$  ("1"), то  $D_1$  открыт,  $D_2$  закрыт ( $U_1 > +E$ ), тогда по цепи  $+E \rightarrow R \rightarrow D_1 \rightarrow U_0 \rightarrow 0$  идёт ток  $I$  и  $U_{вых} = U_{д1} \approx 0$ , т.к.

$U_{д1} \ll U_R$  ( $X_1=0; X_2=0; Y=0$ ).

в) Если  $U_{вх1}=U_1$  ("1") и  $U_{вх2}=U_1$  ("1"), то  $D_1$  и  $D_2$  закрыты и в цепи тока нет. Тогда  $U_{вых} = E - IR = +E > U_0$ , что соответствует "1". ( $E = U_{вх} + IR$ );

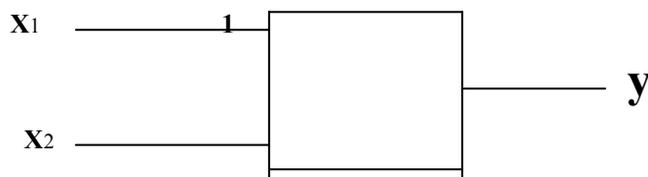
( $X_1=1; X_2=1; Y=1$ ). Этот логический элемент называется конъюнктор.

### Логический элемент "ИЛИ" (логическое сложение)

Обозначается  $Y = X_1 + X_2 = X_1 \vee X_2$ .

Логическое сложение означает, что сложное высказывание истинно, если истинно хотя бы одно из простых высказываний и ложно, если все высказывания ложны.

Условное обозначение:



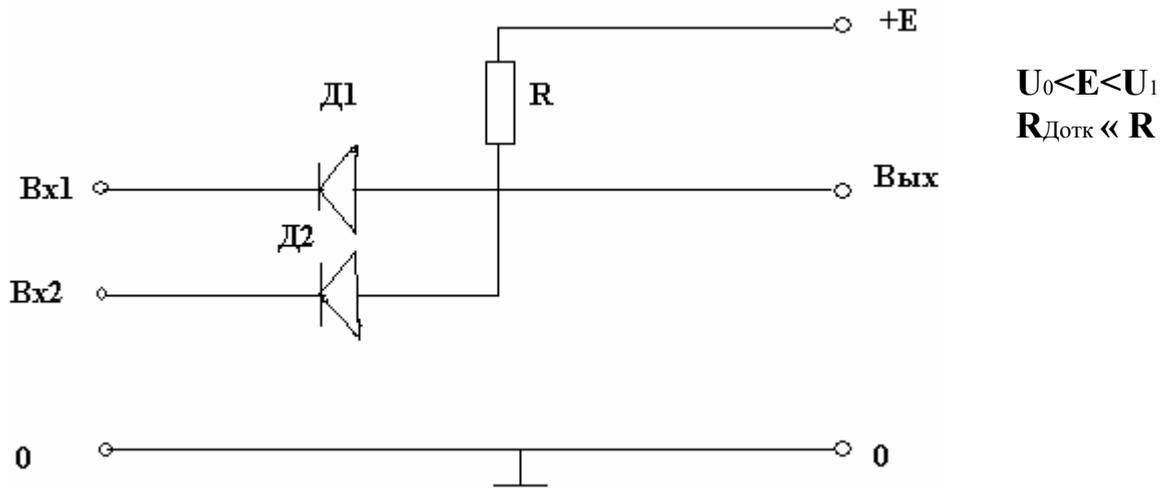
Элемент имеет минимум два входа и один выход.

Операция дизъюнкции имеет вид (таблица истинности):

$X_1$	$X_2$	$Y$
0	0	0

0	1	1
1	0	1
1	1	1

Рассмотрим элемент, выполненный на диодах, работающий как инвертор по положительным сигналам в положительной логике.



Если на входы подано  $U_{вх} = U_0$  ("0"), то Д1 и Д2 закрыты, т.к.  $U_A < U_K$ , тогда  $I = 0$  и  $U_{вых} = E < U_1$ , что соответствует логическому "0".

Если на входы подать  $U_{вх1} = U_0$  ("0"), а на  $Вх2$   $U_{вх2} = U_1$  ("1"), то Д1 закрыт, а Д2 открыт и  $U_{вых} = U_1$  ("1"), т.к.  $U_{вых} = U_K$  и вследствие того, что  $R_{д2} \approx 0$  и т.д. На входе появится сигнал, если он поступит на любой из входов.

### Логический элемент "И-НЕ" (отрицание умножения)

Условное обозначение на схемах

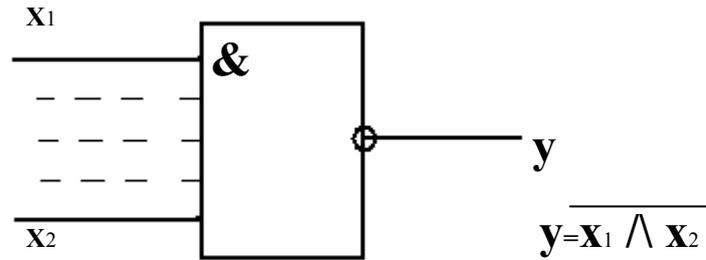
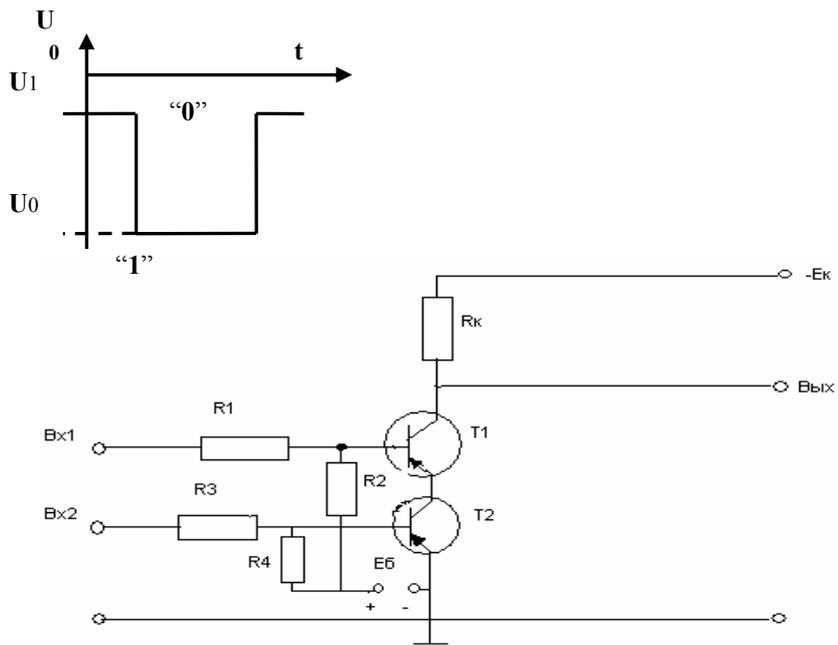


Таблица истинности

$X_1$	$X_2$	$Y$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рассмотрим схему элемента "И-НЕ" транзисторно-транзистарной логики (ТТЛ)



Элемент данной схемы предназначен для работы от сигналов в виде напряжений, отрицательной полярности в отрицательной логике.

При отсутствии сигналов на входах  $T_1$  и  $T_2$  заперты положительным смещением  $+E_B$ , тока нет и на выходе  $U_{\text{вых}} = -E_K$  (т.е. "1").

**p n**

$\varphi_{\text{ЭК}} > \varphi$   
(открыто).

Когда на входы одновременно будут поданы  $U_0 < 0$  (т.е. “1”) и  $|U_0| > |E_B|$ , то Т1 и Т2 откроются и на входе  $U_{\text{вых}} \approx 0$ .

Если на  $V_{x1}$  подать “0”, а на  $V_{x2}$  - “1”, то Т1 будет заперт, а Т2 открыт, тока в цепи нет и  $U_{\text{вых}} = -E_K$  (т.е. “1”).

Есть элементы “И-НЕ” диодно-транзисторной логики (ДТЛ), у которых выход элемента “И” подаётся на вход элемента “НЕ”.

Элементы ТТЛ обладают более высоким быстродействием, чем элементы ДТЛ, и выполнены по технологии интегральных схем.

### Логический элемент “ИЛИ-НЕ” (отрицание сложения)

Условное обозначение на схемах:

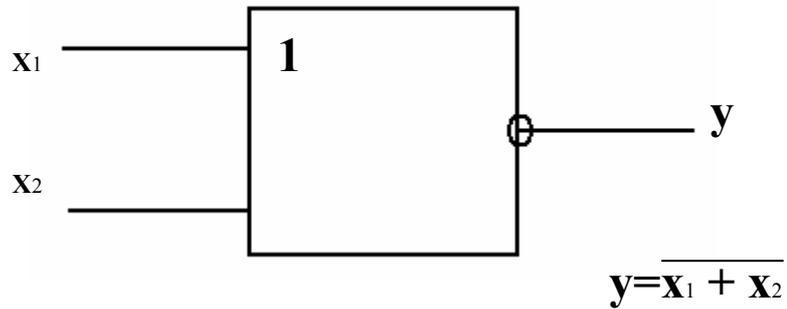


Таблица истинности:

X1	X2	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Рассмотрим схему элемента “ИЛИ-НЕ”

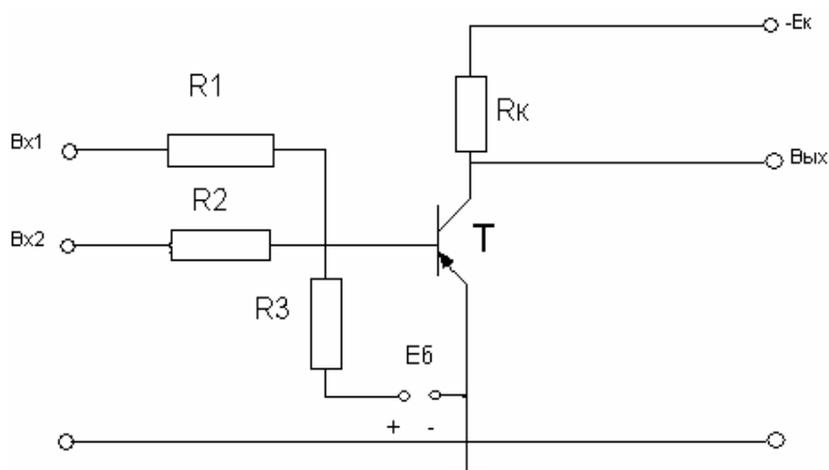
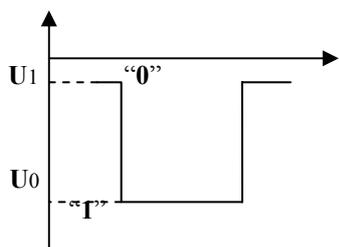


Схема работает от сигналов в виде напряжений отрицательной полярности в отрицательной логике. Схема выполнена на транзисторе и работает как логический элемент “НЕ” с несколькими входами (не менее двух).

При отсутствии на входах сигналов ( $U_{вх} = U_1$ , т.е. “0”) транзистор заперт положительным смещением  $+E_б$  на базе, тогда  $I_к=0$  и  $U_{вых} = -E_к$  (т.е. “1”). Когда на любой из входов поступит сигнал  $U_{вх} = U_0$  (т.е. “1”), то транзистор отпирается и  $U_{вых} \approx 0$  (т.е. “0”) и т.д. Здесь чаще всего используют МОП-транзисторы, т.к. у них высокая степень интеграции и повышенная помехоустойчивость.

### Литература

1. Морозов А.Г. Электротехника, электроника и импульсная техника.- М., Высшая школа, 1987,
2. Бочаров Л.Н. Электронные приборы ГЭИ, М., 1979.
3. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. ГЭИ.-М., 1977.
4. Цыкина А.В. Усилители. Изд-во “Связь”- М., 1972.
5. Мигулин И.И., Чаповский М.З. Усилительные устройства на транзисторах. Изд-во “Техника”.- Киев, 1974.
6. Справочник по радиоэлектронным устройствам под ред. Д.П. Линде, Т.1, ГЭИ.- М., 1978.
7. Фрумкин Г.Д. Расчёт и конструировании радиоэлектронный аппаратуры. Изд-во Высшая школа.- М., 1977.
8. И.Ф. Николаевский. Транзисторы и полупроводниковые диоды. Справочник. Связьиздат. 1983.
9. Савицев И.В. Курс общей физики. М. Наука.