

# *Электроника и схемотехника*

## *Лекция №7.*

### *Тема: Усилители. Режим класса D (ключевой режим).*

**1. Транзисторный ключ на биполярном транзисторе. Характеристика. Режимы работы.**

**2. Переходные процессы в ключевых схемах с биполярными транзисторами.**

**3. Ненасыщенные ключи на биполярных транзисторах.**

# 1. Транзисторный ключ. Общая характеристика. Режимы работы.

## 1.1. Режимы работы транзисторного ключа.

Транзисторные ключи являются одним из наиболее распространенных элементов импульсных устройств. На их основе создаются триггеры, мультивибраторы, коммутаторы, блокинг-генераторы и т. д.

В зависимости от целевого назначения транзисторного ключа и особенностей его работы схема ключа может несколько видоизменяться. Но несмотря на это, в основе всех модификаций лежит изображенная ниже транзисторная ключевая схема.

В транзисторных ключах транзисторы работают в нескольких, качественно различных режимах, которые характеризуются полярностями напряжений на переходах транзистора.

*Принято различать следующие режимы работы ключа:*

- режим отсечки;
- нормальный активный;
- инверсный активный;
- режим насыщения.

Транзисторный ключ по своей схеме подобен транзисторному усилителю с ОЭ. Однако по выполняемым функциям и, соответственно, режимам работы активного элемента он существенно отличается от усилительного каскада.

Транзисторный ключ выполняет функции быстродействующего ключа и имеет два основных состояния: разомкнутое, которому соответствует режим отсечки транзистора (транзистор закрыт), и замкнутое, которое характеризуется режимом насыщения транзистора или режимом, близким к нему.

В течение процесса переключения транзистор работает в активном режиме. Процессы в ключевом каскаде носят нелинейный характер.

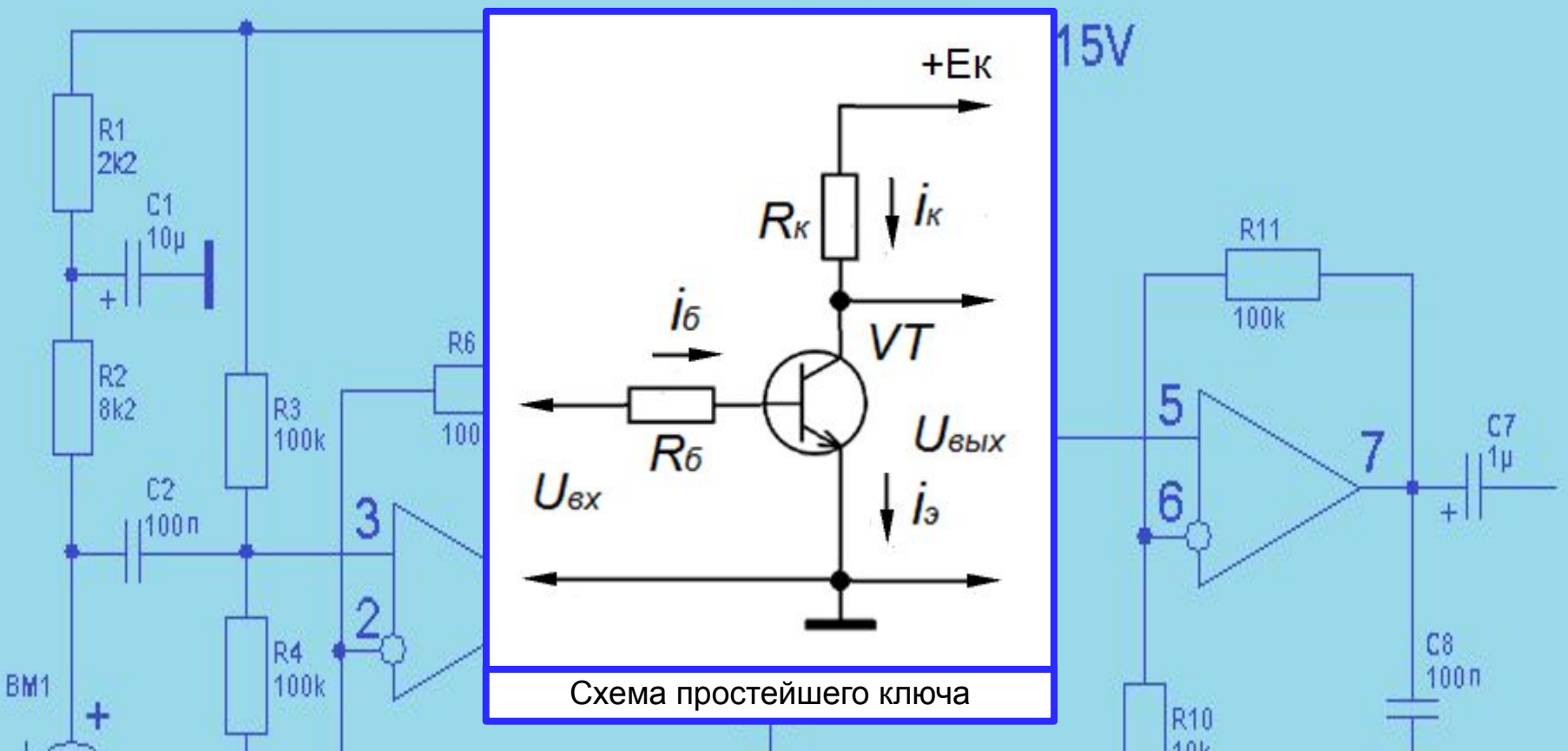
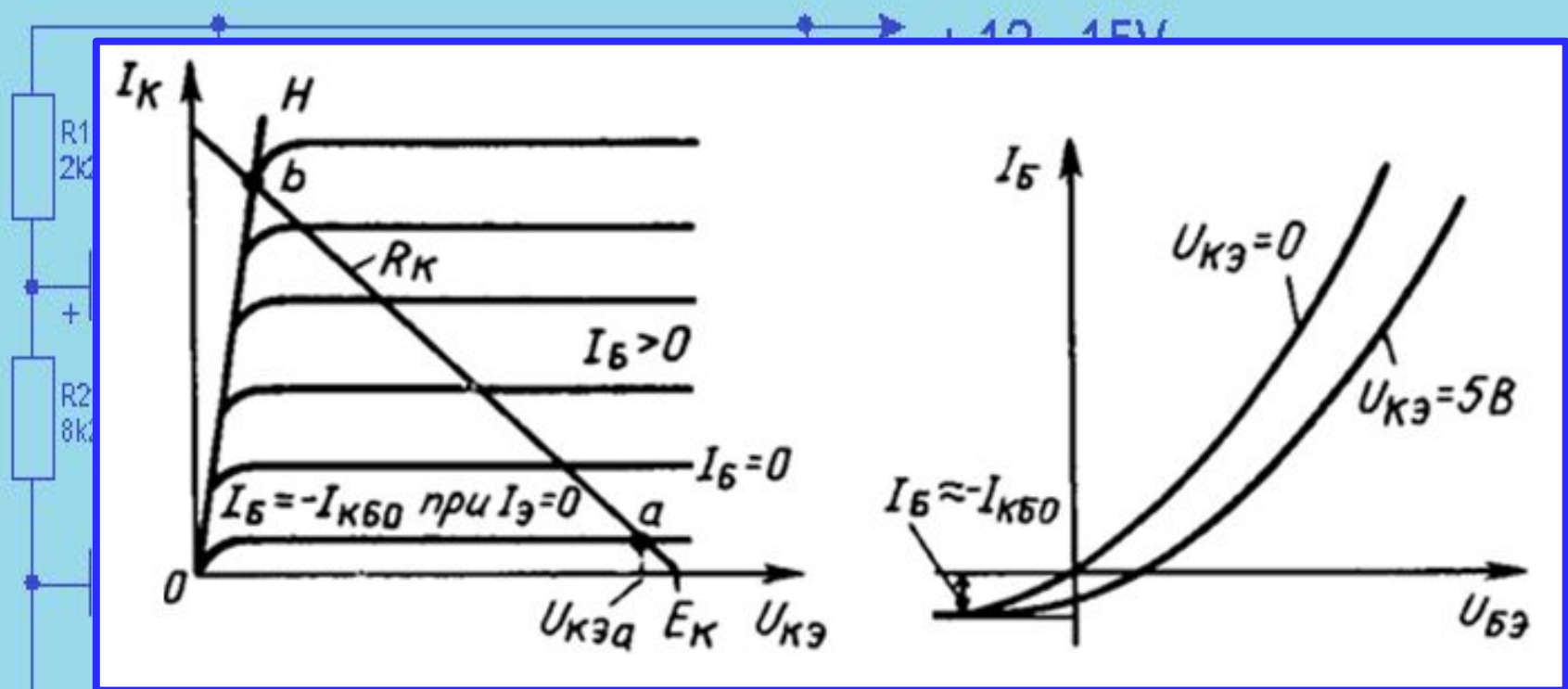


Схема простейшего ключа

## 1.2. Статические характеристики транзисторного ключа.

Поведение транзисторного ключа в статическом режиме полностью определяется статическими характеристиками транзистора. При их анализе обычно используют семейство выходных статических характеристик  $U_{вых} = f(i_к)$  и семейство входных статических характеристик  $i_б = f(U_{вх})$ , на рисунке ниже.





Выходные и входные статические характеристики транзисторного ключа



### 1.3. Режимы отсечки и насыщения транзисторного ключа.

**В режиме отсечки** оба перехода биполярного транзистора смещены в обратном направлении. Различают режимы глубокой и неглубокой отсечек. В режиме *глубокой* отсечки к *p-n*-переходам приложены напряжения, превышающие  $(3 \div 5)m$ .

где:  $\phi = kT/q$  — температурный потенциал;

При этом для кремниевых транзисторов вместо  $\phi$  следует подставлять  $m\phi$ , где коэффициент  $m$  - учитывает влияние токов реального *p-n*-перехода ( $m=2 \div 5$ ).

Полярность напряжений такова, что коллекторный и эмиттерный переходы смещены в обратном направлении. В этом режиме токи электродов транзистора имеют наименьшие значения, что характеризует разомкнутое состояние транзисторного ключа. В режиме *неглубокой* отсечки модуль напряжения на одном из переходов меньше  $(3 \div 5)m$ . Оба перехода смещены в обратном направлении. Однако токи электродов несколько больше, чем в режиме глубокой отсечки, и их значения существенно зависят от приложенного напряжения. Область глубокой отсечки практически совпадает с самой нижней кривой семейства выходных статических характеристик, которую иногда называют **характеристикой отсечки**.

Характеристика отсечки снимается при разорванной цепи эмиттера ( $I_{\text{Э}} = 0$ ), когда ток коллектора  $I_{\text{К}} = I_{\text{КБО}} = -I_{\text{Б}}$ . Токи и напряжения электродов биполярного транзистора в режиме глубокой отсечки

$$I_{\text{К}} \approx I_{\text{КБО}}; \quad I_{\text{Э}} \approx -\frac{h_{21\text{ЭI}}}{h_{21\text{Б}}} I_{\text{КБО}}; \quad I_{\text{Б}} \approx -I_{\text{КБО}}.$$

Ввиду того что обычно  $\beta \ll 1$ , часто считают, что  $I_{\text{Э}} \approx 0$ . Так как напряжение  $U_{\text{КЭa}}$  в закрытом состоянии (точка «а» на схеме транзисторного ключа) определяется из выражения

$$U_{\text{КЭa}} = E_{\text{к}} - I_{\text{КБО}} R_{\text{к}} \approx E_{\text{к}},$$

тогда сопротивление транзистора

$$R_{\text{Т}} = U_{\text{КЭa}} / I_{\text{КБО}} \approx E_{\text{к}} / I_{\text{КБО}}.$$

Оно, как правило, достаточно велико (не менее 100 кОм).

В быстродействующих ключах сопротивление  $R_{\text{к}}$  берут небольшим (порядка нескольких кОм) для уменьшения задержки, связанной с перезарядкой барьерной  $C_{\text{к}}$  и паразитных емкостей. Поэтому выходное сопротивление рассматриваемого цифрового ключа определяется сопротивлением  $R_{\text{к}}$ :

С уменьшением до нуля напряжения, приложенного к базе ( $= 0$ ), транзистор продолжает оставаться закрытым, но его токи несколько изменяются. При этом ток базы остается практически неизменным и равным  $\approx$ -

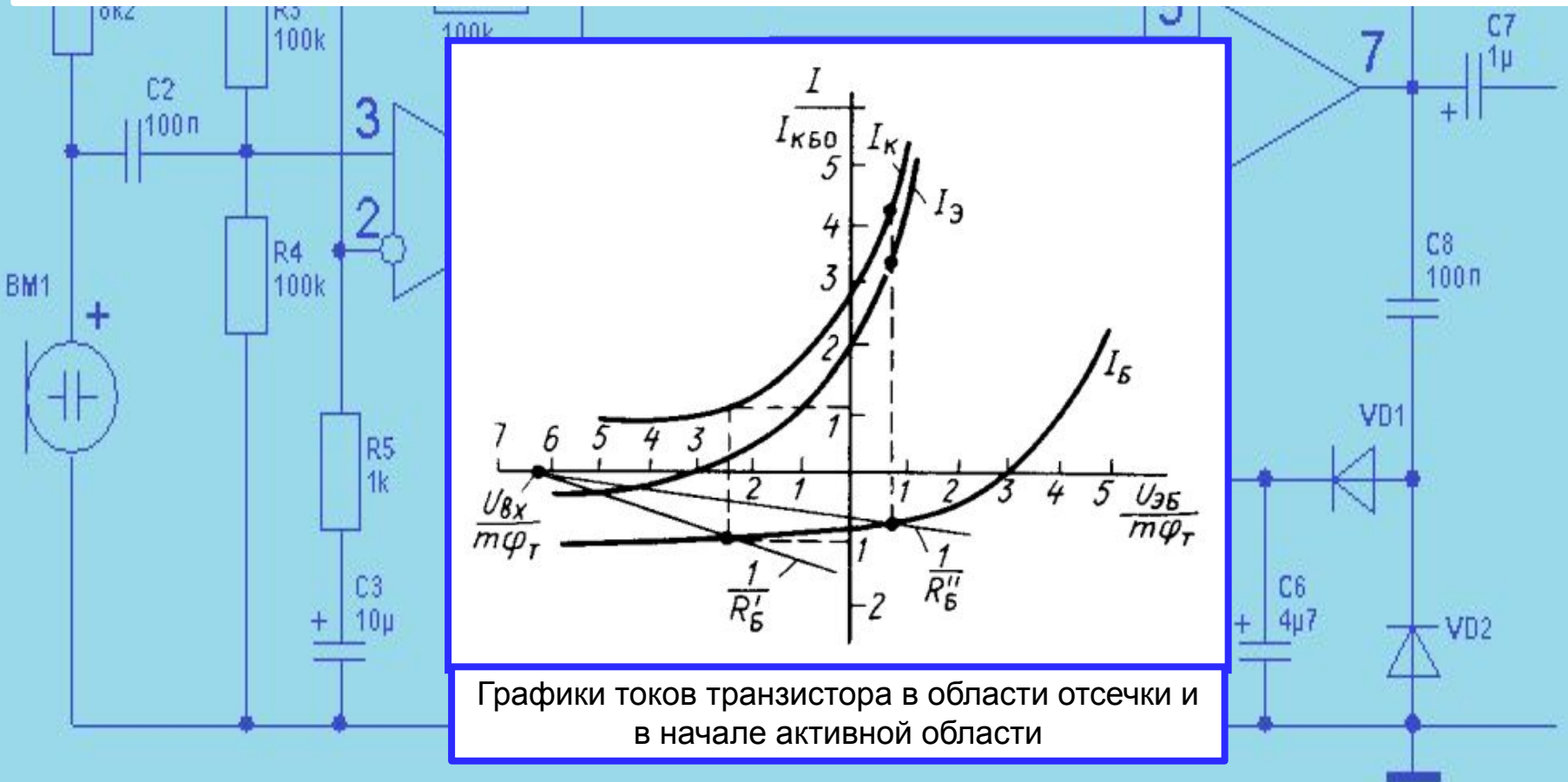
Ток эмиттера на границе отсечки существенно увеличивается и изменяет свой знак. Его значение равняется:

$$I_{\text{Э}} \approx h_{21\text{Э}} I_{\text{КБ0}};$$

$$I_{\text{К}} \approx (1 + h_{21\text{Э}}) I_{\text{КБ0}}.$$

Ток коллектора будет равен:

Изменение трех токов в области отсечки иллюстрируется кривыми, приведенными на рисунке ниже.



Графики токов транзистора в области отсечки и в начале активной области

Важно подчеркнуть, что глубина отсечки, а также токи эмиттера и коллектора зависят от значения сопротивления, включенного в цепь базы. Это обусловлено тем, что в базовой цепи протекает ток обратносмещенных переходов транзистора, который создает дополнительное падение напряжения на сопротивлении  $R_6$ . В итоге напряжение, приложенное между базой и эмиттером транзистора, отличается от напряжения :

$$U_{БЭ} = U_{ВХ} - I_{КБО} R_6.$$

Для нахождения  $U_{БЭ}$  воспользуемся графоаналитическим методом, который используется при построении линии нагрузки. Для этого из точки, соответствующей  $U_{ВХ}$ , проведем прямую, тангенс угла наклона которой равен  $1/R_6$ , причем для уяснения влияния сопротивления  $R_6$  проведем прямые, соответствующие двум сопротивлениям в цепи базы:

$$R'_6 \text{ и } R''_6 (R''_6 > R'_6).$$

Точки пересечения этих прямых с  $I_6$  определяют действительный режим работы транзистора. При сопротивлении  $6$  транзистор находится в режиме отсечки, хотя и недостаточно глубокой, как можно было бы ожидать, судя по значению  $U_{ВХ}$ .

При сопротивлении  $6$  транзистор переходит в активный режим, хотя  $U_{ВХ}$  и отрицательно. Это объясняется тем, что ток базы создает на сопротивлении  $6$  падение напряжения, которое вычитается из  $U_{ВХ}$  и изменяет режим работы транзистора. Поэтому сопротивление базы во избежание подобных нежелательных явлений следует выбирать из условия

$$I_{КБО} R_6 = U_{R_6} < U_{ВХ},$$

т. е. ток короткого замыкания источника  $U_{ВХ}$  с внутренним сопротивлением  $R_6$  должен значительно превосходить максимальный обратный ток коллекторного перехода.

Соответственно сопротивление в цепи коллектора должно удовлетворять неравенству

$$I_{КБО} R_k = U_{R_k} \ll E.$$

При этом в выражениях, приведенных выше, следует брать максимальное значение тока при наивысшей температуре.

**В режиме насыщения** оба  $p-n$ -перехода транзистора смещены в прямом направлении. При этом падение напряжения  $U_{кэ}$  мало и при малом токе  $I_{к}$  составляет десятки мВ.

На выходных статических характеристиках транзистора область насыщения характеризуется линией насыщения  $OH$ , на рисунке выше. Каждой точке этой линии соответствует некоторое значение напряжения  $U_{кэ} = U_{кнас}$  и тока  $I_{к} = I_{кнас}$ . Ток  $I_{кнас}$  называется **коллекторным током насыщения**. Как видно из характеристик, эти величины связаны между собой линейной зависимостью

$$R_{нас} = R_{Т} = U_{кнас} / I_{кнас},$$

где — сопротивление насыщенного транзистора.

Значения  $R_{нас}$  определяются крутизной линии насыщения. Обычно оно достаточно мало (десятки — сотни Ом).

Каждой точке линии  $OH$  соответствует некоторое граничное значение тока базы = при котором транзистор входит в насыщение. Этот режим появляется вследствие того, что максимальный ток коллектора транзистора ограничен напряжением источника питания и параметрами внешних цепей. В рассматриваемом случае

$$I_{кmax} \leq E_{к} / R_{к}.$$

Если ток базы задать таким, что  $I_{к} = I_{Б} h_{21э} > I_{кmax}$ , то при данном источнике напряжения и

параметрах внешней цепи такой ток  $I_{к}$  получить нельзя. Транзистор откроется полностью, но и через него будет протекать ток  $I_{кmax}$  который меньше  $I_{к}$ . Это максимальное значение тока коллектора и называют **коллекторным током насыщения**. Значение его обычно оценивают приближенно с помощью уравнения

$$I_{кнас} = I_{кmax} \approx E_{к} / R_{к}.$$

Из сказанного следует, что в режиме насыщения нарушаются соотношения между точками электродов транзистора, характерные для активного режима. Поэтому критерием насыщения является неравенство

$$I_{Б} > I_{Бнас} = I_{кнас} / h_{21э}$$

или

$$I_{кнас} < I_{к} = h_{21э} I_{Б}.$$



Для количественной оценки глубины насыщения вводят параметр *степень насыщения*. Степень насыщения определяется как относительное превышение базовым током  $I_B$  того значения тока  $I_{B_{нас}}$ , которое характерно для границы насыщения:

$$N = (I_B - I_{B_{нас}}) / I_{B_{нас}} = (h_{21э} I_B - I_{K_{нас}}) / I_{K_{нас}}.$$

Иногда оценку глубины насыщения производят с помощью *коэффициента насыщения*, который показывает, во сколько раз ток, протекающий в цепи базы, больше базового тока, при котором транзистор входит в насыщение:

$$S = (I_B + I_{КБО}) / (I_{B_{нас}} + I_{КБО}) \approx I_B / I_{B_{нас}} \gg 1.$$

При насыщении сопротивление транзистора минимально и практически не зависит от значений  $I_B$  и  $R_K$ . Оно и является выходным сопротивлением транзисторного ключа в стационарном замкнутом состоянии.

С увеличением базового тока напряжение на эмиттерном переходе  $U_{БЭ}$  меняется мало. Напряжение на коллекторном переходе и модуль напряжения  $U_{КЭнас}$  уменьшаются. Значение  $U_{КЭнас}$  зависит от типа транзисторов и обычно находится в пределах  $0,08 \div 1$  В.

При изменении температуры окружающей среды напряжения  $U_{КБ}$  и  $U_{ЭБ}$  изменяются приблизительно также, как и в диодах. В то же время напряжение  $U_{КЭнас}$ , являющееся разностью этих двух напряжений, изменяется мало. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) ключа обычно порядка  $0,15$  мВ/град.

Следует подчеркнуть, что начиная от значений степени насыщения  $N=3 \div 5$  и выше межэлектродные напряжения транзистора мало зависят от тока базы. Поэтому более высокую степень насыщения применять нецелесообразно.

Важным преимуществом режима насыщения является практическая независимость тока коллектора от температуры окружающей среды и параметров конкретного транзистора.

**Входную цепь транзисторного ключа характеризуют следующие параметры:**

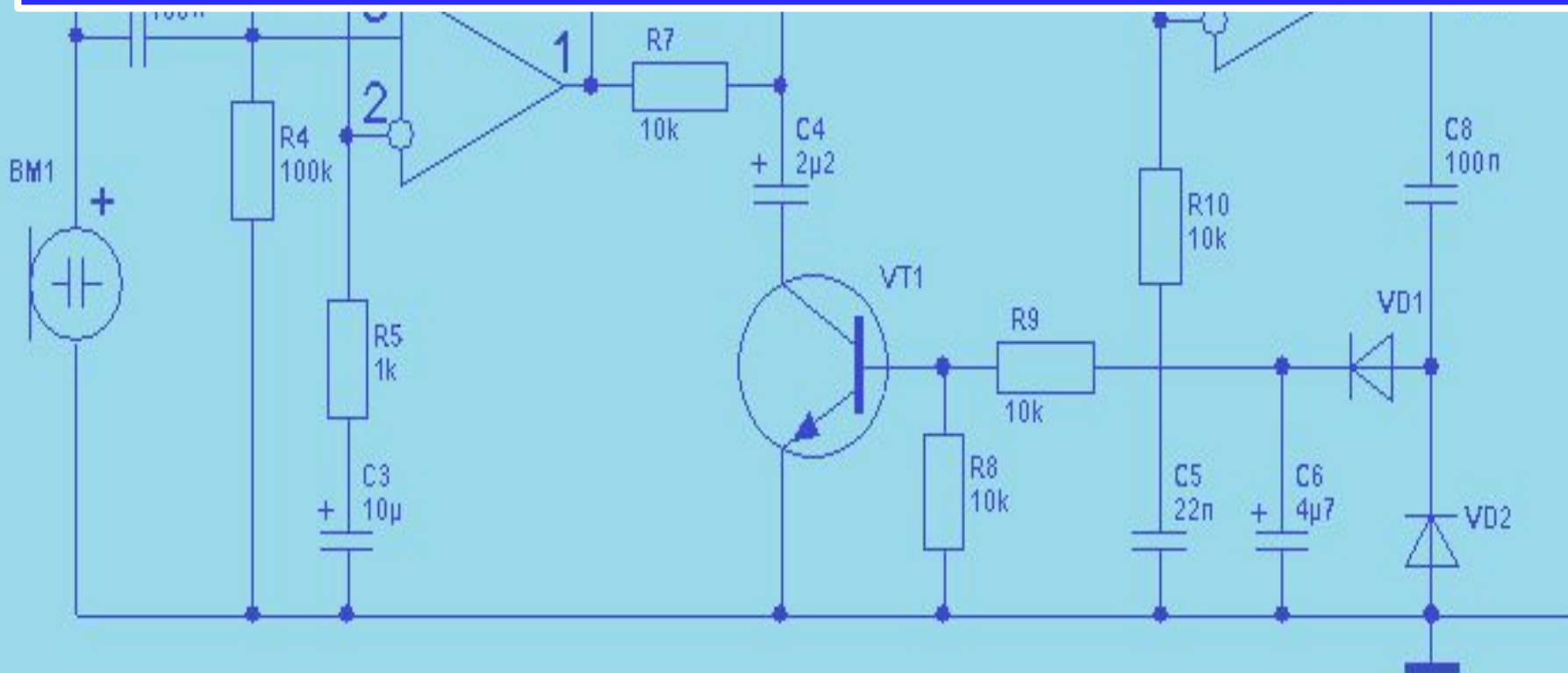
- 1) входной ток закрытого транзистора;
- 2) напряжение управления, необходимое для надежного закрытия транзистора;
- 3) минимальный перепад управляющего сигнала, необходимый для обеспечения надежного открывания транзистора;

- 4) входное сопротивление транзистора в открытом состоянии (или напряжение, необходимое для обеспечения надежного открытого состояния).

**Выходными параметрами транзисторного ключа являются:**

- 1) выходное сопротивление ключа ( $R_{\kappa}$  при закрытом и при открытом транзисторе);
- 2) максимальный ток открытого ключа (равен току насыщения);
- 3) минимальное (остаточное) напряжение на коллекторе транзистора в открытом состоянии (десять—сотые доли В);
- 4) максимальное напряжение на коллекторе закрытого транзистора ( $U_{\text{КЭзак}} = E_{\kappa} - I_{\text{КБ0}} R_{\kappa}$ );
- 5) коэффициент использования напряжения питания

$$K_E = \frac{(U_{\text{КЭзак}} - U_{\text{КЭнас}})}{E_{\kappa}}$$



## 2. Переходные процессы в ключевых схемах с биполярными транзисторами.

При анализе переходных процессов в транзисторе удобно использовать метод заряда базы, в основе которого лежит принцип ее электрической нейтральности. Согласно этому методу в любой точке базы положительный и отрицательный заряды одинаковы и изменяются с одинаковой скоростью. В базе  $n$ -типа положительный заряд обусловлен ионами донорной примеси и дырками, а отрицательный — только электронами. На основании уравнения нейтральности можно записать

$$Q_d + Q_p = Q_n.$$

Дифференцируя по времени, получим

$$\frac{dQ_d}{dt} + \frac{dQ_p}{dt} = \frac{dQ_n}{dt}.$$

Каждое слагаемое выражения имеет размерность тока.

При учете основных составляющих, вызывающих изменения зарядов, уравнение запишем в виде

$$dQ/dt + Q/\tau = i_b,$$

где  $Q$  и  $\tau$  — заряд и время жизни неосновных носителей заряда в базе.

Это дифференциальное уравнение называется уравнением заряда базы и является исходным для анализа длительности переходных процессов. Оно показывает, что ток базы  $i_b$  «расходуется» на пополнение убыли зарядов, исчезнувших в результате рекомбинаций (член  $Q/\tau$ ), а также на накопление заряда, соответствующего данному току (член  $dQ/dt$ ). В установившемся режиме, в котором  $dQ/dt = 0$ , уравнение примет уже знакомый вид  $Q = \tau i_b$ .

В общем случае оно нелинейно, так как время жизни неосновных носителей заряда в базе изменяется в зависимости от режима работы. Однако можно полагать, что время жизни имеет два

постоянных значения: — в активном режиме, — в режиме насыщения. Следовательно, уравнение заряда базы можно рассматривать как кусочно-линейное. Для его решения необходимо знать как закон изменения тока базы , так и начальное значение заряда в ней  $Q$  в момент  $t=0$ .

В том случае, если ток базы изменяется скачкообразно и при этом принимает новое постоянное значение  $I_B = \text{const}$ , общее решение уравнения, приведенного выше, имеет вид

$$Q = Q - [Q - Q]$$

где  $Q$  — заряд в базе при  $t=0$ ;  $Q$  — заряд в базе после окончания переходного процесса;  $Q$  — текущее значение заряда.

На границе активной области и области насыщения, когда справедливо выражение  $h_{21э} I_{Bнас} = I_{Кнас}$ , в базе транзистора имеется заряд, называемый *граничным* и определяемый из следующего соотношения:

$$Q_{гр} = \frac{\tau}{h_{21э}} I_{Кнас}$$

Значение граничного заряда широко используется при анализе переходов ключа из активной области в область насыщения. Соответственно степень насыщения определяют из выражения

=

Разность называется избыточным зарядом.

*Избыточный* заряд в отличие от граничного *распределен равномерно по длине базы*, а градиент его равен нулю.

Метод заряда позволяет определить значения необходимых величин в статическом и динамическом режимах работы транзистора.

## 2.1 Процесс открывания транзисторного ключа.

Процесс открывания транзисторного ключа можно разделить на три стадии: задержка фронта; формирование фронта; накопление избыточного заряда в базе.

## 2.1.1 Задержка фронта.

**Задержка фронта** обусловлена перезарядкой барьерных емкостей  $C_{\text{э}}$  и  $C_{\text{к}}$  под действием входного сигнала. В исходном состоянии, когда ключ закрыт, на базе транзистора имеется напряжение смещения - обусловленное входным сигналом  $-e_{\text{у}}$ . Когда сигнал  $e_{\text{у}}$  скачком принимает значение  $+e_{\text{у}}$ , транзистор остается закрытым, так как напряжение на его входной емкости не может измениться скачком. Через сопротивление  $R_{\text{б}}$  начнет протекать ток перезарядки входной емкости, хотя транзистор в это время будет закрыт. Время задержки можно приближенно оценить используя выражение

$$t_{\text{зад}} = R_{\text{б}} C_{\text{вх}}$$

где  $R_{\text{б}} C_{\text{вх}}$  — постоянная входной цепи;  $U_{\text{БЭотр}}$  — напряжение между базой и эмиттером, при котором открывается эмиттерный переход.

Входную емкость  $C_{\text{вх}}$  можно считать приблизительно равной емкости параллельно соединенных емкостей коллекторного и эмиттерного переходов:  $C_{\text{вх}} = C_{\text{э}} + C_{\text{к}}$ .

Значение времени задержки обычно сравнительно невелико. Так, например, при  $C_{\text{э}} + C_{\text{к}} = 30$  пФ;  $|e_{\text{у}}| = |U_{\text{БЭ}}| = 2$  В;  $R_{\text{б}} = 2$  кОм;  $\approx 4$  нс.

Так как задержка сдвигает только переходную характеристику ключа, и не влияет на форму фронта, в дальнейшем, если нет специальной оговорки, будем считать, что поступивший входной сигнал сразу открывает транзистор.

## 2.1.2 Формирование фронта.

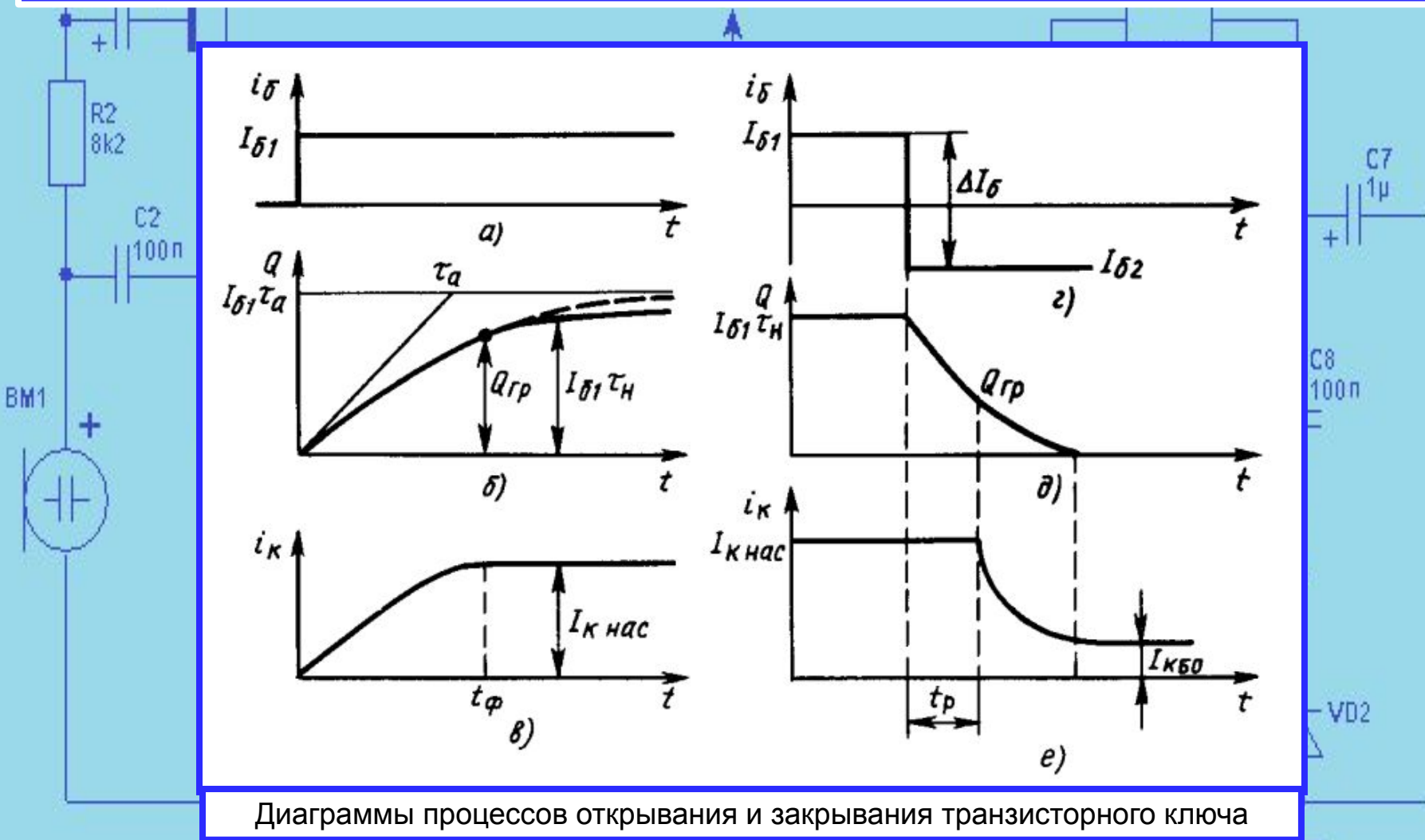
Условимся, вне зависимости от типа электропроводности транзистора и соответственно направления тока, протекающего через него, считать, что этап открывания ключа характеризуется положительным фронтом, а этап закрывания — отрицательным.

Пусть в момент  $t = 0$  возникает перепад тока и этот ток достаточен для последующего насыщения транзистора:  $i_{\text{б}} > I_{\text{бн}}$ .

Увеличение коллекторного тока идет по экспоненциальному закону, как и в усилительном каскаде. При достижении им значения  $\approx$  изменение тока коллектора, а соответственно и формирование фронта заканчиваются.

Для определения длительности фронта подставим, в предыдущую формулу, начальные условия:  $Q = 0$ ;  $i_{\delta} = I_{\delta 1}$ . Тогда

$$Q(t) = I_{\delta 1} \tau_a (1 - e^{-t/\tau_a}).$$



Диаграммы процессов открывания и закрывания транзисторного ключа

Как показано на рисунке выше, окончание положительного фронта соответствует тому моменту, когда заряд в базе становится равным граничному значению. Подставив вместо  $Q(t)$  значение граничного заряда, найдем длительность положительного фронта по формуле:

$$t_{\phi} = \tau_a \ln \frac{I_{\beta 1}}{I_{\beta 1} - (I_{K_{\text{нас}}} / h_{21э})}$$

Например, если  $\tau_a = 2 \text{ мкс}$ ,  $h_{21э} = 50$ ,  $I_{\beta 1} = 1 \text{ мА}$ ,  $I_{K_{\text{нас}}} = 5 \text{ мА}$ , то  $t_{\phi} = 0,2 \text{ мкс}$ .

Если учесть задержку, то общая длительность переходного процесса установления тока  $i_K$  несколько больше — порядка  $0,3 \text{ мкс}$ . Для уменьшения длительности фронта необходимо использовать высокочастотные транзисторы, у которых  $\tau_a$  имеет малое значение, и увеличивать управляющий ток  $I_{\beta 1}$ .

Из вышеуказанного рисунка (б), иллюстрирующего процесс увеличения заряда в базе, видно, что если бы время жизни  $\tau_n$  в режиме насыщения было равно  $\tau_a$ , заряд в базе был бы значительно больше. Заметим, что при дальнейшем анализе методом заряда в этой области необходимо использовать время жизни неосновных носителей заряда  $\tau_n$ .

### 2.1.3 Накопление избыточного заряда в базе.

Начиная с момента  $t_{\phi}$  токи коллектора, эмиттера и базы практически не изменяются (при управляющем сигнале  $I_{\beta 1}$  (рис. в). Однако заряд в базе продолжает нарастать. Этот процесс заканчивается через промежуток времени  $t_H = (3 \div 5) \tau_n$ , когда заряд в базе  $Q = I_{\beta 1} \tau_n$ .

При этом падение напряжения на транзисторе изменяется вплоть до своего статического значения в режиме насыщения.

### 2.2 Процесс закрывания транзисторного ключа.

Теперь рассмотрим поведение транзисторного ключа при изменении скачком входного тока от поло-

жительного значения  $I_{61}$  до отрицательного  $-I_{62}$ , на рисунке выше диаграмма (г). При отрицательном токе  $I_{62}$  начинается экстракция зарядов из базы. Процесс закрывания включает два этапа:

- рассасывание избыточного заряда;
- формирование отрицательного фронта.

## 2.2.1 Рассасывание избыточного заряда.

Заряд, находящийся в базе, не может измениться скачком, так же как и в случае заряженной емкости. Следовательно, в течение некоторого времени концентрации дырок у обоих переходов остаются выше равновесной. Ток коллектора при этом практически не меняется (на рисунке выше диаграммы б, д). Ток эмиттера в начальный момент скачком уменьшается на величину  $\Delta I_{\varepsilon} = \Delta I_{61}$ , где  $\Delta I_{\varepsilon} = |I_{61}| + |I_{62}|$ , а затем на протяжении некоторого времени остается неизменным. Для анализа процесса рассасывания подставим значение заряда:  $Q = I_{62} \tau_H$ :

$$Q(t) = Q(0)e^{-t/\tau_H} + I_{62} \tau_H (1 - e^{-t/\tau_H}).$$

Рассасывание закончится, когда избыточный заряд в базе исчезнет и будет выполняться равенство  $Q(t) = Q_{гр}$ . Подставляя вместо  $Q(t)$  граничный заряд и учитывая, что  $Q(0) = I_{61} \tau_H$ , найдем время рассасывания:

$$t_p = \tau_H \ln \frac{Q(0) - I_{62} \tau_H}{Q_{гр} - I_{62} \tau_H}.$$

Используя соотношения, связывающие между собой заряды и токи, и считая длительность открывающего сигнала значительно больше  $\tau_H$ , получим упрощенное выражение для времени рассасывания, которое часто используют на практике:

$$\tau_p = \tau_H \ln \frac{I_{61} - I_{62}}{I_{Кнас}/h_{21\varepsilon} - I_{62}} = \tau_H \ln \frac{I_{61} + |I_{62}|}{I_{Кнас}/h_{21\varepsilon} + |I_{62}|}.$$



В ряде случаев при большом закрывающем сигнале можно использовать еще более упрощенное выражение:

$$t_p = \tau_H N I_{K \text{нас}} / (h_{21э} \Delta I_B),$$

где:  $N$  — степень насыщения.

Время рассасывания и связанная с ним задержка *уменьшаются с увеличением закрывающего сигнала и убыванием степени насыщения*. Поэтому большие открывающие токи  $I_{B1}$ , которые выгодны с точки зрения длительности положительного фронта, нежелательны с точки зрения закрывания ключа. После рассасывания избыточного заряда в базе транзистор оказывается в активной области.

## 2.2.2 Формирование отрицательного фронта.

Рассасывание избыточного заряда может произойти одновременно у коллекторного и эмиттерного переходов, а также окончиться раньше у коллекторного или эмиттерного перехода. В зависимости от того, где раньше произойдет рассасывание, картина переходного процесса несколько меняется.

### 2.2.2.1 Рассасывание избыточного заряда у коллекторного перехода.

Пусть к моменту времени  $t_K$  избыточные носители, накопившиеся у коллекторного перехода, рассасываются (на рисунке ниже, диаграммы *a — в*). При этом коллекторный переход смещается в обратном направлении и транзистор начинает работать в активном режиме. Ток коллектора изменяется, вызывая соответствующее уменьшение тока эмиттера. К моменту времени  $t_E$  рассасываются избыточные заряды у эмиттерного перехода. Тогда и эмиттерный переход смещается в обратном направлении и транзистор начинает работать в режиме отсечки токов. После  $t_E$  рассасывается заряд, оставшийся в глубине базы, и токи эмиттера коллектора и базы уменьшаются до установившихся значений по экспоненциальному закону. Этап, на котором оба *p-n* - перехода смещены в обратном направлении, но в базе еще имеется некоторый остаточный заряд, отличный от равновесного, носит название *области динамической отсечки транзистора*.

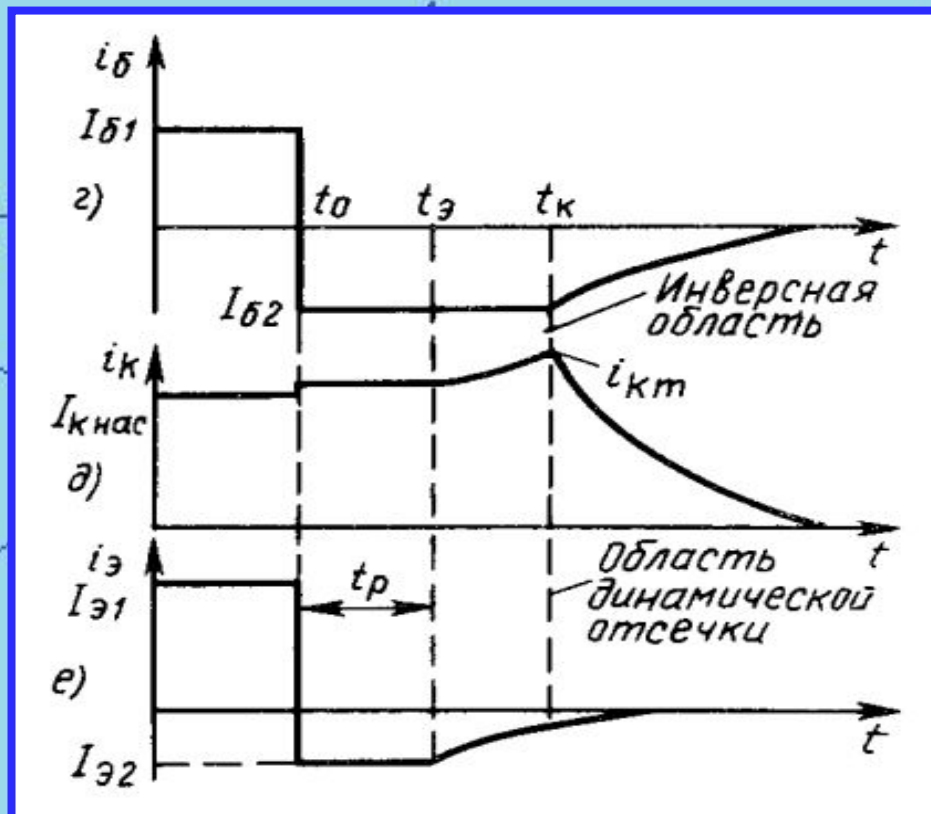
Длительность отрицательного фронта можно оценить также используя метод заряда. При этом считается, что процесс формирования фронта заканчивается при  $Q = 0$ . Время отрицательного фронта, полученное на основе метода заряда,

$$t_{\phi} = \tau_a \ln \frac{I_{K \text{нас}} / h_{21\varepsilon} - I_{\delta 2}}{-I_{\delta 2}} = \tau_a \ln \left( 1 + \frac{I_{B \text{нас}}}{|I_{\delta 2}|} \right).$$



## 2.2.2.2 Рассасывание избыточного заряда у эмиттерного перехода.

Если рассасывание заряда сначала завершается у эмиттерного перехода, то временные диаграммы г — е имеют вид, приведенный на рисунке ниже.



Диаграммы процесса закрывания транзисторного ключа при инверсном рассасывании.

Здесь закрывающий импульс, поступающий в момент времени  $t_0$ , изменяет скачком токи эмиттера и базы, а ток коллектора оставляет почти без изменения. В момент  $t_0$  избыточные носители, накопленные у эмиттерного перехода, рассасываются и он смещается в обратном направлении.

Транзистор оказывается в инверсной активной области. Ток эмиттера уменьшается. Однако это не вызывает изменения тока базы, так как теперь та часть тока, которая ответвлялась в эмиттерную цепь, направляется в цепь коллектора. С уменьшением эмиттерного тока ток коллектора увеличивается. Это способствует более быстрому рассасыванию избыточных носителей заряда, накопленных у коллекторного перехода. В момент времени  $t_k$  заканчивается рассасывание избыточных носителей у коллекторного перехода. Транзистор оказывается в области динамической отсечки. По мере рассасывания оставшихся в базе носителей происходит окончание переходного процесса.

В этом случае транзистор при переходе из области насыщения в область отсечки проходит через инверсную активную область. Инверсное рассасывание наблюдается при большом запирающем токе

базы  $I_{62}$ .

### 2.2.2.3 Рассасывание избыточного заряда одновременно у коллекторного и эмиттерного переходов.

Если рассасывание избыточных носителей заряда происходит одновременно у эмиттерного и коллекторного переходов, то транзистор из области насыщения переходит в область динамической отсечки минуя активную область.

Выводы:

1. При увеличении импульса тока базы, открывающего транзистор, уменьшается длительность положительного фронта, но транзистор попадает в область глубокого насыщения. Последнее приводит к увеличению времени обратного переключения. Ток в момент выключения также желательно увеличивать, так как это способствует более быстрому рассасыванию заряда. Однако этот ток приводит к инверсному рассасыванию, что нежелательно из-за выбросов тока коллектора, имеющих место во время переходного процесса.

2. Удовлетворить эти противоречивые требования удастся путем введения в цепь управления форсирующего конденсатора, который позволяет увеличить токи базы  $I_{61}$  и  $I_{62}$  на короткий промежуток времени, в то время как стационарные токи базы практически не меняются.

3. Конденсатор  $C$ , увеличивая базовые токи, усложняет картину работы ключа. Это связано с тем, что во время динамической отсечки ток базы быстро падает до нуля и не успевает разрядить конденсатор. После закрывания транзистора на его базе окажется дополнительное динамическое смещение, которое затем уменьшается по мере разрядки конденсатора через резистор  $R_6$ . Так как постоянная времени цепи  $CR_6$  сравнительно велика, то очередной открывающий импульс может поступить раньше, чем уменьшится до нуля напряжение этого динамического смещения. Соответственно, задержка и длительность положительного фронта увеличатся.

### 3. Ненасыщенные ключи на биполярных транзисторах.

#### 3.1. Диодная фиксация базового потенциала.

Для устранения явления, описанного выше, используют диодную фиксацию базового потенциала, для чего в цепь базы включают дополнительный диод. Схема приведена на рисунке ниже.

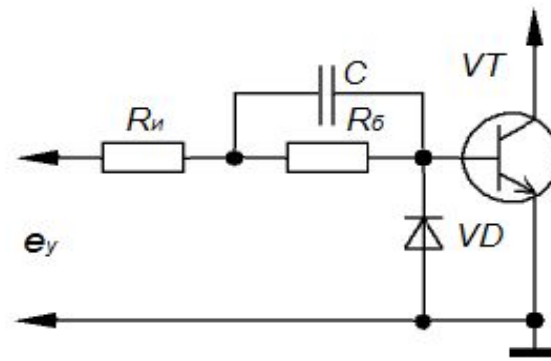
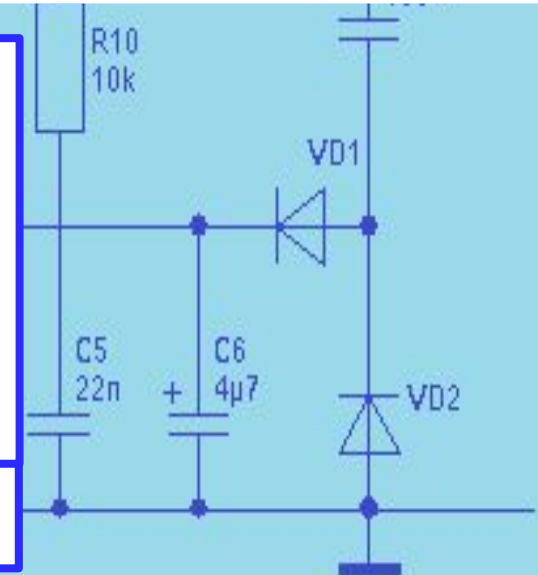


Схема ключа с диодной фиксацией базового потенциала



Диод открывается при подаче закрывающего напряжения на базу транзистора. При этом конденсатор  $C$  быстро разряжается через сопротивление диода, смещенного в прямом направлении, и внутреннее сопротивление  $R_{и}$  источника  $e_y$ . Кроме того, диодная фиксация базового потенциала уменьшает напряжение на базе закрытого транзистора. Тем самым уменьшается заряд входной емкости транзистора и снижается время задержки.

У реальных транзисторных ключей картина переходного процесса отличается от рассмотренной. Это обусловлено тем, что у коллекторного перехода имеется емкость изменяющая ток резистора  $R_k$ . При грубой оценке можно считать, что к коллектору транзистора подключена интегрирующая  $RC$ -цепь, имеющая постоянную времени

$$\tau = R_k C_k^* = R_k C_k (1 + h_{21э}^*)$$

Эта цепь дополнительно увеличивает длительности фронта и среза выходного импульса. Для уменьшения ее влияния стремятся применять высокочастотные транзисторы, имеющие малые емкости, а в цепь коллектора включают небольшие сопротивления  $R_k$ .

## 3.2. Нелинейная обратная связь в ненасыщенных ключах.

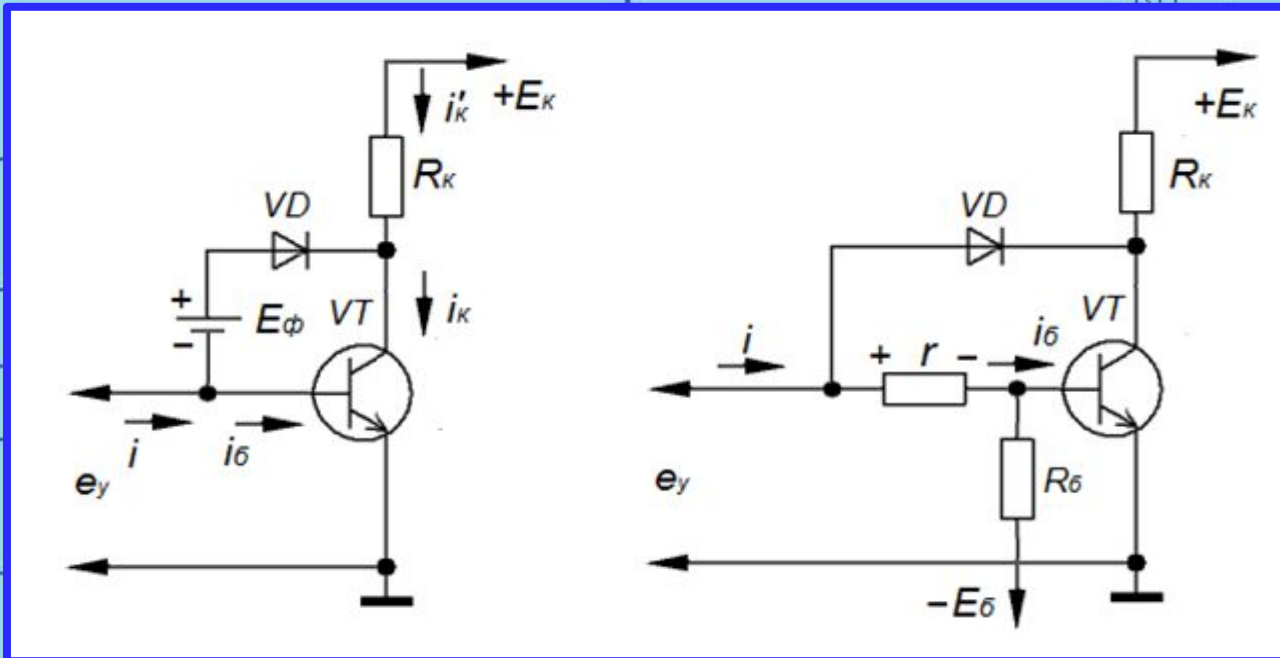
При необходимости получить максимально достижимое быстродействие транзистор не вводят в режим глубокого насыщения. Такие ключи называют **ненасыщенными**. В них транзистор работает на границе активной области. Для предотвращения насыщения вводят нелинейную обратную связь так, как показано на рисунке ниже.

Основной смысл введения обратной связи заключается в фиксировании потенциала коллектора относительно потенциала базы.

Если бы диод был идеальным и открывался при близком к нулю прямом напряжении, то источник смещения  $E_\phi$  (рисунок выше) можно было бы не подключать. Учитывая, что диод открывается только при напряжении  $U = 0,3 - 0,4$  В, приложенном в прямом направлении, ЭДС источника смещения  $E_\phi$  выбирают порядка  $0,4 - 0,6$  В.

При открывании транзистора диод закрыт до момента, пока вследствие уменьшения коллекторного тока напряжение на нем не станет равным пороговому.

С момента открытия диода ток управления ключом замыкается на коллектор, что приводит к уменьшению тока базы приблизительно в  $1+\beta$  раз. В итоге избыточный заряд, накапливаемый в базе транзистора, много меньше, чем при включении его в обычную схему насыщенного ключа. При подаче управляющего напряжения  $e_y$  диод закрывается. Практически сразу же начинается отрицательный фронт, так как избыточный заряд в базе близок к нулю.

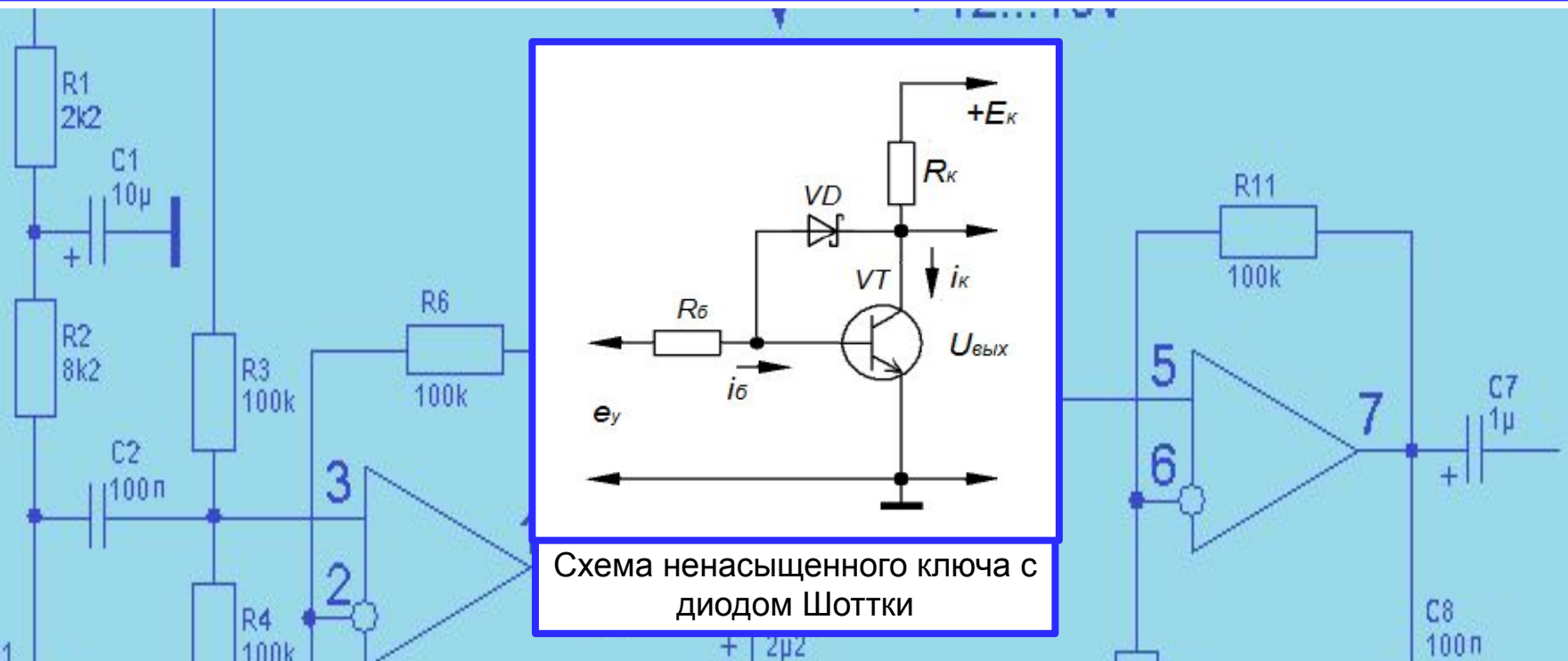


Схемы ненасыщенного ключа с нелинейной обратной связью

### 3.3. Использование диодов Шоттки в ненасыщенных ключах.

Существенного повышения быстродействия можно добиться только при использовании диодов, имеющих малое время восстановления. Если применять низкочастотные диоды, у которых велико время рассасывания заряда, накопленного в базе, то эффект от введения нелинейной ОС будет незначителен.

Для получения максимального быстродействия используют диоды Шоттки (на схеме ниже).



Диоды Шоттки имеют малое время восстановления (не превышает 0,1 нс), низкое напряжение отсрочки (около 0,25 В) и малое сопротивление в открытом состоянии (около 10 Ом). При применении диодов Шоттки отпадает необходимость во введении дополнительного напряжения смещения. Это обусловлено тем, что диод открывается при более низком напряжении между коллектором и базой, когда транзистор еще находится на границе активного режима.

Недостатки ненасыщенного транзисторного ключа, обусловленные особенностями его режима, следующие:

- 1) падение напряжения на открытом ключе больше, чем в насыщенном режиме (порядка 0,5 В);
- 2) транзисторный ключ имеет плохую помехоустойчивость, что объясняется более высоким входным сопротивлением в открытом состоянии. В результате этого различные помехи, например скачки напряжения, приводят к соответствующим скачкам падения напряжения на транзисторе;
- 3) температурная стабильность ненасыщенного ключа значительно хуже, чем у насыщенного.