

240

18
9K

Министерство высшего и среднего специального образования РСФСР

Ленинградский ордена Ленина
политехнический институт им. М.И.Калинина

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ И УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ

Методические указания к лабораторной работе

Автор : Б.А.Мартынов

Одобрено кафедрой радиофизики
(протокол заседания кафедры
радиофизики №2 от 31.10.89)

Ленинград
1989

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ И УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ

ВВЕДЕНИЕ. ЦЕЛЬ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ.

В процессе подготовки к работе и в ходе ее выполнения студенты получают и углубляют знания принципов построения и характеристик транзисторного ключа, триггера, однотактного релаксатора, автоколебательного мультивибратора и приобретают умение проводить измерения и оценочные расчеты основных параметров этих устройств.

Исследуемые устройства собираются на монтажной плате, содержащей часть соединительных проводников, в том числе, шину питания ($+E_K$) и шину заземления. На плате установлены транзисторы и имеются гнезда для подключения резисторов, конденсаторов и измерительных приборов.

Программой работы предусмотрены:

- снятие передаточных характеристик ключа-инвертора и триггера Шмитта;
- получение временных диаграмм для триггера Шмитта и однотактного релаксатора, работающих в режиме формирования прямоугольных импульсов;
- изучение влияния изменения параметров элементов автоколебательного мультивибратора на форму генерируемых импульсов.

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И СХЕМЫ УСТРОЙСТВ

I. Транзисторный ключ

Переключающие схемы, кратко именуемые *ключами*, - необходимые элементы практически всех импульсных и цифровых устройств. В одной из простейших реализаций ключа используется транзисторный каскад с общим эмиттером (ОЭ), представленный на рис. I.

Зависимость напряжения U_K на выходе каскада от управляющего напряжения E_y , подаваемого на вход, называют характеристикой передачи напряжения или передаточной характеристикой ключа (рис. 2). Если выходной ток каскада $i_{\text{вых}}$ пренебрежимо мал (ненагруженный ключ), то эту зависимость сравнительно несложно получить при помощи входных и выходных характеристик транзистора (рис. 3) и соотношений

$$E_y - U_B = R_B i_B, \quad E_K - U_B = R_K i_K.$$

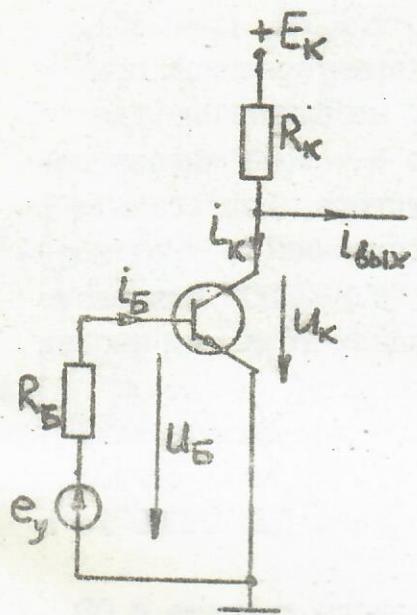


Рис.1. Транзисторный ключ
(каскад с ОЗ).

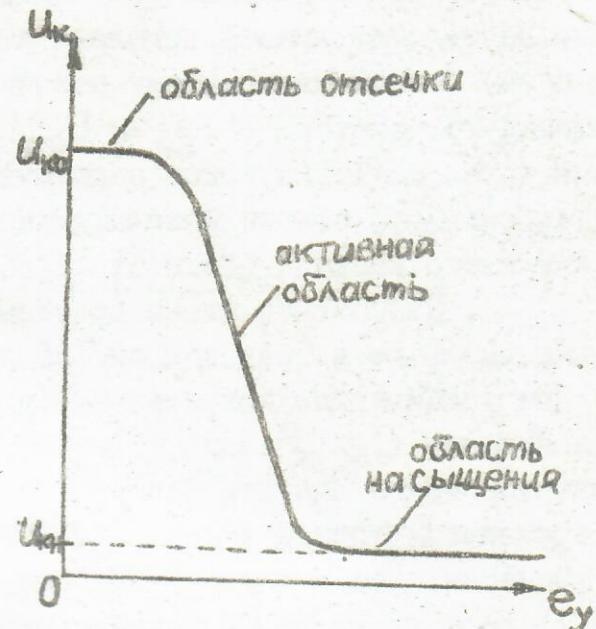


Рис.2. Передаточная характеристика ключа.

На рис.3б последнему уравнению соответствует наклонная прямая, отсекающая на координатных осях отрезки E_K и E_K/R_K .

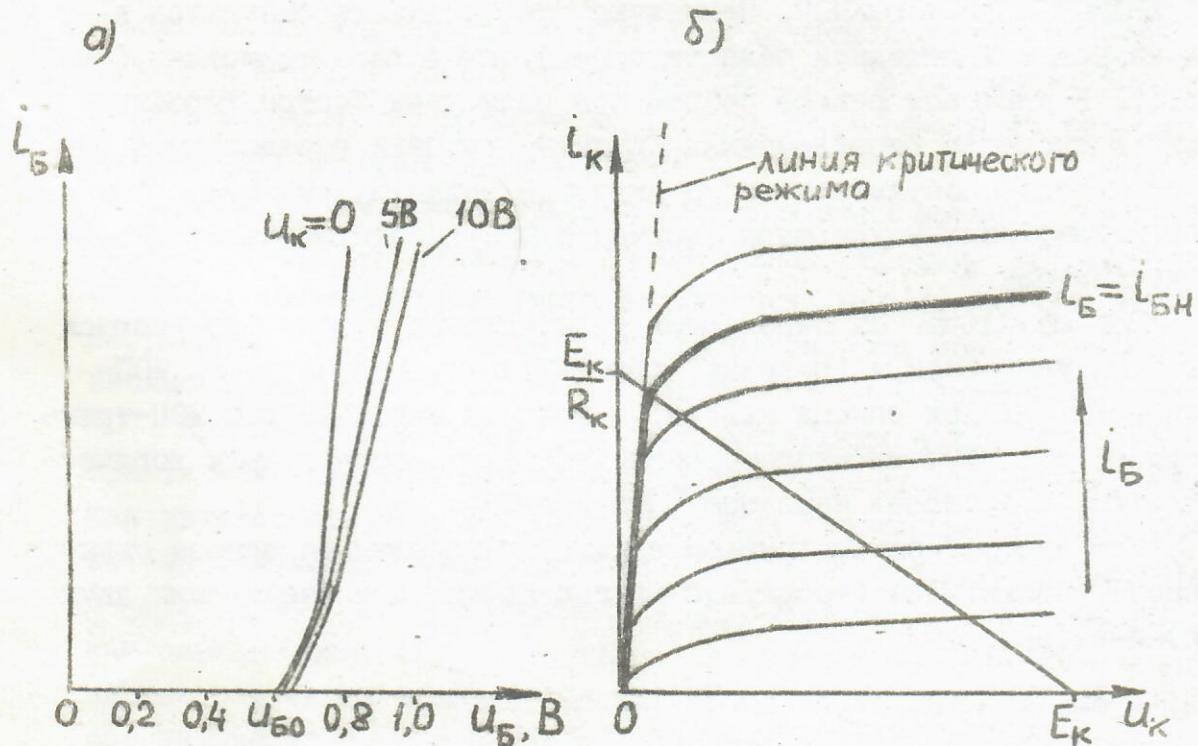


Рис.3. Входные (а) и выходные (б) характеристики транзистора.

В случае больших управляющих напряжений транзистор открыт (состояние ключа "ВКЛЮЧЕНО"). При этом, как правило, обеспечиваются базовые токи, достаточные для насыщения транзистора, т.е.

коллекторный ток принимает значения, лежащие на линии критического режима. При насыщении ток i_k равен $i_{kN} \approx E_k/R_k$ (рис.3б). На рис.3б толстой линией выделена выходная характеристика при токе базы, равном наименьшему значению i_{Bh} , необходимому для насыщения транзистора ($i_{Bh} = i_{kN}/B$, где B - коэффициент передачи тока базы). Глубокое насыщение транзистора, достигаемое при $i_b \gg i_{Bh}$, обычно нежелательно из-за снижения быстродействия ключевого каскада (см.п.5). В состоянии "ВКЛЮЧЕНО" отношение i_b / i_{Bh} , называемое степенью насыщения транзистора, во многих случаях выбирают в пределах от 1,5 до 3.

При управляющих напряжениях, для которых U_B меньше напряжения отсечки U_{B0} , коллекторный ток очень мал. В этом случае транзистор можно считать запертым (состояние ключа "ВЫКЛЮЧЕНО"). Для кремниевых транзисторов $U_{B0} \approx 0,6$ В.

Отметим, что в случае ключа на основе одного каскада с ОЭ (рис.1) рост входного напряжения приводит к уменьшению выходного (рис.2). По этой причине одиночный транзисторный ключ называют ключом-инвертором.

Транзистор, работающий в ключевом режиме, ведет себя подобно выключателю и большую часть времени находится в состоянии "ВКЛЮЧЕНО" и "ВЫКЛЮЧЕНО". Промежуточные состояния относятся к так называемой активной области передаточной характеристики (см. рис.2). В ключевом режиме работы эти состояния быстро "пробегаются" в процессе переключения. Крутизна участка передаточной характеристики, соответствующего активной области, тем выше, чем больше коэффициент усиления каскада с ОЭ, работающего как линейный усилитель.

Помимо ключей на биполярных транзисторах широко применяются ключи на униполярных (полевых) транзисторах, например, на МОП-транзисторах. При помощи ключей, в которых используются МОП-транзисторы, реализуются многообразные варианты интегральных логических схем, получившие название "МОП-логика".

Устройства, рассматриваемые ниже, выполнены на основе охваченного положительной обратной связью каскадного соединения двух ключей-инверторов.

2. Триггеры. Триггер Шмитта.

На рис.4а показан вариант соединения двух ключей, в котором выход первого ключа через делитель напряжения R_c , R_b связан с входом второго, а нагрузкой второго ключа, в свою очередь, является вход первого.

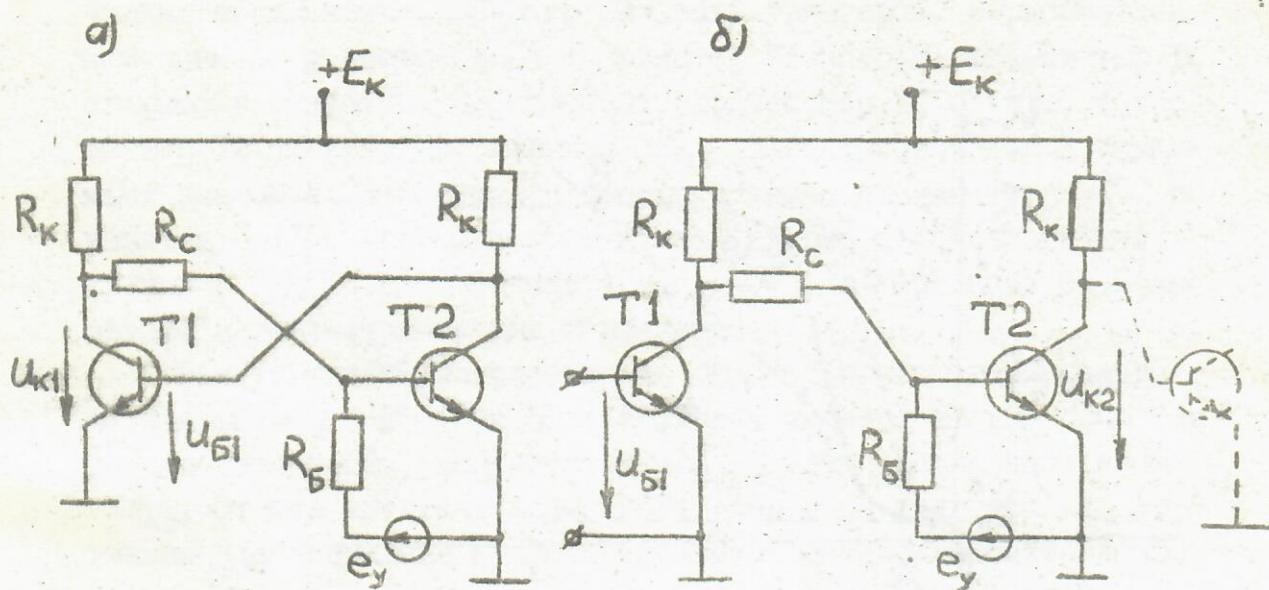


Рис.4. Триггер Шмитта (а) и каскадное соединение ключей в отсутствие обратной связи (б).

Остановимся сначала на вопросе о состояниях, в которых может находиться это устройство при управляющем напряжении $e_y = 0$. Анализ удобно начать с рассмотрения каскадного соединения тех же ключей при разорванной обратной связи (рис.4б). При этом 2-й каскад считается нагруженным на сопротивление, равное входному сопротивлению 1-го каскада (см. часть рис.4б, выполненную штриховой линией).

Если передаточные характеристики ключей известны, то, последовательно (по каскадам) рассматривая передачу напряжения в схеме рис.4б, можно получить зависимость напряжения U_{K2} от напряжения U_{B1} . Далее предполагается, что при $e_y = 0$ зависимость выглядит так, как показано сплошной линией на рис.5.

При значениях U_{B1} , соответствующих наиболее крутым, практически прямолинейному участку зависимости, рассматриваемая двухкаскадная схема - это линейный (пропорциональный) усилитель с коэффициентом усиления $K = dU_{K2}/dU_{B1}$. Нижнему ($U_{K2} \approx U_2^0$) и верхнему ($U_{K2} \approx U_2^1$) пологим участкам зависимости U_{K2} от U_{B1} соответствуют открытые и закрытые состояния транзистора T_2 . Из рис.5 видно, что каскадное соединение двух ключей-инверторов (рис.4б) ведет себя как неинвертирующий ключ (ключ-повторитель).

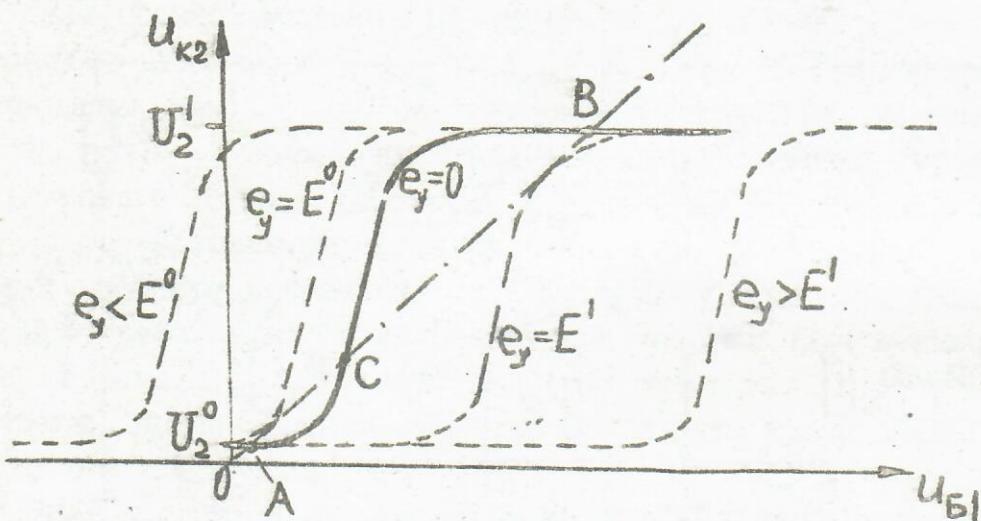


Рис.5. Определение равновесных состояний триггера.

При $e_y > 0$ для запирания транзистора T2 нужно подавать большее, чем при $e_y = 0$, входное напряжение U_{B1} . При $e_y < 0$ имеет место обратная ситуация. Отсюда следует возможность управления зависимостью U_{K2} от U_{B1} путем изменения напряжения e_y (рис.5).

Обратимся теперь к схеме, представленной на рис.4а. В случае этой схемы остается в силе связь между U_{K2} и U_{B1} , полученная для каскадного соединения без обратной связи. Однако, благодаря непосредственному соединению коллектора второго транзистора с базой первого

$$U_{B1} = U_{K2}$$

Поэтому при наличии обратной связи напряжения U_{B1} и U_{K2} не могут принимать других значений кроме тех, которые определяются координатами точек пересечения характеристики $U_{K2} = f(U_{B1})$ и прямой $U_{K2} = U_{B1}$ (штрих-пунктирная линия на рис.5). Пусть при $e_y = 0$ этих точек три (легко видеть, что случай трех точек пересечения возможен лишь при $K > I$). Можно показать, что устойчивыми состояниями равновесия оказываются только крайние точки A и B (см.рис.5), а средняя точка C соответствует неустойчивому равновесию. Неустойчивость точки C вытекает, в частности, из того, что в этой точке петлевое усиление усилителя, охваченного положительной обратной связью, больше единицы.

7

Такое устройство, обладающее при $E_y = 0$ двумя устойчивыми состояниями, принято называть триггером. В рассмотренном примере в состоянии А транзистор T1 заперт, транзистор T2 открыт, в состоянии В, наоборот, транзистор T1 открыт, а транзистор T2 заперт. Напряжение U_{k2} в состояниях А и В принимает значения, относящиеся соответственно к нижнему U_2^o и верхнему U_2' уровням потенциала (см. рис.5). Аналогичные уровни (U_1' в состоянии А и U_1^o в состоянии В) можно ввести в рассмотрение для напряжения U_{k1} .

При управляющем напряжении E_y , превышающем определенное значение E^I (рис.5), у триггера имеется только одно состояние равновесия, соответствующее нижнему уровню напряжения U_{k2} . Отсюда вытекает возможность перевода триггера из состояния В в состояние А путем временной подачи положительного отпирающего напряжения на базу запертого транзистора T2.

Для обратного перевода триггера из состояния А в состояние В нужны управляющие напряжения, при которых достигается запирание открытого транзистора T2: $E_y < E^o$. Значение E^I и E^o называют верхним и нижним порогами срабатывания, а переход триггера из одного состояния в другое - опрокидыванием. Отметим, что опрокидывание - быстрый процесс. Его скорость определяется скоростью переключения транзисторов (см. п.5).

Триггеры, опрокидывание которых обеспечивается путем отпирания (включения) или запирания (выключения) одного и того же ключа, получили наименование триггеров Шмитта. В других разновидностях триггеров (RS - триггер и пр.) используются способы опрокидывания, отличные от рассмотренного выше.

Передаточные характеристики триггера Шмитта, изображенные на рис.6 для прямого (неинвертирующего) и инверсного (инвертирующего) выходов, имеют вид гистерезисных петель. Ширина петель определяется разностью порогов срабатывания $E^I - E^o$.

Различные модификации триггеров относятся к числу основных элементов импульсной и цифровой техники. Их используют в качестве ячеек памяти, амплитудных дискриминаторов, в пересчетном режиме и для других целей. Рис.7 иллюстрирует применение триггера Шмитта для преобразования синусоидальных колебаний в прямоугольные импульсы.

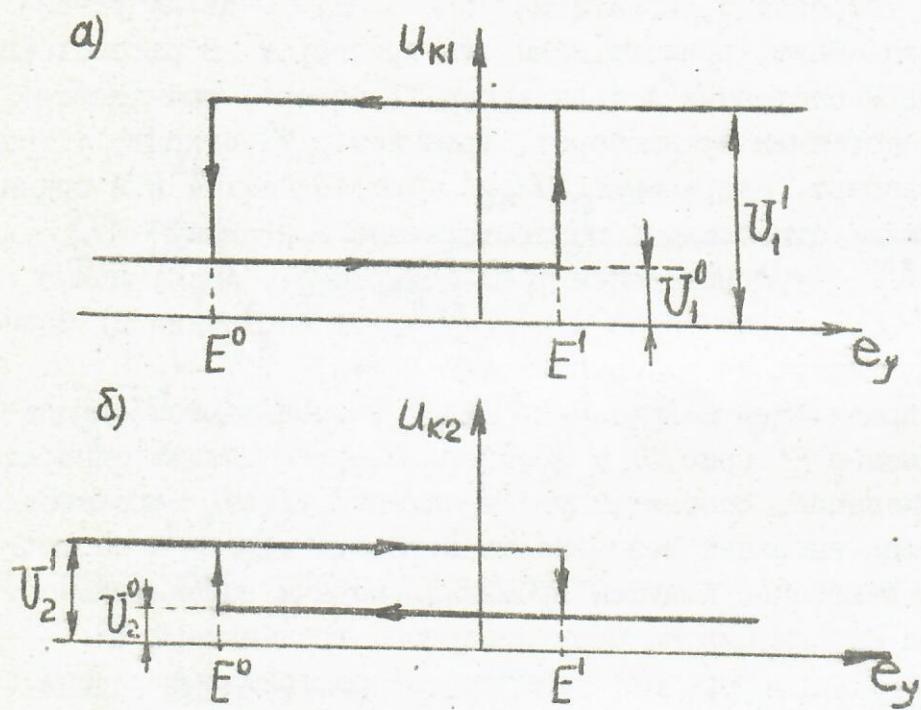


Рис.6. Передаточные характеристики триггера Шмитта для прямого (а) и инверсного (б) выходов.

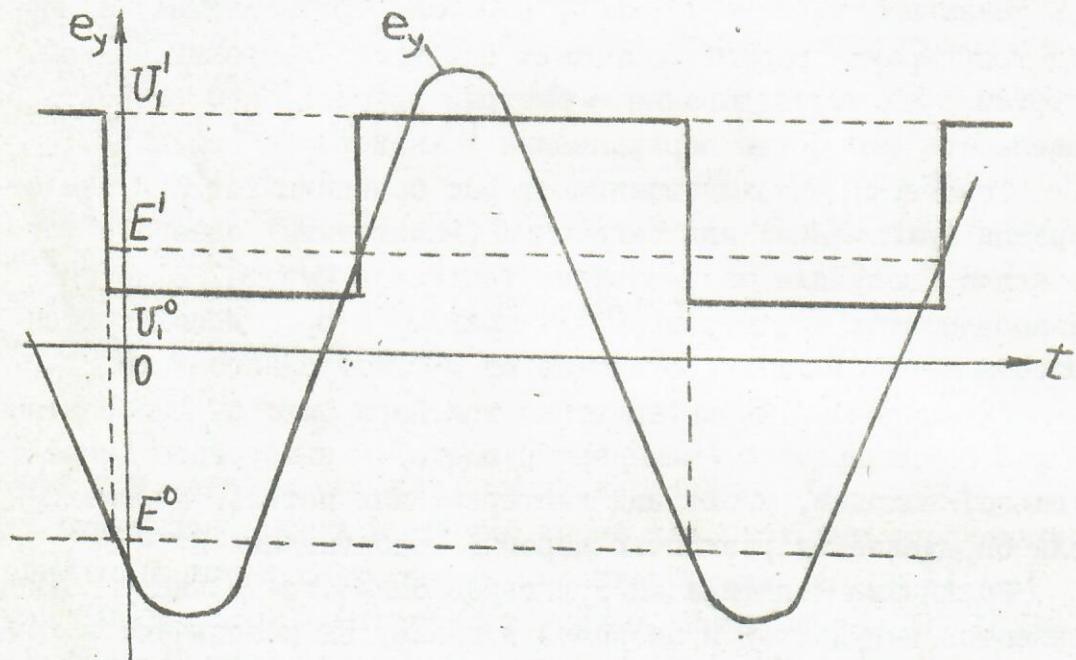


Рис.7.. Триггер как формирователь прямоугольных импульсов.

3. Однотактный релаксатор.

На основе каскадного соединения двух ключей, охваченного обратной связью, можно реализовать устройство с одним устойчивым состоянием равновесия, вырабатывающее одиночный импульс при соответствующем внешнем воздействии (запуске). У такого устройства имеется несколько различных названий, используемых в литературе: спусковая схема с одним устойчивым состоянием, однотактный релаксатор, одновибратор, реле времени, ждущий мультивибратор и др.

Предположим, что в триггере, изображенном на рис.4а, непосредственная связь коллектора T_2 с базой T_1 заменена связью через конденсатор C (рис.8). Если схема, представленная на рис.8, в течение продолжительного времени не подвергается внешним воздействиям, то при выбранных в данной работе параметрах элементов она будет находиться в состоянии равновесия. В этом состоянии транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 заперт в силу того, что в отсутствие внешних воздействий ($e_y = 0$) напряжение U_{B2} оказывается малым. Напряжение U_C на конденсаторе при этом приблизительно равно $-E_K^{(x)}$.

Пусть теперь в момент времени $t = 0$ на базу транзистора T_2 подается отпирающий положительный импульс (рис.9). В первом приближении допустимо считать, что в результате отпирания напряжение U_{K2} упадет практически до нуля.

Тогда, поскольку напряжение U_C не может измениться мгновенно, напряжение U_{B1} станет равным $U_C(0) = -E_K$ и транзистор T_1 запрется. Таким образом, произойдет опрокидывание схемы. Теперь транзистор T_2 по цепи положительной обратной

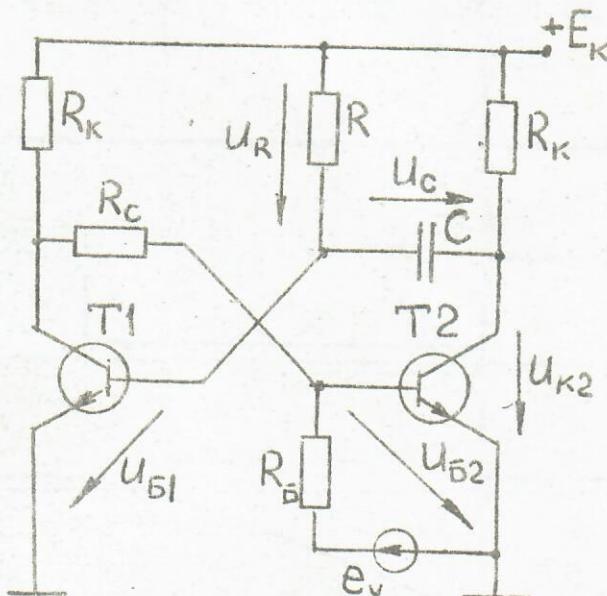


Рис.8. Однотактный релаксатор.

^{x)}Напряжение U_{B1} на эмиттерном переходе открытого транзистора T_1 считается малым по сравнению с E_K .

связи будет поддерживаться в открытом состоянии, даже если входное (управляющее) напряжение станет равным нулю.

дальнейшие процессы в схеме связаны с перезарядом конденсатора С от источника через резистор R и открытый транзистор T2. Напряжение U_R на резисторе R сразу после отпирания транзистора T2 равно примерно $2 E_K$, поскольку к напряжению источника E_K добавляется напряжение на заряженном конденсаторе С. При $t > 0$ напряжение U_R экспоненциально убывает с постоянной времени RC . Отсюда следует закон изменения напряжения U_{B1} :

$$U_{B1}(t) = E_K - U_R(t) = E_K \left(1 - 2e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

Когда напряжение U_{B1} достигнет напряжения отсечки $U_{B0} \approx 0,6$ В, транзистор T1 откроется и произойдет обратное опрокидывание. После того, как конденсатор зарядится до напряжения $-E_K$, схема вернется в исходное состояние и будет в нем находиться до прихода следующего импульса, отпирающего транзистор T2.

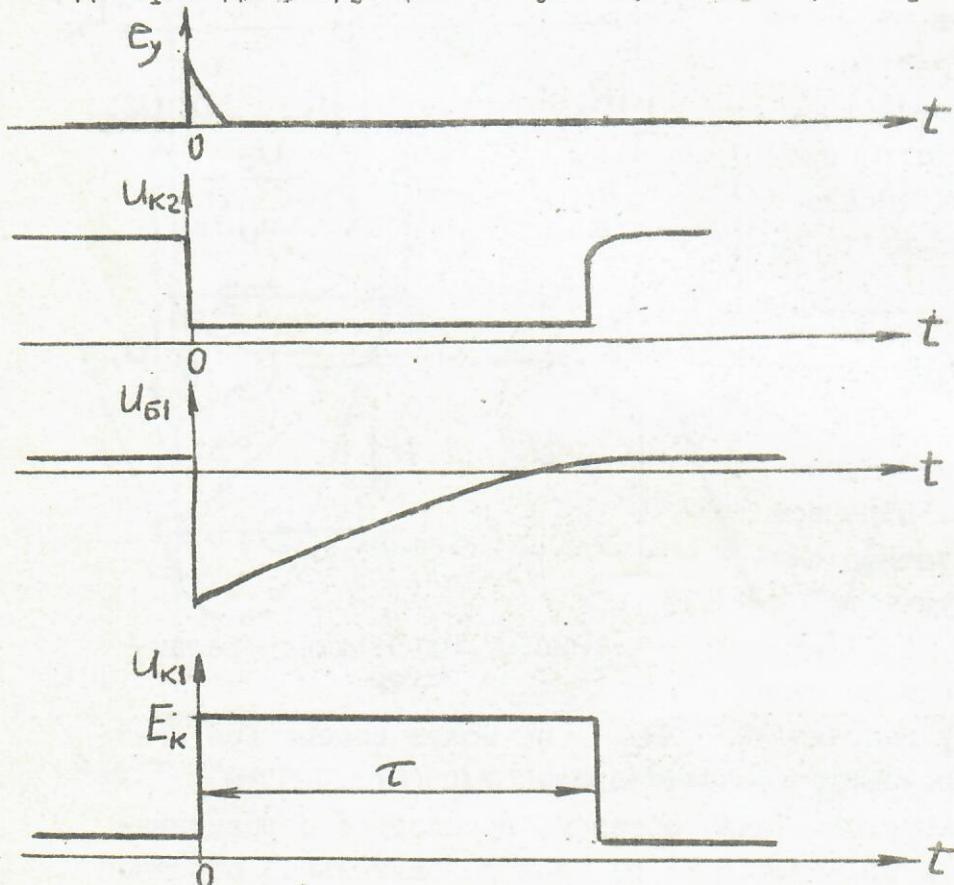


Рис.9 Временная диаграмма работы однотактного релаксатора.

Полагая, что $U_{B1}(\tau) \approx 0$ нетрудно найти длительность импульса, формируемого схемой:

$$\tau = RC \ln 2 \approx 0.7 RC$$

На рис.9 приведена временная диаграмма напряжений в различных точках схемы.

Кроме рассмотренного варианта однотактного релаксатора находят применение также схемы с эмиттерной связью и другие.

4. Автоколебательный мультивибратор

Установив в схеме однотактного релаксатора (рис.8) вместо резистора обратной связи R_C второй конденсатор, получим устройство, называемое мультивибратором (рис.10).

Если эту новую схему однажды возбудить, она станет в последующем непрерывно опрокидываться из одного состояния в другое, т.е. будет вести себя как автоколебательная система (автогенератор).

Временная диаграмма напряжений в различных точках мультивибратора приведена на рис.11.

Для приближенного вычисления длительностей выходных импульсов применимы формулы:

$$\tau_1 = R_1 C_1 \ln 2, \quad \tau_2 = R_2 C_2 \ln 2.$$

В представленной на рис.10 схеме после запирания транзистора напряжение на его коллекторе не сразу достигает максимального значения E_K , поскольку должно пройти время, необходимое для того, чтобы зарядился конденсатор, подключенный к этому коллектору. В результате форма выходного напряжения существенно отличается от прямоугольной.

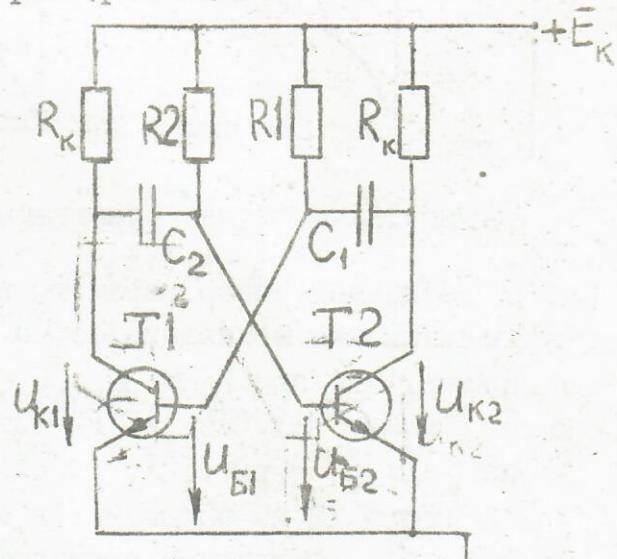


Рис.10. Мультивибратор.

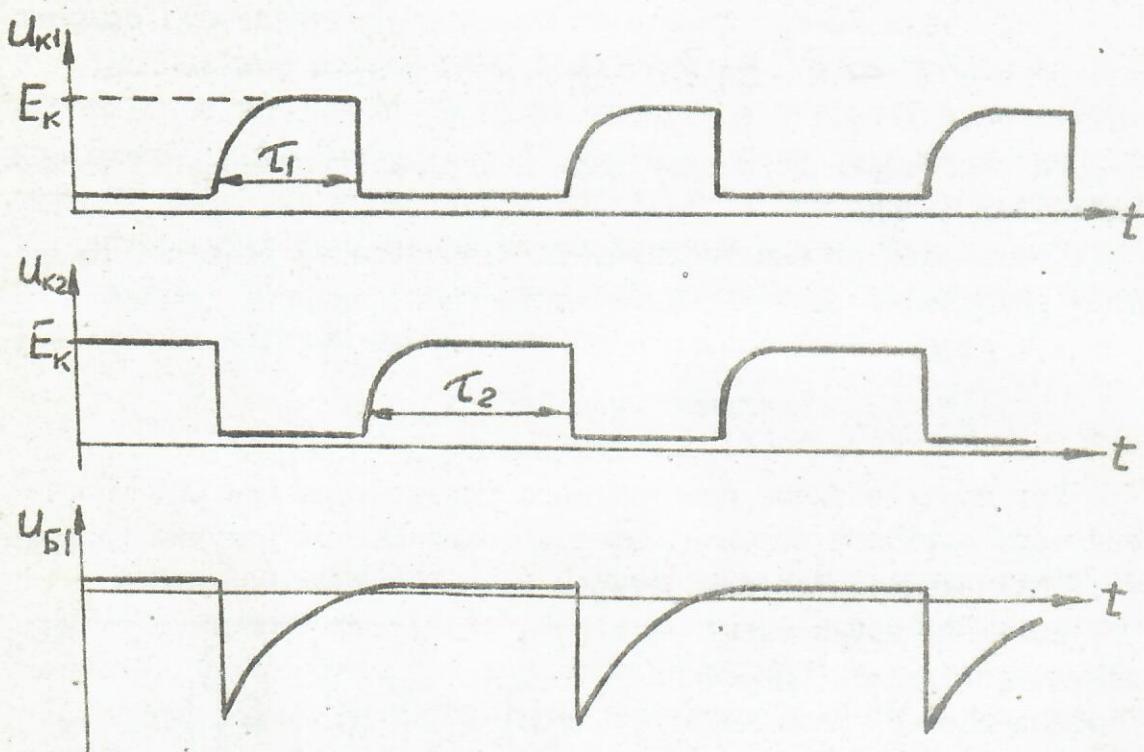


Рис. II. Временная диаграмма работы мультивибратора.

Неудачный выбор параметров схемы может вызвать дополнительное искажение формы выходного напряжения. Покажем, что при $R_2 > BR_K$ (B - коэффициент передачи тока базы), может получиться "двуступенчатая" форма импульса напряжения U_{K2} (рис. 12), обусловленная преждевременным выходом транзистора T_2 из насыщения в момент t'' , предшествующий моменту t' отпирания транзистора T_1 .

Для того, чтобы в этом убедиться, начнем рассмотрение с момента $t = 0$, в который происходит отпирание транзистора T_2 и запирание транзистора T_1 . Примем во внимание, что непосредственно после отпирания транзистора T_2 резистор R_K , подключенный к коллектору T_1 , оказывается под напряжением E_K . В дальнейшем происходит заряд конденсатора C_2 и напряжение на упомянутом резисторе экспоненциально убывает с постоянной времени $R_K C_2$. Учитывая, что ток базы T_2 складывается из токов через резистор R_2 и конденсатор C_2 , придем к выводу, что при $0 < t < t'$, т.е. пока транзистор T_1 заперт,

$$I_{B2}(t) = \frac{E_K}{R_2} + \frac{E_K}{R_K} e^{-\frac{t}{R_K C_2}}$$

При этом, как и ранее, напряжение на эмиттерном переходе от-

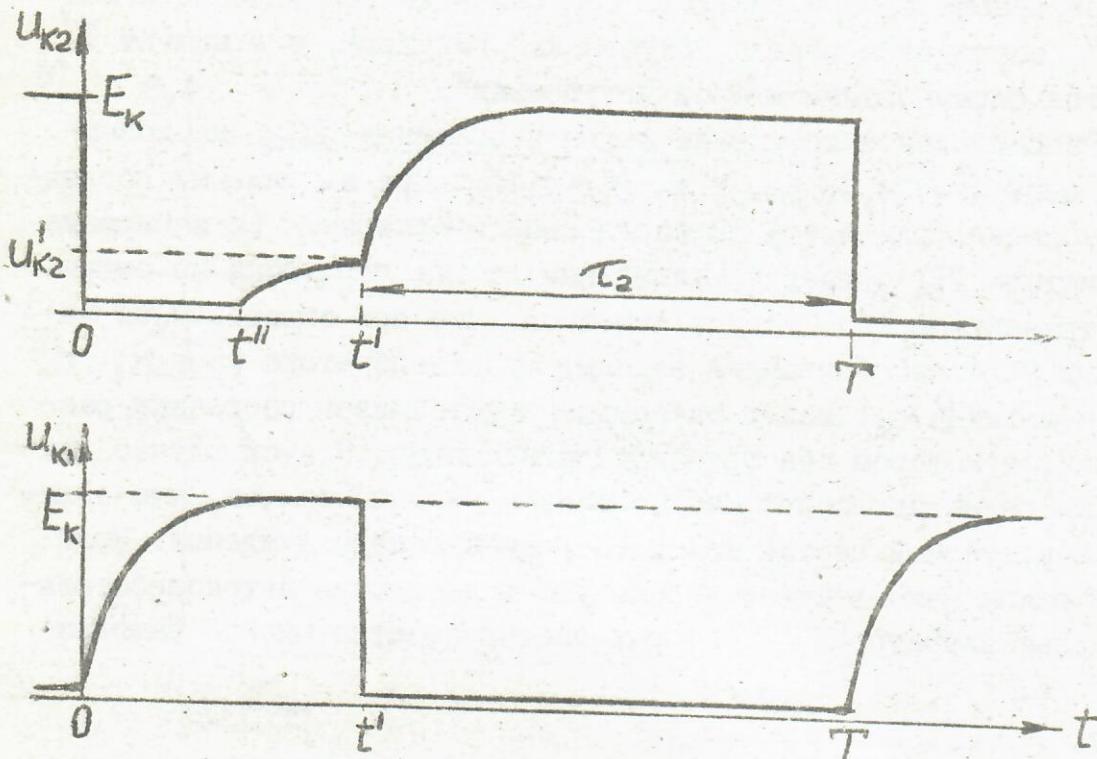


Рис.12. Искажение формы напряжения U_{k2} при $R_2 > BR_K$
 $(U_{b1}(t') = U_{b0}, l_{b2}(t'') = l_{bh}; T$ - период
повторения импульсов).

пертого транзистора считаем пренебрежимо малым. Остается в силе и предложение о том, что сразу после отпирания транзистора T2 насыщен, т.е. $l_{b2}(0) > l_{bh}$, где $l_{bh} = \frac{l_{kh}}{B} = \frac{E_k}{BR_K}$ – базовый ток насыщения (см.п.1).

Транзистор T1 заперт тем дольше, чем медленнее идет заряд конденсатора C1 током, протекающим через резистор R1 и транзистор T2, т.е. чем больше постоянная времени $R_1 C_1$ (см.п.3). Обычно $R_1 C_1 > R_K C_2$. Если при этом $E_k / R_2 < l_{bh}$, т.е. $R_2 > BR_K$, то, как видно из формулы для l_{b2} , базовый ток T2 еще до отпирания транзистора T1 становится равным, а затем меньшим l_{bh} , и транзистор T2 выходит из насыщения. При этом отмечается некоторый рост напряжения U_{k2} (рис.12). Поскольку l_{b2} стремится к $l'_{b2} = E_k / R_2$, коллекторный ток транзистора T2 уменьшится по окончании заряда конденсатора C2 до значения $l'_{k2} = B l'_{b2} = B E_k / R_2$. Следовательно, коллекторное напряжение возрастет до значения

$$U'_{k2} = E_k - R_K l'_{k2} = E_k \left(1 - B \frac{R_K}{R_2}\right),$$

которое меньше E_k (см. рис. I2). Тем самым до наступления момента t' образуется первая "ступенька" импульса, а в момент t' начнется формирование второй "ступеньки".

Рассмотренное искажение формы напряжения U_{k2} не возникает, если $E_k/R_2 > L_{Bn}$, т.е. $R_2 < BR_k$. При выполнении последнего условия транзистор T2 после своего отпирания (и запирания транзистора T1) остается насыщенным до тех пор, пока не открывается транзистор T1. Следует отметить, что при определенных начальных условиях описанный вариант мультивибратора (при R_1 и R_2 меньших BR_k) может оказаться в устойчивом состоянии равновесия, в котором оба транзистора насыщены. В этом случае для возникновения автоколебаний необходим внешний толчок, что является характерной чертой жесткого режима самовозбуждения. Если такой режим нежелателен, используют модификации автоколебательных мультивибраторов, в которых обеспечивается мягкое самовозбуждение.

5. Динамические свойства транзисторного ключа

Быстродействие описанных выше импульсных устройств ограничивается инерционностью транзисторов. Это, в частности, вытекает из рассмотрения процессов включения и выключения транзисторного ключа под действием крутых перепадов входного (управляющего) напряжения E_y (рис. I3).

Пусть в момент времени $t = 0$ на вход ключа (рис. I) подается отпирающий перепад напряжения. Напряжение U_B достигает напряжения отсечки U_{B0} не мгновенно, а по истечении интервала времени τ_z , необходимого для изменения заряда входной емкости транзистора. Этот интервал называют временем задержки включения транзистора или временем подготовки. На практике его во многих случаях измеряют как время, за которое выходное напряжение спадает на 10%, т.е. до $0,9 E_k$.

С момента $t = \tau_z$ начинается процесс отпирания, скорость которого тем больше, чем выше перепад входного напряжения E_y . За время τ_{vkl} , называемое длительностью включения, выходное напряжение U_k изменяется от $0,9 E_y$ до $0,1 E_k$, после чего в течение некоторого времени в базе транзистора продолжается накопление заряда неосновных носителей.

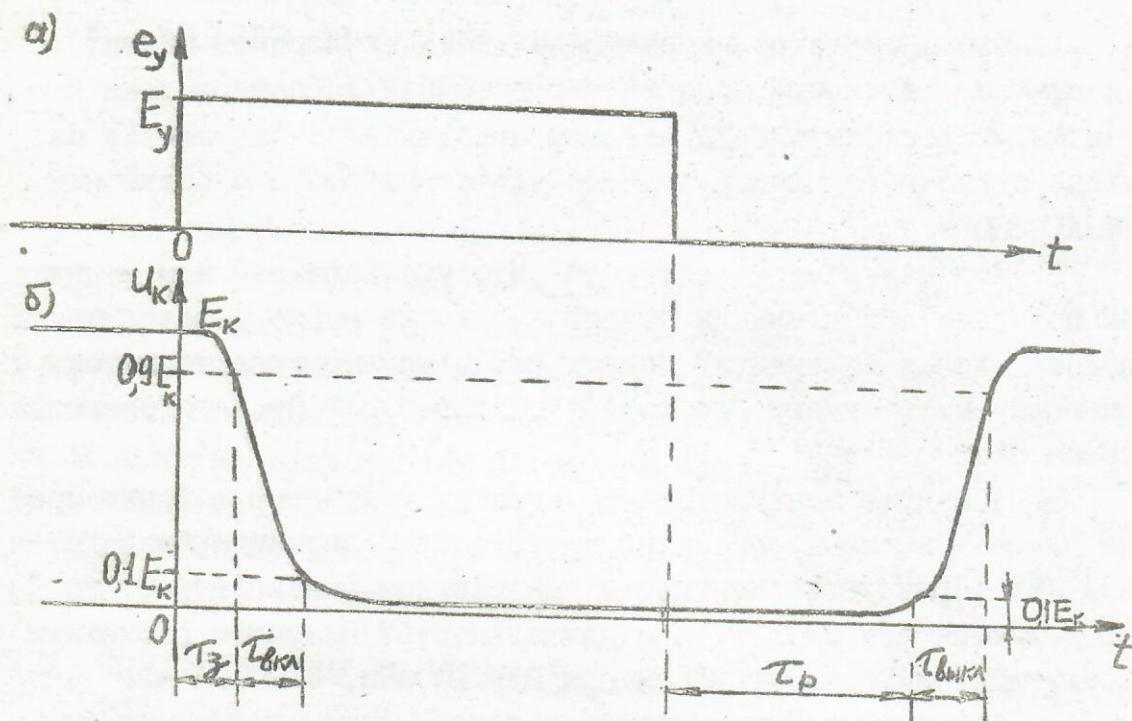


Рис.13. Изменение выходного напряжения (б) при отпирании и запирании ключа.

Пусть теперь входное напряжение скачком уменьшается до нуля. До тех пор пока не произойдет рассасывание заряда неосновных носителей в базе, транзистор остается насыщенным и потому проводящим. Время рассасывания τ_p , называемое также временем задержки выключения транзистора, удобно определять по уровню $U_K = 0,1 E_K$ (см.рис.13). Оно тем меньше, чем меньше степень насыщения транзистора.

Интервал времени $\tau_{выкл.}$, в течение которого выходное напряжение U_K изменяется от $0,1 E_K$ до $0,9 E_K$, может быть назван длительностью выключения.

Время рассасывания τ_p обычно существенно превышает временные интервалы τ_z ; $\tau_{вкл.}$; $\tau_{выкл.}$. Для его уменьшения используют различные способы предотвращения глубокого насыщения транзистора. Быстро действующие цифровые схемы, работающие по этому принципу, называют ненасыщенной логикой.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что называется передаточной характеристикой ключа?

Как связаны различные области передаточной характеристики с возможными состояниями ключа? Чем определяется напряжение на выходе одиночного ненагруженного ключа-инвертора в состоянии "ВЫКЛЮЧЕНО"?

2. Что называется триггером? Что называют верхним и нижним порогами срабатывания триггера и какие можно предложить способы для их изменения? Почему передаточные характеристики триггера Шмитта имеют вид петель гистерезиса? От чего зависит ширина этих петель?

3. Сравните однотактный релаксатор и триггер с точки зрения числа возможных состояний в отсутствие внешнего воздействия. Как формируется импульс в однотактном релаксаторе? Чем определяются его амплитуда и длительность? Получите расчетную оценку длительности импульса при $R = 10 \text{ к}\Omega$, $C = 100 \text{ нФ}$.

4. Чем различаются с точки зрения условий получения импульсных напряжений однотактный релаксатор и автоколебательный мультивибратор? Почему импульсы, генерируемые схемой, приведенной на рис.10, отличаются по форме от прямоугольных?

5. Что является основным фактором, ограничивающим быстродействие транзисторного ключа в случае больших перепадов входного напряжения?

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

I. Транзисторный ключ

I.1. ПОЛУЧИТЕ НА ЭКРАНЕ ОСЦИЛОГРАФА И ЗАРИСУЙТЕ ПЕРЕДАТОЧНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ КЛЮЧА-ИНВЕРТОРА (РИС.1) ($R_K = 1 \text{ к}\Omega$, $R_B = 10 \text{ к}\Omega$).

В качестве управляющего напряжения E_U используйте пилообразное напряжение развертки, для чего подайте его на вход ключа с гнездами " \wedge " и " \perp ", расположенных в нише на правой боковой стенке осциллографа. Напряжение U_K с выхода ключа подайте на вход канала I осциллографа. Установите скорость развертки, не превышающую 10 дел/мс (положение переключателя "РАЗВЕРТКА" - 0,1 мс/дел).

1.2. ИЗМЕРЬТЕ КРУТИЗНУ S АКТИВНОЙ ОБЛАСТИ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ($S = dU_K/dE_y$), НАПРЯЖЕНИЕ ОТСЕЧКИ U_{K0} И ЗНАЧЕНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ U_{K0} И U_{Kn} , СООТВЕТСТВУЮЩИЕ ОБЛАСТИМ ОТСЕЧКИ И НАСЫЩЕНИЯ. ИЗМЕРЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ УКАЖИТЕ НА РИСУНКЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

Для измерений воспользуйтесь калиброванными значениями коэффициентов отклонения каналов I и II осциллографа (ручки плавной регулировки усиления каналов должны быть установлены в крайнее положение при вращении по часовой стрелке). Для калибровки отклонения луча по горизонтали напряжение развертки подайте на вход канала II. Переключатели входов осциллографа установите в положение "—". Положения дучей при $U_K = 0$ и $E_y = 0$ определяются при временном закорачивании на землю ("⊥") входов соответствующих каналов.

1.3. ПО ИЗМЕРЕННОМУ ЗНАЧЕНИЮ S НАЙДИТЕ КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ТОКА БАЗЫ ТРАНЗИСТОРА.

Воспользуйтесь для этого формулой

$$B = |S| \frac{R_B}{R_K}$$

2. Триггер Шмитта

2.1. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИГГЕРА ШМИТТА (рис.4а) ДЛЯ ПРЯМОГО И ИНВЕРСНОГО ВЫХОДОВ ПРИ $R_C = 10 \text{ к} \Omega$ И $R_K = 100 \text{ к} \Omega$.

Для обоих ключей в этом и последующих пунктах $R_K = 1 \text{ к} \Omega$. В качестве управляющего напряжения E_y подайте на вход триггера гармонические колебания частотой 100 Гц от стандартного генератора.

Осциллограф переведите в режим "X-Y"; вход канала I подключите к входу триггера, вход канала II присоединяйте поочередно к прямому и инверсному выходам.

2.2. ИЗМЕРЬТЕ ЗНАЧЕНИЯ УРОВНЕЙ ПОТЕНЦИАЛА $U_1^0, U_1^I, U_2^0, U_2^I$ И ПОРОГОВ СРАБАТЫВАНИЯ E^0, E^I И ОТМЕТЬТЕ ИХ НА РИСУНКАХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК.

В отчете объясните:

- a) чем вызвано в случае $R_C = 100 \text{ к} \Omega$ существенное уменьшение разности $E^I - E^0$ по сравнению си случаем $R_C = 10 \text{ к} \Omega$;

б) почему в обоих случаях U_2' заметно меньше U_1' ?

2.3. ПЕРЕВЕДЯ ОСЦИЛЛОГРАФ В ДВУХЛУЧЕВОЙ РЕЖИМ ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММЫ ВХОДНОГО (E_y) И ВЫХОДНОГО (U_{k1}) НАПРЯЖЕНИЙ ТРИГГЕРА, РАБОТАЮЩЕГО КАК ФОРМИРОВАТЕЛЬ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ ($R_C = 10 \text{ к}\Omega$). ОТМЕТЬТЕ НА ОСЦИЛЛОГРАММАХ ЗНАЧЕНИЯ E^0 , E^1 , U_1^0 , U_1^1 .

3. Однотактный релаксатор.

3.1. СОБЕРИТЕ СХЕМУ ОДНОТАКТНОГО РЕЛАКСАТОРА (рис.8).

Выберите $R_C = R = 10 \text{ к}\Omega$, $C = 100 \text{ н}\Phi$. Вместо резистора R_b установите конденсатор $C_d = 1 \text{ н}\Phi$, при помощи которого осуществляется дифференцирование напряжения E_y .

В качестве источника E_y используйте стандартный генератор, вырабатывающий прямоугольные импульсы (меандр) с частотой повторения 500 Гц.

3.2. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ В ОДНОМ МАСШТАБЕ ПО ОСИ ВРЕМЕНИ

ОСЦИЛЛОГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ E_y , U_{b2} , U_{k2} , U_{k1} .

ИЗМЕРЬТЕ ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ИМПУЛЬСА U_{k1} И СРАВНІТЕ РЕЗУЛЬТАТ С РАСЧЕТНОЙ ОЦЕНКОЙ: $\tau = 0,7 RC$.

3.3. ПРОВЕДІТЕ ИЗМЕРЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСА U_{k1} ПРИ ЧАСТОТАХ МЕАНДРА 200 Гц, 1 кГц, 2 кГц.

В отчете объясните, почему в двух последних случаях длительность импульса отличается от определенной в п.3.2.

4. Автоколебательный мультивибратор.

4.1. СОБЕРИТЕ СХЕМУ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО МУЛЬТИВИБРАТОРА (рис.10), УСТАНОВИВ $R_1 = R_2 = 10 \text{ к}\Omega$, $C_1 = C_2 = 100 \text{ н}\Phi$. ИСПОЛЬЗУЯ ДВУХЛУЧЕВОЙ РЕЖИМ ОСЦИЛЛОГРАФА, ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ U_{b1} , U_{k1} И U_{k2} . ИЗМЕРЬТЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ (ПО ОСНОВАНИЮ).

4.2. ПЕРЕВЕДІТЕ СХЕМУ В СОСТОЯНИЕ РАВНОВЕСІЯ, СОРВАВ АВТОКОЛЕБАННЯ. ПОСРЕДСТВОМ КРАТКОВРЕМЕННОГО СОЕДИНЕНИЯ ПРОВОДНИКОМ БАЗ ТРАНЗИСТОРОВ. УБЕДІТЕСЬ В ЖЕСТКОМ САМОВОЗБУЖДЕНИИ АВТОКОЛЕБАННЯ ВНЕШНИМ ТОЛЧКОМ (Наприклад, при помощи временного закорачивания какого-либо из резисторов).

4.3. ИЗМЕНИТЕ ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕМЕНТОВ R_2 , C_2 , УСТАНОВИВ $R_2 = 100$ кОм, $C_2 = 10$ нФ. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛОГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ U_{K2} И U_{K1} .

ИЗМЕРЬТЕ ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ТОИ ЧАСТИ ПЕРИОДА АВТОКОЛЕБАНИИ, В ТЕЧЕНИЕ КОТОРОЙ ТРАНЗИСТОР T_2 ОСТАЕТСЯ В НАСЫЩЕНИИ, И СРАВНИТЕ ЕЕ С РАСЧЕТНОЙ ОЦЕНКОЙ:

$$t'' = R_K C_2 \ln \frac{BR_2}{R_2 - BR_K}$$

ИЗМЕРЬТЕ АМПЛИТУДУ ИМПУЛЬСОВ (E_K) И ВЫСОТУ "НИЖНЕ. СТУПЕНЬКИ" U_{K2} . ПОСЛЕДНЮЮ СРАВНИТЕ С РАСЧЕТНОЙ ОЦЕНКОЙ:

$$U'_{K2} = E \left(1 - B \frac{R_K}{R_2} \right).$$

5. Динамические свойства транзисторного ключа

5.1. ПОДАЙТЕ НА ВХОД КЛЮЧА (Рис. I, $R_b = 10$ кОм, $R_K = 1$ кОм) В КАЧЕСТВЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ E_y МЕАНДР С ЧАСТОТОЙ ПОВТОРЕНИЯ 200 кГц.

ДЛЯ АМПЛИТУД ВХОДНЫХ ИМПУЛЬСОВ $E_y = 4$ В И $E_y = 20$ В ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛОГРАММЫ УПРАВЛЯЮЩЕГО И ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЙ. ПРОВЕДИТЕ ИЗМЕРЕНИЯ ДЛИТЕЛЬНОСТЕЙ ВКЛЮЧЕНИЯ ($\tau_{вкл}$) И РАССАСЫВАНИЯ (τ_p). ОТМЕТЬТЕ ИЗМЕРЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ НА ОСЦИЛОГРАММАХ.