

# *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.

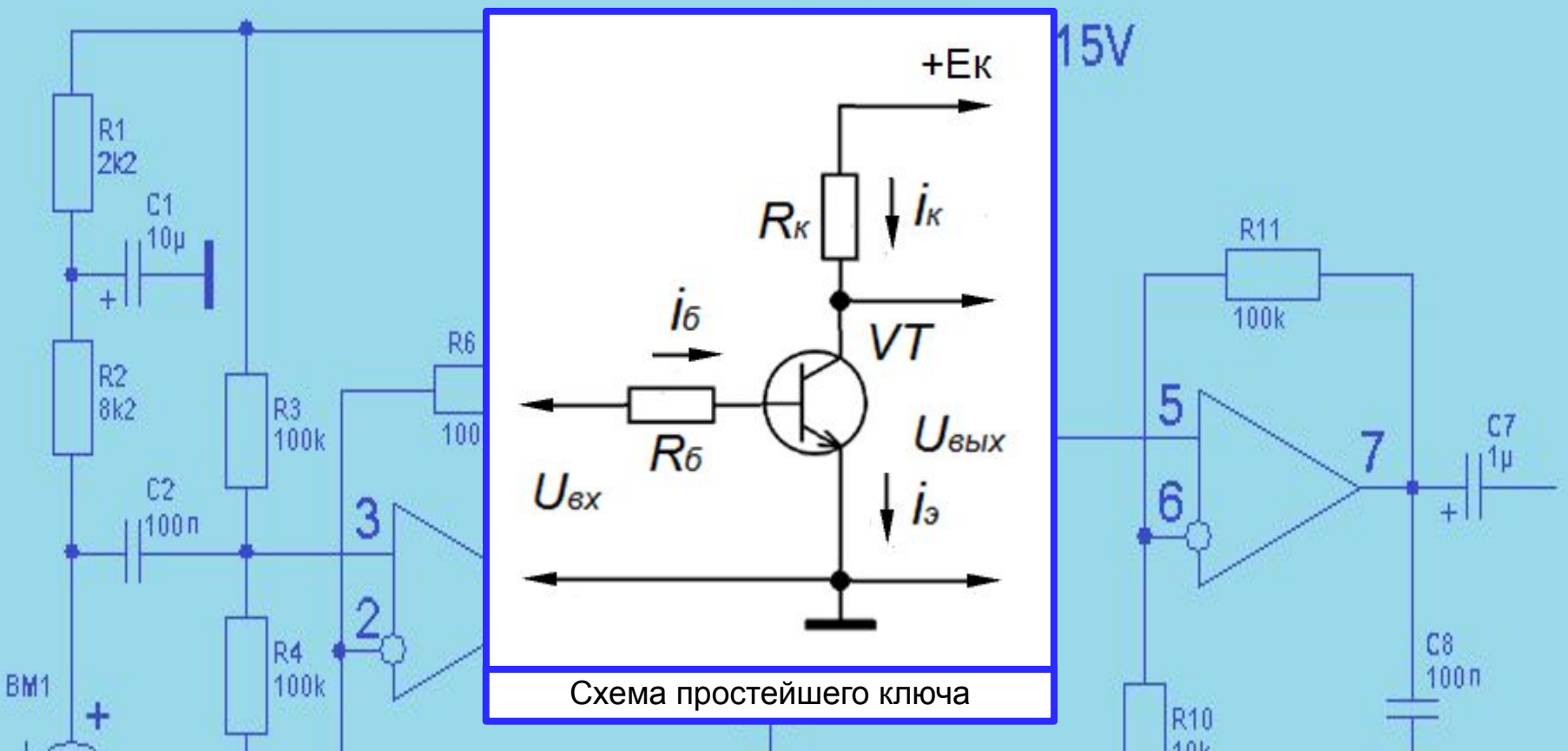
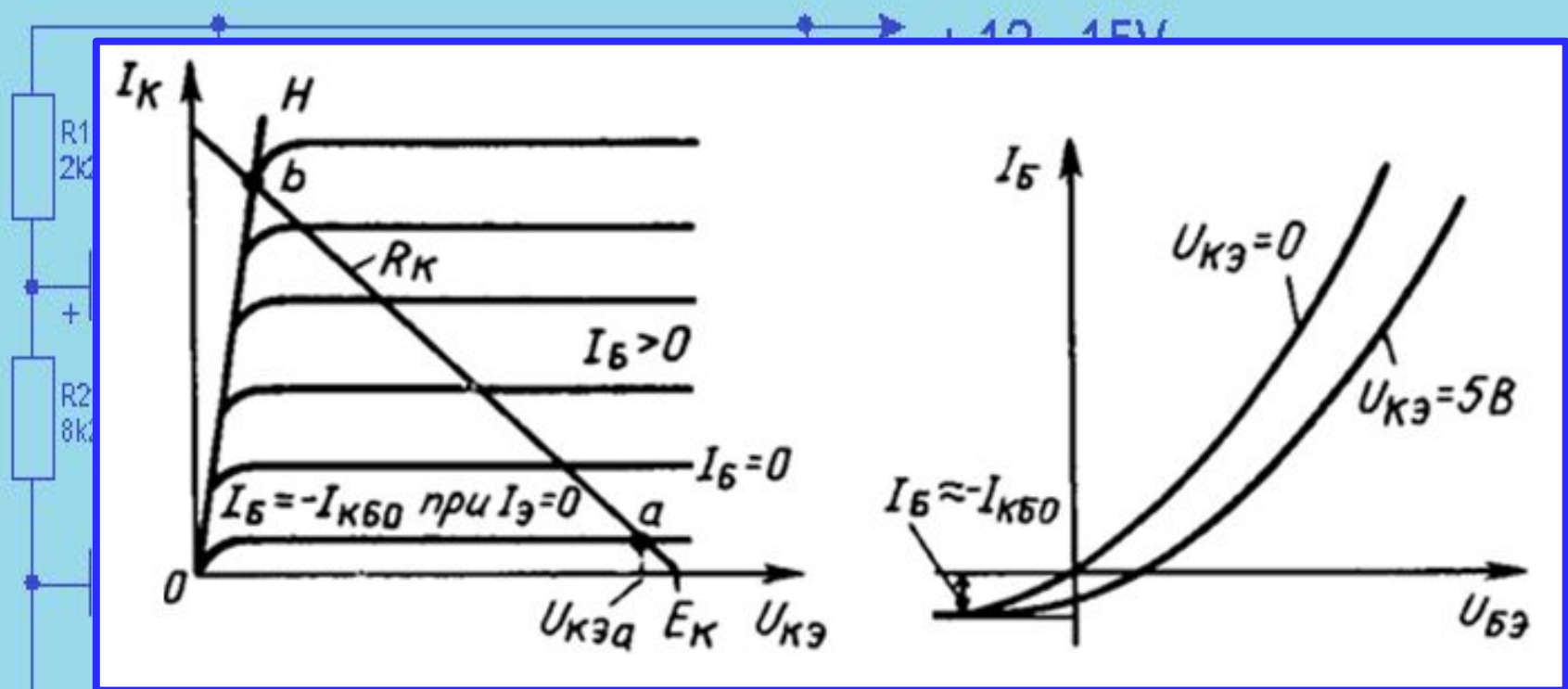


Схема простейшего ключа

## 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  $I_{\text{к}} = f(U_{\text{к}})$  и семейство входных статических характеристик  $I_{\text{б}} = f(U_{\text{б}})$ , 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  $\approx$ -

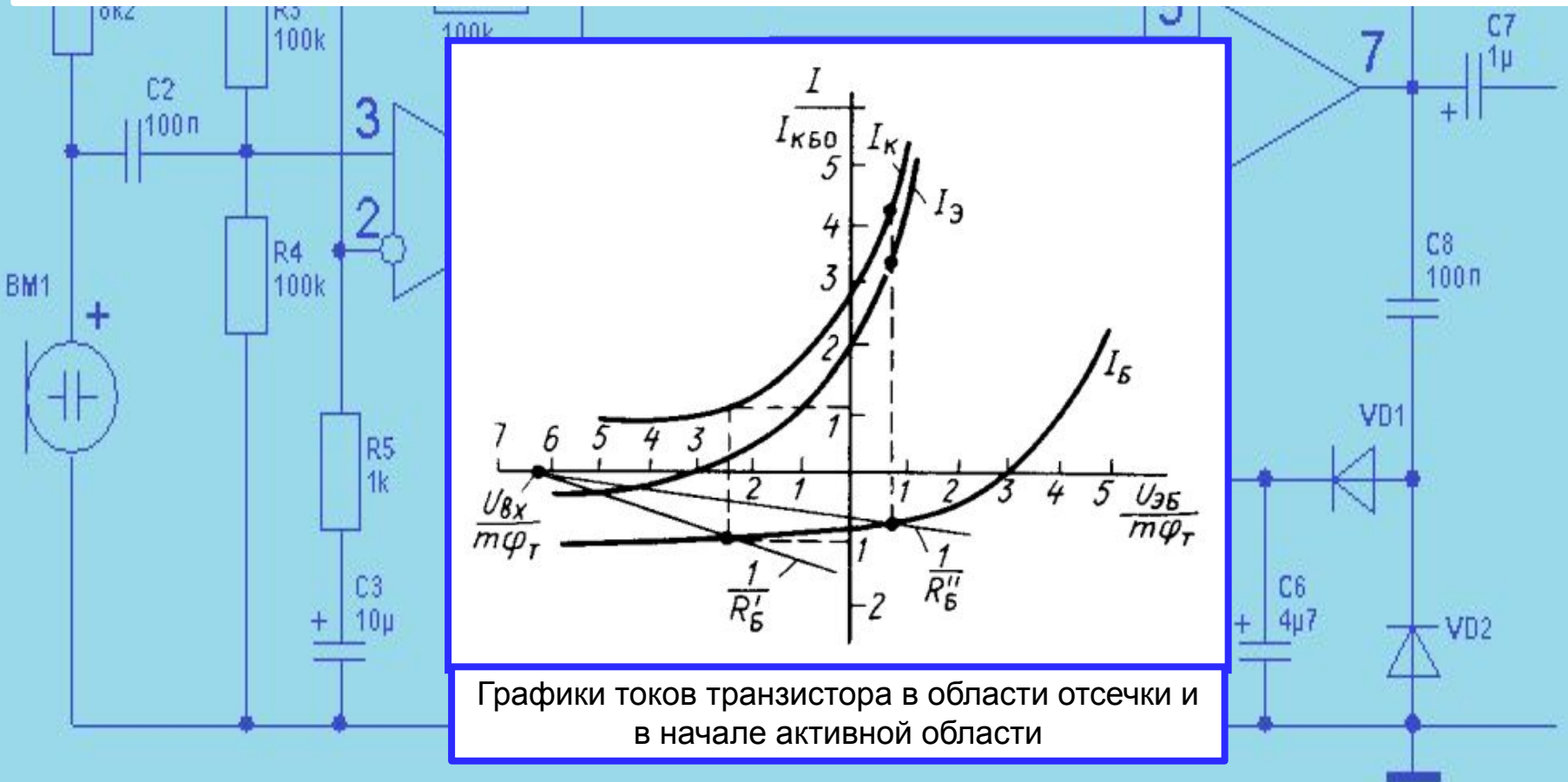
Ток эмиттера на границе отсечки существенно увеличивается и изменяет свой знак. Его значение равняется:

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

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

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  $ОН$ , 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  $ОН$  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:**

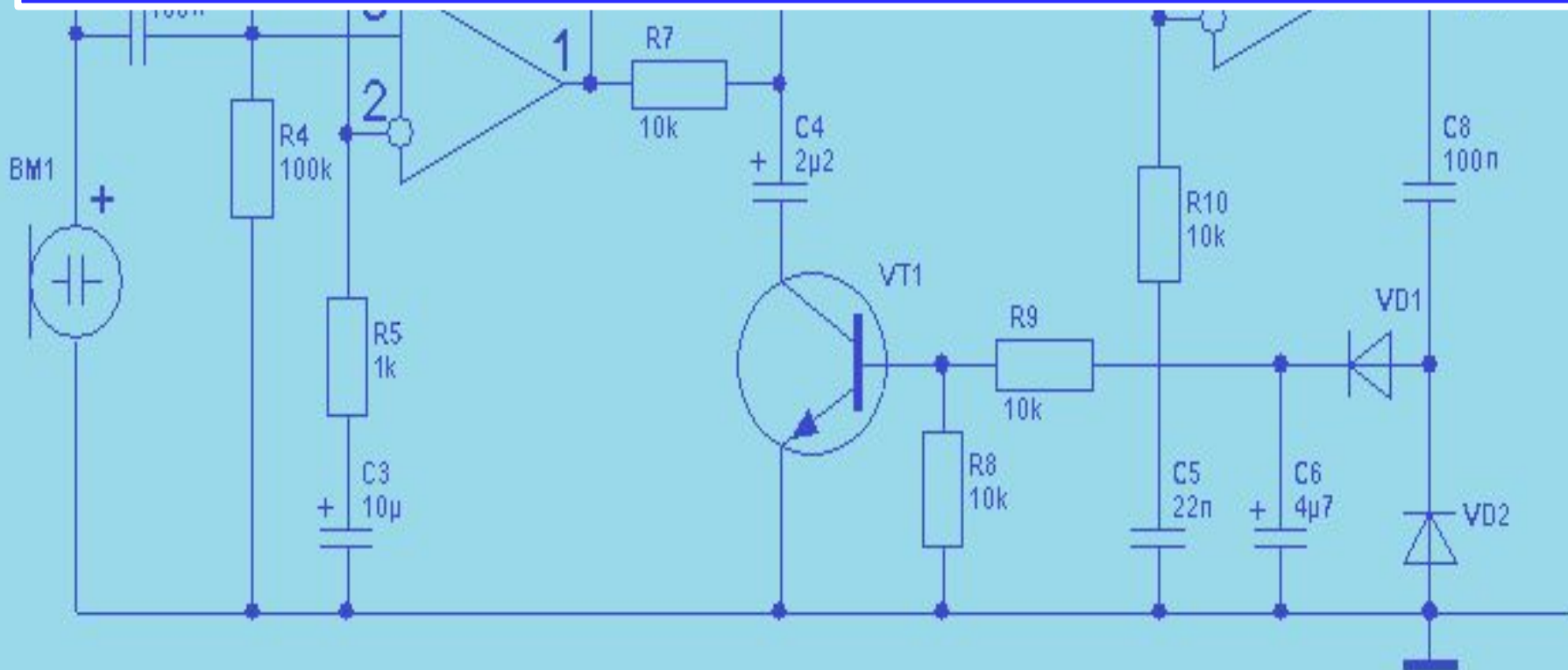
- 1) входной ток закрытого транзистора;
- 2) напряжение управления, необходимое для надежного закрытия транзистора;
- 3) минимальный перепад управляющего сигнала, необходимый для обеспечения надежного открывания транзистора;

- 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  $+e_{\text{у1}}$ , 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;  $|e_{\text{у1}}| = |U_{\text{БЭ}}| = 2$  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.

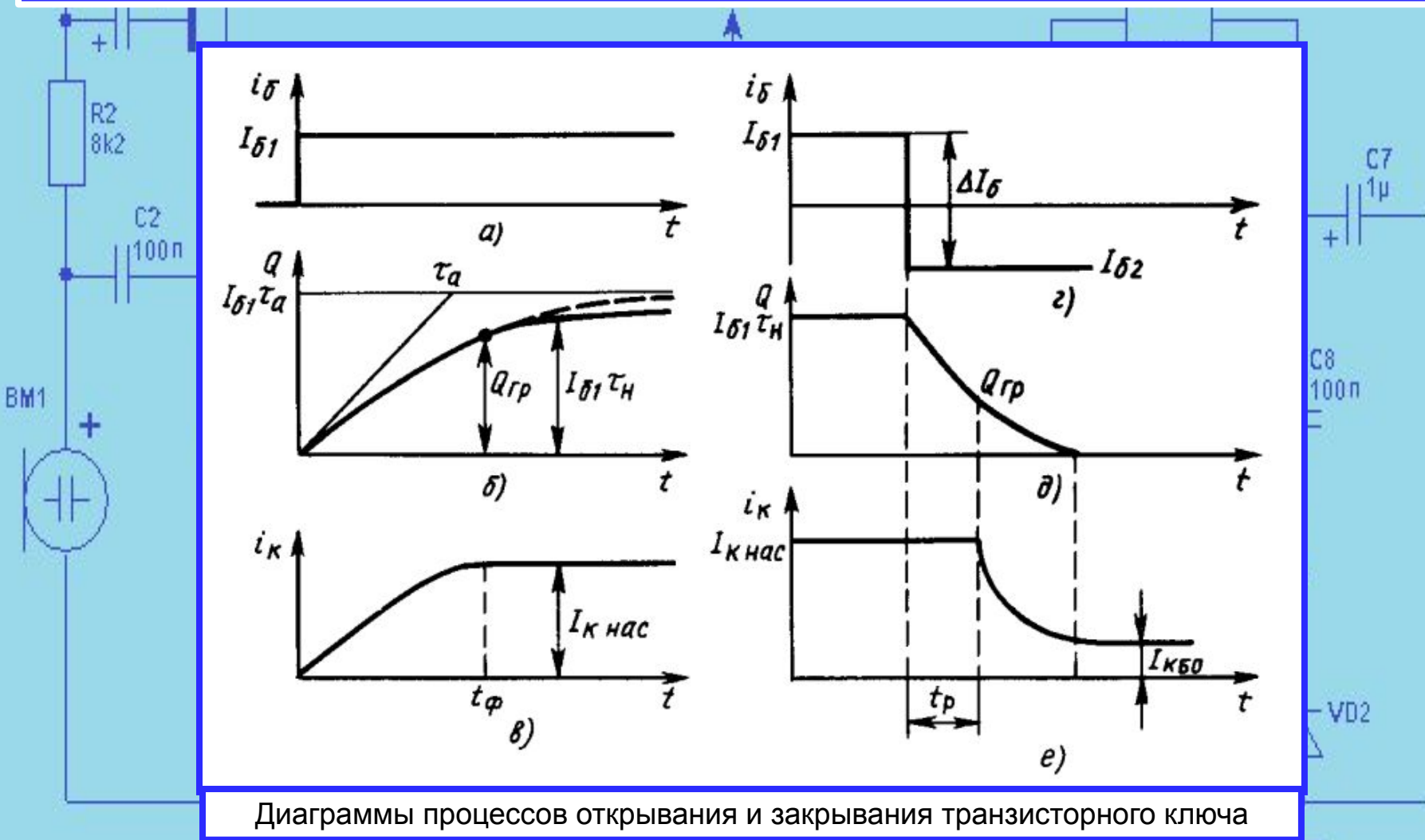
Условимся, вне зависимости от типа электропроводности транзистора и соответственно направления тока, протекающего через него, считать, что этап открывания ключа характеризуется положительным фронтом, а этап закрывания — отрицательным.

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:  $Q = I_{62} \tau_n$ :

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

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  $Q(0) = I_{61} \tau_n$ , найдем время рассасывания:

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

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

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

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.

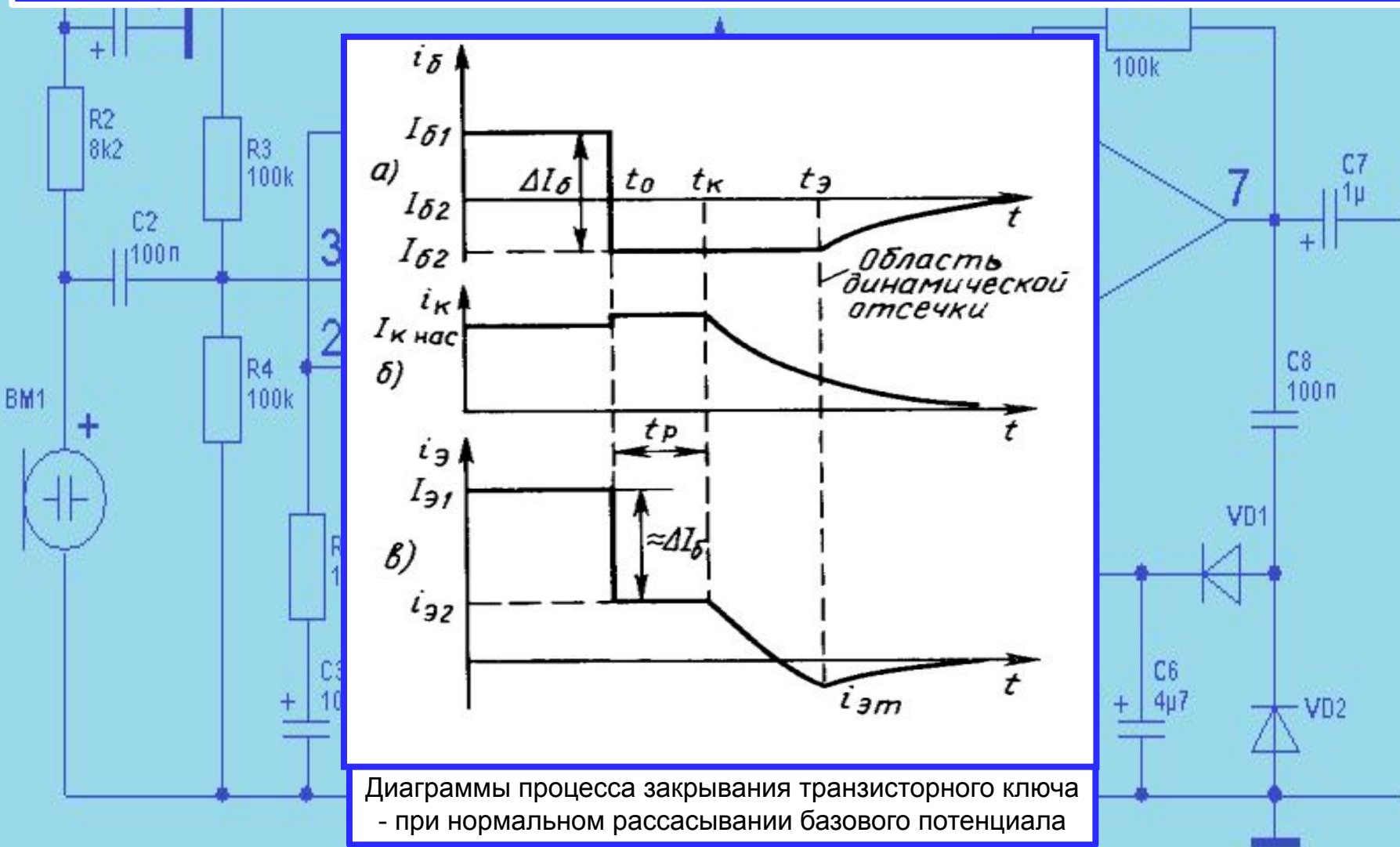
Рассасывание избыточного заряда может произойти одновременно у коллекторного и эмиттерного переходов, а также окончиться раньше у коллекторного или эмиттерного перехода. В зависимости от того, где раньше произойдет рассасывание, картина переходного процесса несколько меняется.

### 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,

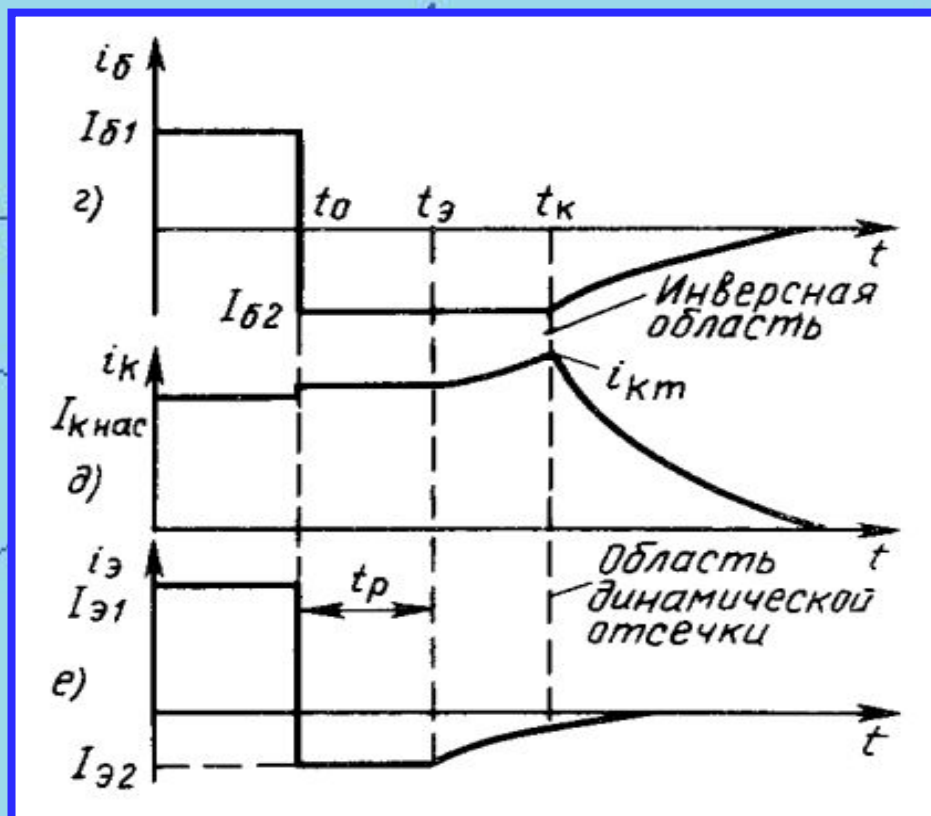
$$t_{\phi} = \tau_a \ln \frac{I_{K \text{нас}} / h_{21\varepsilon} - I_{\delta 2}}{-I_{\delta 2}} = \tau_a \ln \left( 1 + \frac{I_{B \text{нас}}}{|I_{\delta 2}|} \right).$$



Диаграммы процесса закрывания транзисторного ключа - при нормальном рассасывании базового потенциала

## 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  $t_3$  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.

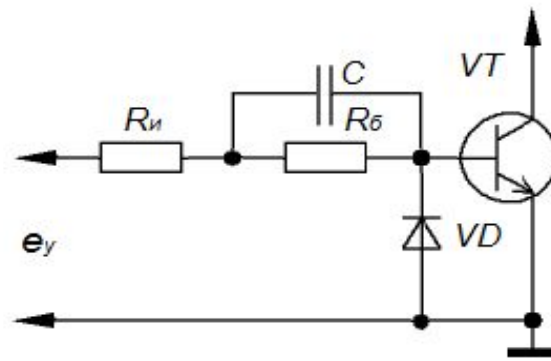
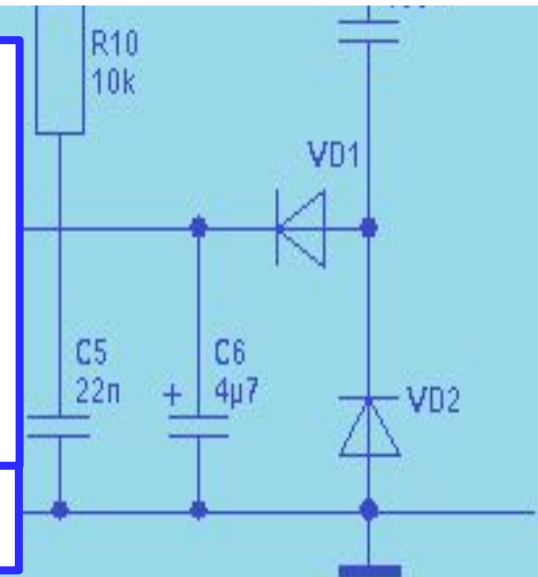


Схема ключа с диодной фиксацией базового потенциала





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.

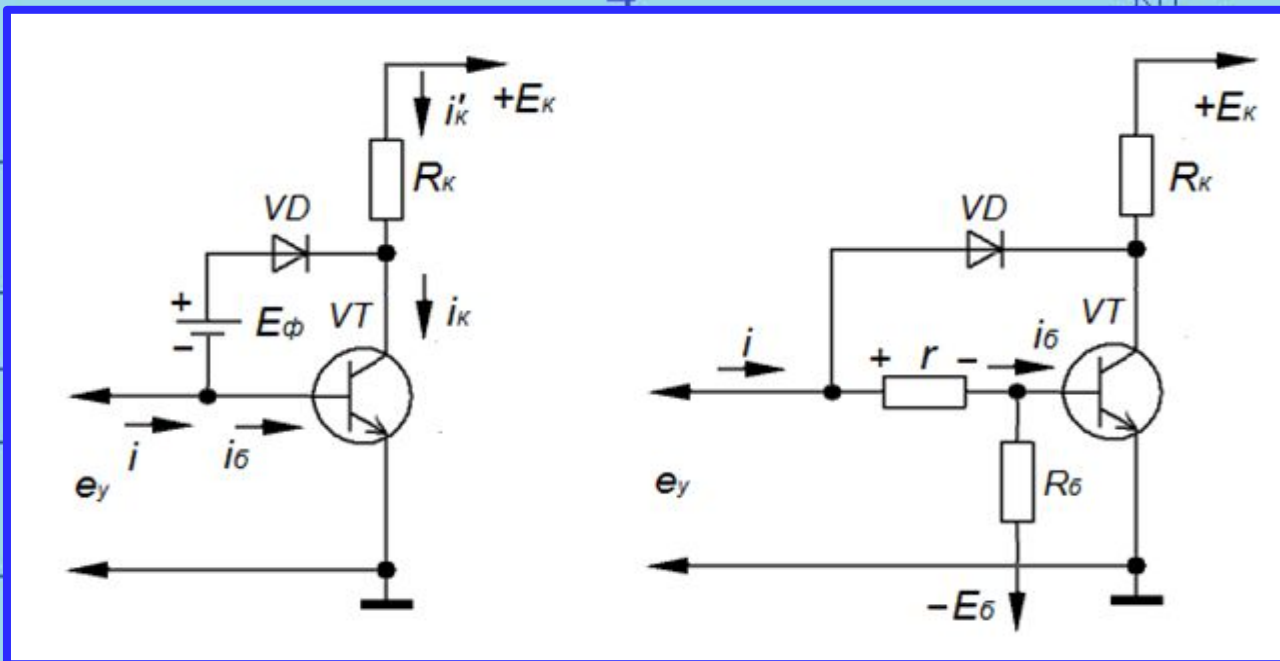
Основной смысл введения обратной связи заключается в фиксировании потенциала коллектора относительно потенциала базы.

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).

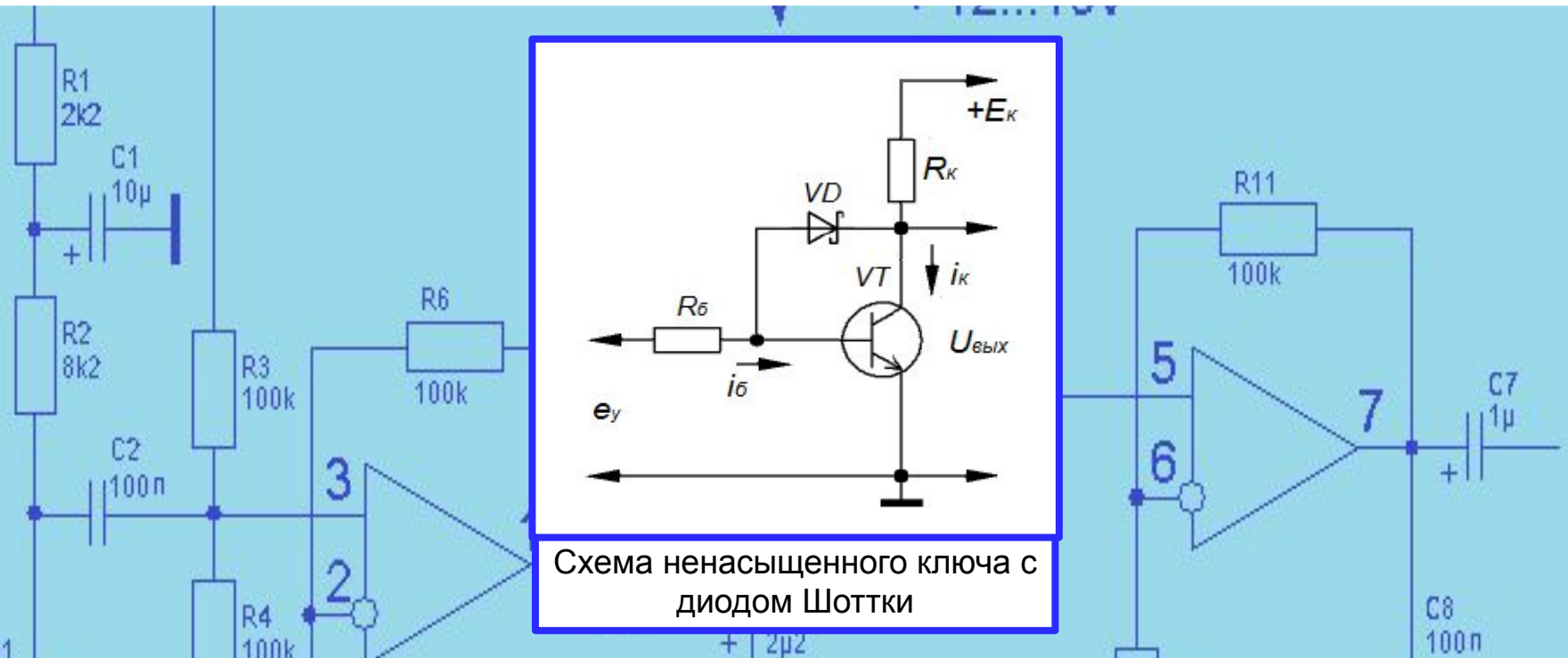


Схема ненасыщенного ключа с диодом Шоттки

Диоды Шоттки имеют малое время восстановления (не превышает 0,1 нс), низкое напряжение отсывания (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.