

Лабораторная работа № 4.

Транзисторные ключи

Цели работы – изучить свойства и работу схем ключей на биполярных транзисторах.

4.1 Краткое описание лабораторной работы

- В лабораторной работе рассчитываются и исследуются схемы транзисторных ключей на биполярных транзисторах типа BC546.
- Рассматриваются схемы обычного транзисторного ключа, форсированного транзисторного ключа, ключа на основе схемы Дарлингтона.
- Исследуется схема диодной защиты ключа при управлении индуктивными нагрузками (обмоткой возбуждения электромагнитного реле на 5В).

4.2. Основные теоретические сведения

Электронный ключ – схема, используемая на практике для управления нагрузками, индикаторами, электромагнитными реле. Данная схема предназначена для работы в двух режимах. Если ключ открыт, через нагрузку протекает ток, определяемый напряжением питания и сопротивлением нагрузки. Если же ключ закрыт, то ток пренебрежимо мал, нагрузка отключена. Ток управления транзисторным ключом обычно много меньше тока нагрузки.

В современной схемотехнике транзисторные ключи строят на полевых и биполярных транзисторах. В высокочастотной импульсной технике большее распространение получили схемы на полевых транзисторах, в то время как для управления реле, индикаторами средней и малой мощности и т.п. чаще используются более дешевые решения на биполярных транзисторах. Большинство практических схем ключей на биполярных транзисторах являются ключами с общим эмиттером, где нагрузка включается в коллекторную цепь.

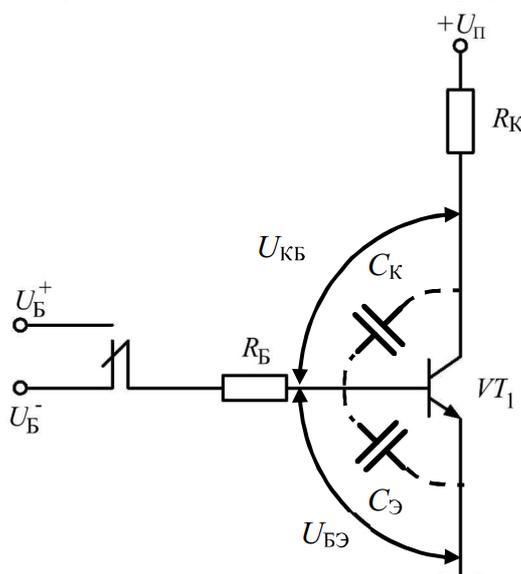


Рис. 4.1. Схема транзисторного ключа с общим эмиттером

Транзистор в такой схеме, если она рассчитана верно, находится большую часть времени находится в двух режимах: в режиме насыщения (ключ открыт) и в режиме отсечки (ключ закрыт).

В **режиме отсечки** на коллекторном переходе транзистора действует обратное напряжение, на эмиттерном – обратное или нулевое. В коллекторной цепи протекает ток,

близкий к обратному току коллекторного перехода. Он ничтожно мал, поэтому в расчетах его не учитывают. Обратный ток эмиттерного перехода имеет тот же порядок. Входное и выходное сопротивления ключа в таком режиме принимают, соответственно, бесконечно большими.

Прямая ветвь входной статической характеристики в первом приближении представляется экспоненциальной зависимостью тока базы I_B от напряжения база-эмиттер $U_{БЭ}$ (см. рис. 4.2, а) В принципе, сколь угодно малое увеличение напряжения $U_{БЭ}$ вызывает рост тока базы, однако, заметным этот рост становится только после достижения напряжением база-эмиттерного перехода некоторой величины. Эту величину называют напряжением отпираания $U_{ОТП}$, для кремниевых транзисторов оно составляет порядка 0.6-0.7 В.

На выходной статической характеристике (рис. 4.2, б) режиму отсечки соответствует точка А: все напряжение питания $U_{П}$ падает на цепи коллектор-эмиттер закрытого транзистора.

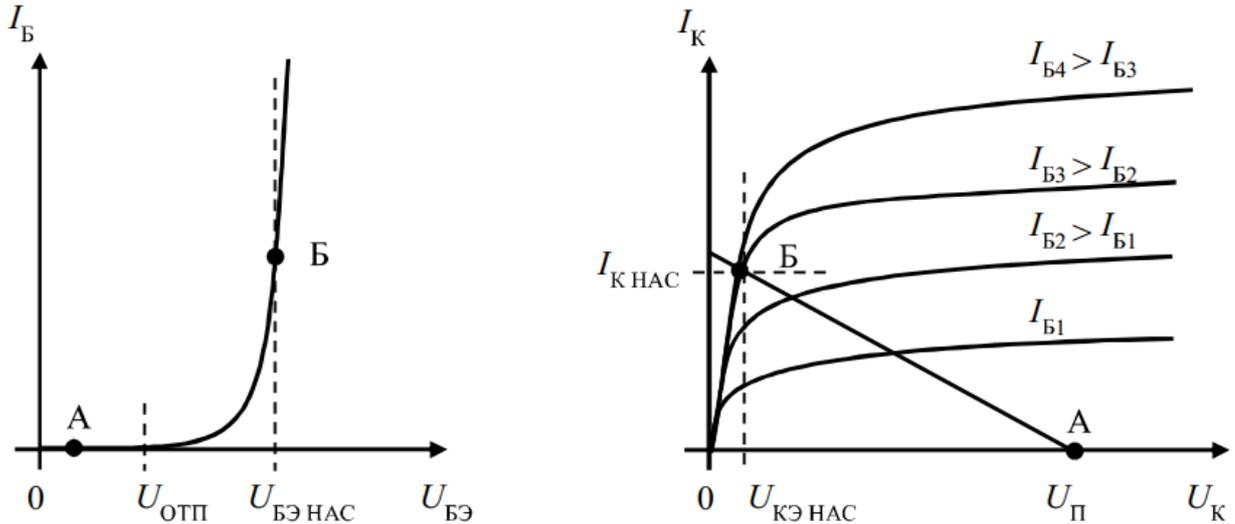


Рис. 4.2. Входная (а) и выходная (б) характеристики транзисторного ключа

По мере роста напряжения на входе и достижения им значений $U_{БЭ} > U_{ОТП}$, транзистор открывается, коллекторный I_K и базовый I_B токи увеличиваются. Коллекторное напряжение $U_{КЭ}$ уменьшается, т.к. при наличии тока I_K часть напряжения питания $U_{П}$ падает на нагрузочном резисторе R_K . Пока при увеличении тока I_B на коллекторном переходе имеется обратное напряжение (т.е. $U_K > U_B$), транзистор работает в активном режиме и для токов справедливо соотношение:

$$I_K \approx h_{21Э} \cdot I_B. \quad (4.1)$$

При некотором значении базового тока потенциал коллектора и потенциал базы оказываются равны. Дальнейшее увеличение токов базы I_B и коллектора I_K приводит к появлению прямого напряжения $U_{КБ}$ на база-коллекторном переходе. Когда оно вырастает до уровня $U_{КБ} = -U_{ОТП}$, в прямом направлении оказываются включены оба перехода транзистора. Дальнейшее увеличение тока базы уже не приводит к росту коллекторного тока. Транзистор оказывается в **режиме насыщения**, в котором коллекторный ток неизменен и равен $I_{К НАС}$. Пропорциональная зависимость между токами базы и коллектора перестает выполняться. Напряжение на коллекторе $U_{КЭ НАС}$ оказывается меньше напряжения база-эмиттерного перехода ($U_{КЭ НАС} < U_{БЭ НАС}$) и для кремниевых транзисторов составляет порядка 0.2-0.3 В. Напряжение насыщения база-эмиттерного перехода $U_{БЭ НАС}$ примерно на 100мВ превышает его напряжение отпираания $U_{ОТП}$.

Токи, которые протекают в цепях транзистора в режиме насыщения, определяются простыми соотношениями:

$$I_{Б НАС} = (U_B^+ - U_{БЭ НАС}) / R_B, \quad (4.2)$$

$$I_{K НАС} = (U_{П} - U_{КЭ НАС}) / R_K \approx U_{П} / R_K .$$

где U_B^+ – напряжение источника, управляющего ключом (отпирающего ключ), а $U_{П}$ – напряжение источника питания нагрузки. В практических схемах очень часто выполняется неравенство $U_B^+ < U_{П}$, когда низковольтная схема при помощи транзисторного ключа управляет более высоковольтной нагрузкой.

Для корректной работы транзисторного ключа удобно ввести критерий насыщенного состояния транзистора по току. На границе активного режима и режима насыщения

$$U_{КБ} = -U_{ОПП} ,$$

$$I_{K НАС} = h_{21Э} \cdot I_{Б ГР} ,$$

где $I_{Б ГР}$ – базовый ток, при котором транзистор переходит в режим насыщения. Тогда критерий режима насыщения можно с учетом (4.1) записать как

$$I_{Б НАС} > I_{Б ГР} = I_{K НАС} / h_{21Э} , \quad (4.3)$$

$$I_{Б НАС} > I_{Б ГР} = U_{П} / (R_K \cdot h_{21Э}) .$$

Помехоустойчивость транзисторного ключа удобно описывать через коэффициент насыщения, который вычисляется как

$$K_{НАС} = I_{Б НАС} / I_{Б ГР} = h_{21Э} \cdot I_{Б НАС} / I_{K НАС} = h_{21Э} \cdot I_{Б НАС} \cdot R_K / U_{П} . \quad (4.4)$$

Чем больше коэффициент насыщения, тем выше помехозащищенность транзисторного ключа (тем труднее помехе вывести его из режима насыщения), однако с ростом коэффициента насыщения снижается быстродействие транзисторного ключа и растет ток, отбираемый от схемы управления в базу транзистора.

Полное описание динамики транзисторного ключа, т.е. процессов его включения и выключения, которые определяют конечное быстродействие схемы, довольно сложно.

Первым этапом **включения транзисторного ключа** является **этап задержки включения**. На этом этапе происходит перезарядка емкостей СЭ и СК (см. рис. 4.1). В первом приближении на этом этапе схему транзисторного ключа можно представить упрощенной схемой, согласно рис. 4.3.

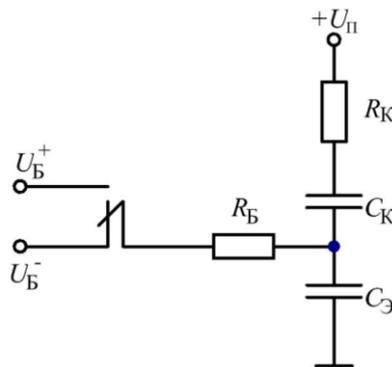


Рис. 4.3. Эквивалентная схема транзисторного ключа на этапе задержки включения

В практических схемах обычно $R_B \gg R_K$ (как минимум, в десятки раз), так что схему можно дополнительно упростить, приняв сопротивление R_K равным нулю. Несложно показать, что если в нулевой момент времени на такую цепь подается прямоугольный импульс отпирающего ключ сигнала (скачкообразный переход входного напряжения с уровня U_B^- на U_B^+), зависимость напряжения на выходе цепи от времени будет определяться законом

$$U_{БЭ}(t) = U_B^+ - (U_B^+ - U_B^-) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{3Д}}\right), \quad (4.5)$$

где $\tau_{3Д} = R_B \cdot (C_K + C_Э)$ – постоянная времени упрощенной эквивалентной цепи. Стадия задержки заканчивается, когда напряжение $U_{БЭ}(t)$ достигает уровня $U_{ОПН} \approx U_{БЭ НАС}$, тогда решив (4.5), получим:

$$t_{3Д} = \tau_{3Д} \cdot \ln \left(\frac{U_B^+ - U_B^-}{U_B^+ - U_{БЭ НАС}} \right). \quad (4.6)$$

На временной диаграмме напряжений схемы транзисторного ключа этот этап включения характеризуется неизменностью напряжения в коллекторной цепи при том, что уровень входного напряжения уже равен U_B^+ (см. рис. 4.4).

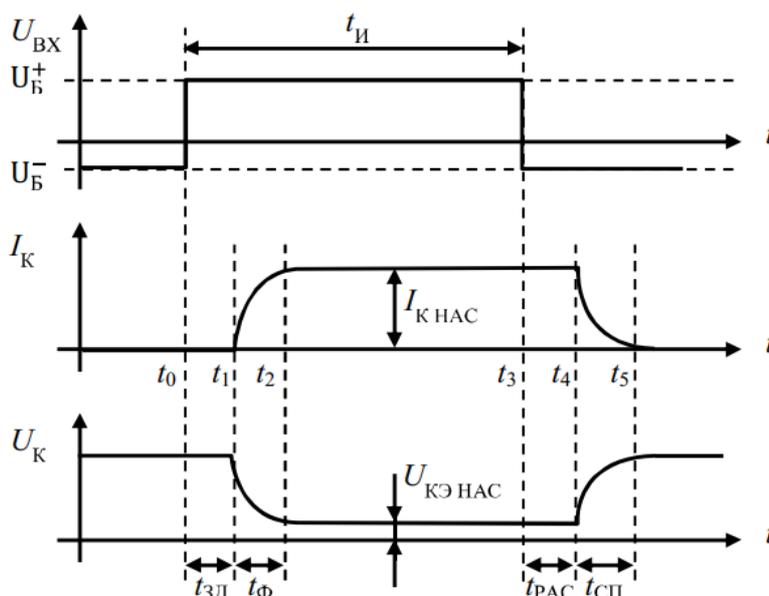


Рис. 4.4. Временные диаграммы работы транзисторного ключа

В момент времени t_1 эмиттерный переход открывается, начинается процесс нарастания коллекторного тока и снижения напряжения на коллекторе. Этот этап открытия транзисторного ключа называется **этапом формирования фронта**. Он имеет место до момента, когда транзистор переходит в режим насыщения. Длительность сформированного фронта t_{Φ} рассчитывается согласно соотношению:

$$t_{\Phi} = \tau \cdot \ln \left(\frac{h_{21Э} \cdot I_B^+}{h_{21Э} \cdot I_B^+ - I_{К НАС}} \right) \quad (4.7)$$

где τ – время жизни неосновных носителей в базе. Важным выводом из (4.7) являются закономерности, связывающие длительность фронта и токи в схеме: чем больше базовый ток, тем выше быстродействие транзисторного ключа при открытии, а увеличение тока нагрузки наоборот, увеличивает длительность фронта напряжения на нагрузке схемы и снижает скорость открытия транзистора.

Выключение транзисторного ключа начинается после того, как уровень напряжения на входе схемы скачкообразно уменьшается до уровня U_B^- , а базовый ток обнуляется или, в более общем случае, меняет свое направление и становится равным

$$I_B^- = \frac{(U_B^- - U_{БЭ НАС})}{R_B}$$

В результате этого начинается **стадия рассасывания** неосновных носителей заряда в базе. Несмотря на уменьшение заряда, транзистор некоторое время находится в режиме насыщения и коллекторный ток остается равным $I_{К НАС}$. Эта стадия заканчивается в момент времени t_4 (рис. 4.4), когда концентрация неосновных носителей около коллекторного перехода уменьшается до нуля и на нем восстанавливается обратное напряжение, указывающее на переход транзистора в активный режим. Интервал времени $t_{РАС} = t_4 - t_3$ определяет задержку

среза импульса коллекторного тока и называется временем рассасывания. Его можно приближенно определить из соотношения

$$t_{PAC} = \tau_{HAC} \cdot \ln \left(\frac{I_B^+ + I_B^-}{I_B^- + \frac{I_{K HAC}}{h_{21Э}}} \right), \quad (4.8)$$

которое показывает взаимосвязь длительности этапа рассасывания и схемотехнических параметров работы схемы.

На заключительном этапе закрытия транзисторного ключа, **стадии формирования спада**, происходит уменьшение базового и коллекторного токов, нарастание напряжения $U_{КЭ}$. Точное описание процессов, которые происходят в транзисторе, весьма сложно. На практике доминирующим фактором, который определяет скорость закрытия ключа, обычно является процесс зарядки емкости коллектора C_K и емкости нагрузки C_H . Если учитывать только этот основной фактор, то оценка длительности спада может быть выполнена при помощи очень простого соотношения:

$$t_{СП} = (3..5) \cdot R_K \cdot (C_K + C_H). \quad (4.9)$$

На практике длительность среза тока нагрузки транзисторного ключа почти всегда оказывается много выше длительности фронта. Если говорить о напряжении, то ситуация обратная: осциллограмма напряжения на коллекторе ключа, построенного на n-p-n транзисторе, представляет собой прямоугольные импульсы с короткими временами среза и на порядки более длительными временами фронта.

Анализ приведенных соотношений подсказывает меры по увеличению быстродействия транзисторных ключей. Так, увеличение базового тока I_B^+ согласно (4.7) снижает длительность фронта тока, однако при этом увеличится время рассасывания t_{PAC} согласно (4.8). Более того, увеличение базового тока увеличивает нагрузку на источник управляющего сигнала и вообще повышает энергопотребление любого устройства.

Построить схему, которая разрешила бы это противоречие, т.е. обеспечивала бы большой уровень тока при переключениях, но во включенном состоянии обеспечивала бы небольшой коэффициент насыщения транзистора, несложно. В стандартную схему транзисторного ключа добавляют конденсатор, шунтирующий базовый резистор R_B (рис. 4.5, а). Такой конденсатор называют **форсирующим**. Т.к. он не может перезарядиться мгновенно, непосредственно после переключения входного напряжения с уровня U_B^- на уровень U_B^+ , ток базы имеет максимальное значение $I_B^+(0) \approx U_B^+ / R_{ВХ}$, где $R_{ВХ}$ – входное сопротивление транзистора. По мере зарядки форсирующего конденсатора ток базы опускается до уровня $I_B^+ \approx \frac{U_B^+ - U_{БЭ HAC}}{R_B}$, что существенно

меньше величины $I_B^+(0)$, т.к. в реальных схемах электронных ключей всегда справедливо соотношение $R_{ВХ} < R_B$.

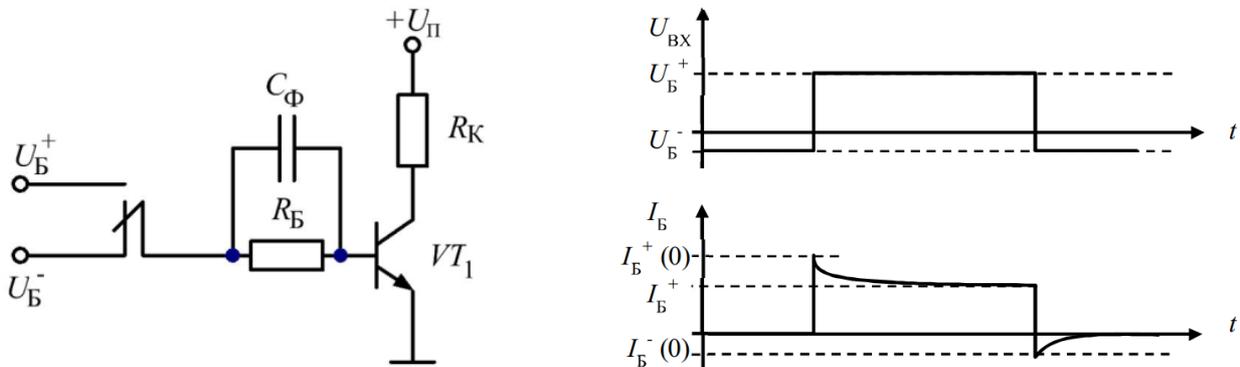


Рис. 4.5. Схема транзисторного ключа с форсирующим конденсатором (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Форсирующий конденсатор снижает не только время фронта, но и время рассасывания t_{PAC} . Когда транзистор открыт сколько-нибудь длительное время, конденсатор C_ϕ заряжен до уровня напряжения $(U_B^+ - U_{БЭ НАС})$. Когда входное напряжение скачкообразно меняется на U_B^- , напряжение на форсирующем конденсаторе складывается с этой величиной и начальный ток выключения базы составляет $I_B^-(0) \approx \frac{U_B^+ + U_B^- - U_{БЭ НАС}}{R_{BX}}$, что существенно больше чем ток выключения без форсирующего конденсатора (или после его перезарядки) $I_B^- \approx \frac{U_B^- - U_{БЭ НАС}}{R_{BX}}$.

Бесконтрольно увеличивать емкость форсирующего конденсатора нельзя, т.к. его наличие увеличивает длительность переходных процессов, длительность импульсов управляющего тока при переключении схемы. Обычно эту емкость выбирают, учитывая временные параметры работы ключевой схемы из простого соотношения $C_\phi \approx t_\phi / R_B$.

Другой популярный способ повышения быстродействия транзисторных ключей заключается в том, что в схеме искусственно ограничивается глубина насыщения транзистора. Такие схемы еще называют схемами с линейной обратной связью. Так, если шунтировать базокolleкторный переход транзистора диодом Шоттки (рис. 4.6), имеющим меньшее, чем у кремниевого р-п перехода прямое падение напряжения, существенного накопления неосновных носителей заряда в базе транзистора происходить не будет, а скорость, как открытия, так и закрытия транзистора возрастет. Вместе с тем у данной схемы есть недостаток: напряжение на коллекторе транзистора в открытом состоянии оказывается выше, чем у обычного транзисторного ключа в режиме глубокого насыщения.

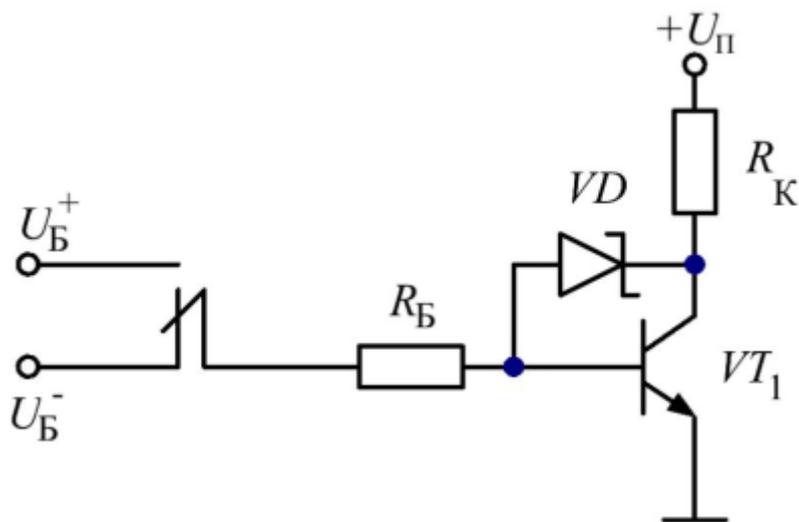


Рис. 4.6. Схема транзисторного ключа с диодом Шоттки

В современной схемотехнике транзисторные ключи очень часто используют в качестве буферов какой-либо маломощной цифровой схемы, управляя таким образом мощными нагрузками: обмотками мощных реле, индикаторными и т.п. Для нормальной работы транзисторного ключа ток базы должен быть не более чем в $(2...3) \cdot h_{21Э}$ раз меньше тока нагрузки. Даже с учетом довольно больших типичных значений коэффициентов передачи по току транзисторов (десятки, сотни) порой этого оказывается недостаточно. В этом случае применяют схему составного транзистора, или схему Дарлингтона (рис. 4.7).

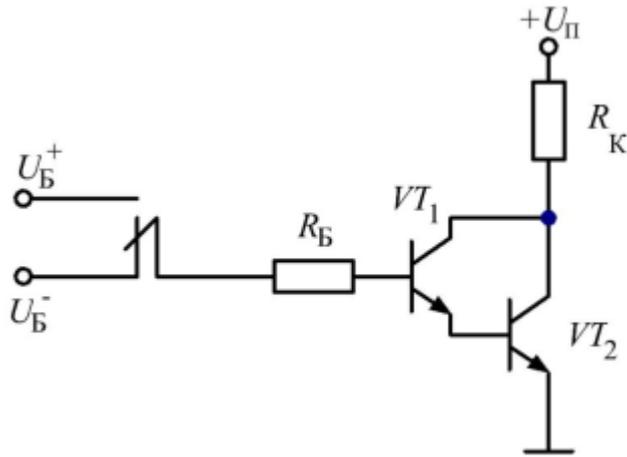


Рис. 4.7. Составной транзистор Дарлингтона

Ток, который течет в базу составного транзистора в открытом состоянии можно вычислить как $I_B = \frac{U_B^+ - 2 \cdot U_{БЭ}}{R_B}$, а коэффициент передачи по току такого транзистора равен произведению $h_{21Э}$ двух транзисторов, использованных в схеме, или $(h_{21Э})^2$, если транзисторы одинаковые.

Недостатком такой схемы является необходимость использовать для управления ключом более высоковольтный источник. Очевидно, такой ключ невозможно открыть при помощи источника напряжения, величиной меньшей, чем $2 \cdot U_{БЭ} \approx 1.4 \text{ В}$.

Другим недостатком схемы является тот факт, что в открытом состоянии напряжение $U_{КЭ}$ составного транзистора весьма велико и обычно превышает $U_{КЭ \text{ НАС}}$ обычного транзистора на величину $U_{БЭ}$ (порядка 0.7 В). Выходной транзистор, эмиттер которого подключен к земле, фактически, никогда не входит в режим насыщения, т.к. его базо-коллекторный переход шунтирован входным транзистором и всегда смещен в обратном направлении.

Естественно, составной транзистор Дарлингтона можно применять и в линейных (усилительных) схемах.

Составные транзисторы Дарлингтона очень часто выпускаются в виде интегральных компонентов или даже сборок, таких, как чрезвычайно популярная линейка микросхем ULN200х. Такие компоненты также часто снабжаются встроенными резисторами, рассчитанными на работу с рядом стандартных цифровых источников управляющих напряжений U_B^+ .

Если в качестве нагрузки для транзисторного ключа выступает катушка индуктивности, такой ключ необходимо в обязательном порядке защищать диодом (кремниевым или диодом Шоттки). Схема, показанная на рис. 4.8, применяется, например, в любом устройстве, содержащем электромагнитные реле. Катушка индуктивности электромагнитного реле представляет собой индуктивность достаточно большой величины. Для индуктивности справедливо соотношение, связывающее ток, протекающий через нее, и напряжение на ее выводах:

$$U_L = \frac{di_L}{dt} .$$

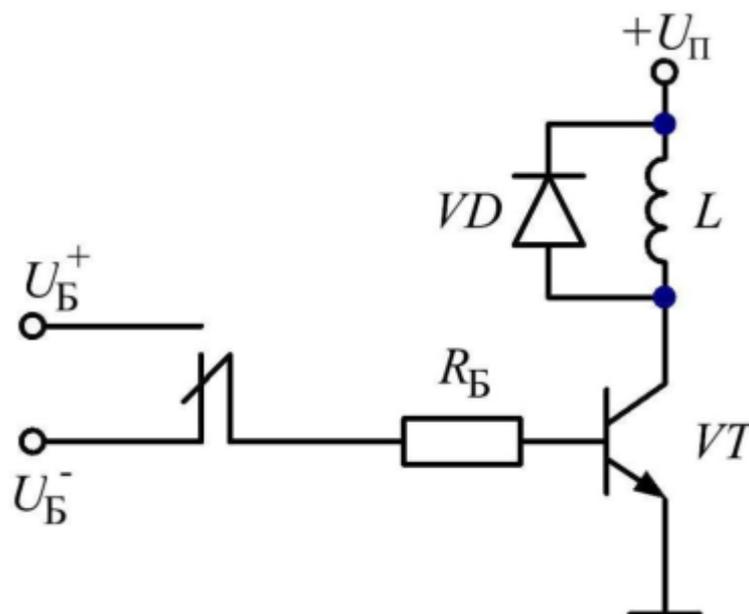


Рис. 4.8. Транзисторный ключ с защитным диодом для управления индуктивной нагрузкой

В случае, когда транзисторный ключ на рис. 4.8 открыт, через катушку индуктивности протекает некоторый ток, который на практике ограничивается омическим сопротивлением провода, из которого изготовлена катушка.

В момент времени, когда транзистор закрывается, ток обрывается. Крутизна спада тока достаточно велика: время закрытия транзисторного ключа составляет доли миллисекунды. В этот момент производная тока катушки принимает отрицательные значения, т.е. катушка генерирует на своих выводах выброс напряжения, имеющего обратную полярность с точки зрения направления первоначального протекания тока. В схеме, показанной на рис. 4.8, это означает, что без защитного диода напряжение $U_{КЭ}$ в момент закрытия ключа значительно превысит напряжение питания схемы и выведет транзистор из строя. Защитный диод блокирует этот выброс напряжения: энергия, запасенная в дросселе во время протекания через него тока, выделяется в виде тепла на прямосмещенном диоде, а напряжение $U_{КЭ}$ не превышает величины $U_{П} + U_{Д}$, где $U_{Д}$ – падение напряжения на прямосмещенном диоде, согласно его ВАХ.

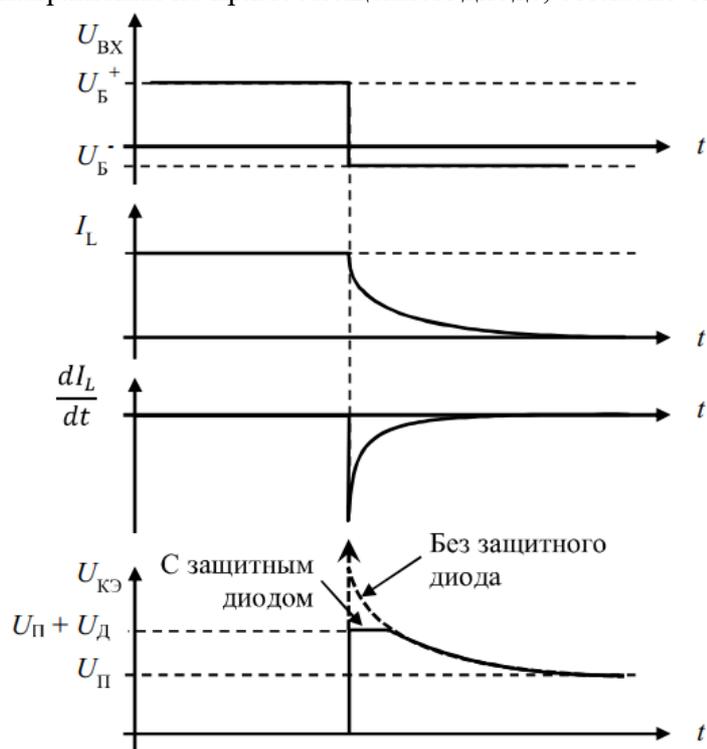


Рис. 4.9. Временные диаграммы схемы ключа, управляющего индуктивной нагрузкой.

С другой стороны, описанная особенность катушек индуктивности применяется и с пользой для построения схем повышения напряжения, генераторов высокого напряжения, электрошокеров, систем зажигания бензиновых двигателей и т.д. Описанный эффект вполне пригоден для создания импульсов напряжения амплитудой в киловольты.

5.3. Задание на проведение исследований

1. Соберите схему транзисторного ключа на n-p-n транзисторе (рис. 4.10, а). Задав напряжение питания $U_{\Pi} = 12$ В и амплитуду напряжения входного управляющего сигнала $U_{ВХ} = 5$ В, можно рассчитать величины резисторов в цепях базы и коллектора.

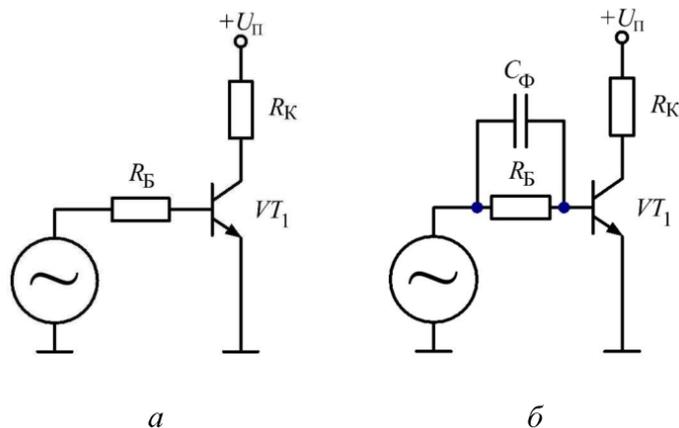


Рис. 4.10. Схема простого транзисторного ключа (а) и транзисторного ключа с форсирующим конденсатором (б)

Для того чтобы транзистор открывался в режиме насыщения, необходимо выполнение условия:

$$I_{\bar{o}} > \frac{I_{\kappa}}{\beta}. \quad (4.10)$$

Эмиттер транзистора подключен к земле, поэтому потенциал базы примерно равен 0.7 В, падение напряжения на резисторе базы равно $(U_{ВХ} - 0.7)$ В. Транзистор находится в режиме насыщения, поэтому потенциал коллектора равен напряжению насыщения транзистора $U_{КЭ НАС} = 0.1 \dots 0.3$ В и падение напряжения на резисторе коллектора примерно равно $(U_{\Pi} - 0.2)$ В. Тогда, согласно закону Ома, выражение (4.10) можно записать как

$$\frac{U_{ВХ} - 0.7}{R_B} > \frac{U_{\Pi} - 0.2}{R_K \cdot \beta}$$

Отсюда, подставив значения напряжений и взяв коэффициент усиления транзистора по току $\beta = 200$, можно получить соотношение для величин резисторов:

$$\frac{R_B}{R_K} < \frac{\beta \cdot (U_{ВХ} - 0.7)}{U_{\Pi} - 0.2} \approx 0.84 \quad (4.11)$$

Задав ток коллектора (ток нагрузки) 10 мА, можно получить $R_K = 1$ кОм; чтобы при этом выполнялось условие насыщения (4.11), возьмем $R_B = 47$ кОм.

2. В качестве источника управляющего сигнала используются прямоугольные униполярные импульсы амплитудой 5 В. Установите на схему генератор импульсов с значением выходной амплитуды 2.5 В, а также задайте положительное смещение (постоянную составляющую сигнала), равное также 2.5 В. Задайте также частоту выходного сигнала, равную 1 кГц. Напряжение источника питания $U_{\Pi} = 12$ В.

3. Выполните анализ схемы во временной области (Transient analysis). Убедитесь в работоспособности схемы, наблюдая входной и выходной сигналы.

4. Измерьте время задержки включения $t_{зд}$ и длительность фронта t_{ϕ} . Сохраните осциллограмму процесса включения (открытия) ключа. Результат измерения занесите в таблицу (Таблица 4.1).

5. Определите напряжение насыщения транзистора $U_{кэ\text{ нас}}$ при помощи горизонтального маркера. Это напряжение на выходе схемы (на коллекторе) в те моменты времени, когда транзистор открыт (насыщен). Результат измерения занесите в таблицу (Таблица 4.1).

6. Измерьте время рассасывания носителей $t_{рас}$ и длительность среза $t_{сп}$. Сохраните осциллограмму процесса выключения (закрытия) ключа. Результат измерения занесите в таблицу (Таблица 4.1).

Таблица 4.1. Результаты измерения параметров схемы транзисторного ключа

	R_B , кОм	47	15	10	4.7
процесс включения	$t_{зд}$, нс				
	t_{ϕ} , нс				
	полное время включения, ($t_{зд} + t_{\phi}$), нс				
транзистор открыт	$U_{кэ\text{ нас}}$, В				
процесс выключения	$t_{рас}$, нс				
	$t_{сп}$, нс				
	полное время выключения, ($t_{рас} + t_{сп}$), нс				

Повторите измерения для других номиналов резистора R_B .

7. Соберите схему транзисторного ключа с форсирующим конденсатором (рис. 4.10, б). Для этого просто подключите конденсатор параллельно базовому резистору. Емкость форсирующего конденсатора C_{ϕ} можно рассчитать, зная длительность фронта при данном резисторе в цепи базы:

$$C_{\phi} \cdot R_B \approx t_{\phi}$$

Как правило, $C_{\phi} = 30..50$ пФ.

8. Повторите измерения согласно п.п. 4 и 6 для схемы ключа с форсирующим конденсатором. Измерять величину $U_{кэ\text{ нас}}$ не нужно, т.к. форсирующий конденсатор не меняет статических режимов работы биполярного транзистора. Сохраните осциллограмму для одного номинала резистора R_B на ваш выбор.

9. Соберите схему транзисторного ключа с диодом Шоттки (рис. 4.11, а). Для этого сначала отключите форсирующий конденсатор, а затем подключите диод Шоттки типа ВАТ43 между базой и коллектором транзистора.

10. Повторите измерения согласно п.п.4, 5, 6 для схемы ключа с диодом Шоттки. Наличие диода Шоттки влияет на величину $U_{кэ\text{ нас}}$, уменьшая глубину насыщения транзистора, так что измерять ее необходимо. Сохраните осциллограмму для одного номинала резистора R_B на ваш выбор.

11. Соберите схему транзисторного ключа на составном транзисторе по схеме Дарлингтона (рис. 4.11, б) и повторите для этой схемы измерения согласно п.п.4, 5, 6. Из-за того, что коэффициент усиления по току пары Дарлингтона очень велик (он равен примерно $\beta_1 \cdot \beta_2 = \beta^2$), в качестве сопротивлений резисторов в цепи базы используйте 47, 100, 220, 470 кОм. Осциллограмму следует сохранить только для какого-то одного номинала резистора R_B на ваш выбор.

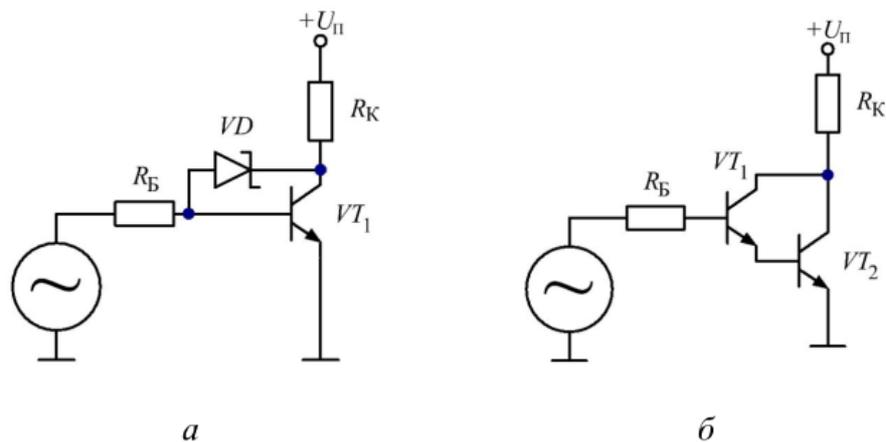


Рис. 4.11. Схемы быстродействующего транзисторного ключа с диодом Шоттки (а) и транзисторного ключа на базе составного транзистора (б)

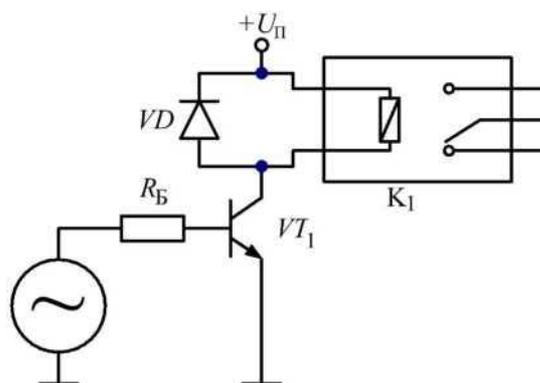


Рис. 4.12. Транзисторный ключ с защитным диодом для управления реле

12. Соберите схему простого транзисторного ключа, установив в качестве нагрузки электромагнитное реле (компонент Animated Relay). Установите напряжение питания равное 5 В. Установите параллельно дросселю реле защитный диод 1N4148. Подключите реле в коллекторную цепь транзистора: катод защитного диода должен быть подключен к цепи питания, анод - к коллектору транзистора. Установите на генераторе частоту в пределах 1-5 Гц. По умолчанию, указанное реле имеет сопротивление обмотки в 100 Ом. Тогда ток коллектора транзистора составит приблизительно $5 / 100 = 50$ мА. Минимальный ток базы при $\beta \approx 200$ должен составить, соответственно, $50 / 200 = 0.25$ мА. Взяв восьмикратный запас по базовому току для обеспечения глубокого насыщения, установим базовый ток на уровне 2 мА. Тогда сопротивление базового резистора должно составить $R = (5 - 0.7) / 2 = 2.15$ кОм. С учетом взятого запаса по току выберем ближайший доступный номинал $R = 2.2$ кОм.

13. Выполните анализ схемы во временной области (Transient analysis). Сохраните осциллограмму напряжения в коллекторной цепи при закрытии транзистора так, чтобы был отчетливо виден выброс напряжения, генерируемый индуктивностью обмотки возбуждения реле и подавляемый защитным диодом.

14. При помощи маркеров измерьте амплитуду выброса напряжения, подавляемого защитным диодом, и сравните полученную величину с прямым падением напряжения на защитном диоде.