

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ**

**Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»**

А.И. Гапон, И.Г. Либберг, В.А. Крылова

**ЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Харьков, 2015

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»

А.И. Гапон, И.Г. Либберг, В.А. Крылова

## **ЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Утверждено  
редакционно-издательским  
советом университета,  
протокол № от

Харьков  
НТУ «ХПИ»  
2015

УДК  
ББК

Г

**Рецензенты:**

*Г.Ф. Кривуля*, доктор техн. наук, профессор ХНУРЕ  
*В.А. Маляренко*, доктор. техн. наук, заслуженный деятель науки и техники Украины,  
профессор ХНУМГ им. О.М. Бекетова

У книзі розглядаються основи створення з напівпровідникових елементів (діоди, біполярні і польові транзистори, тиристоры) різних функціональних вузлів аналогової техніки (підсилювачі, ключі, тригери). Викладено принципи з схематичної реалізації та дані методи розрахунку. Аналізуються статистичні, частотні та імпульсні характеристики пристроїв, наводяться еквівалентні схеми.

Призначено для студентів технічних ВНЗ, а також може бути корисним для викладачів ВНЗ та інженерно-технічних працівників.

Ил. 121. Библиогр. 27 найм.

**Гапон А.И.**

Г Электронные элементы автоматики : учеб. пособие /  
А.И. Гапон, И.Г. Либерг, В.А. Крылова – Х. : НТУ «ХПИ», 2015. –  
232с. – На русском языке

ISBN

В книге рассматриваются основы создания из полупроводниковых элементов (диоды, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры) различных функциональных узлов аналоговой техники (усилители, ключи, триггеры). Изложены принципы их схемотехнической реализации и даны методы расчета. Анализируются статистические, частотные и импульсные характеристики устройств, приводятся эквивалентные схемы.

Предназначено для студентов технических вузов, а также может быть полезным для преподавателей вузов и инженерно-технических работников.

Ил. 121. Библиогр. 27 назв.

УДК  
ББК

ISBN

© А.И. Гапон,  
И.Г. Либерг,  
В.А. Крылова, 2015

## СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

|     |   |
|-----|---|
| АФМ | – амплитудно-фазовая модуляция                |
| АИМ | – амплитудно-импульсная модуляция             |
| ЧИМ | – частотно-импульсная модуляция               |
| ФИМ | – фазо-импульсная модуляция                   |
| ШИМ | – широтно-импульсная модуляция                |
| ДМ  | – дельта-модуляция                            |
| ИКМ | – импульсно-кодовой модуляция                 |
| АЧХ | – амплитудно-частотная характеристика         |
| ФВЧ | – фильтра верхних частот                      |
| ОЭ  | – общий эмиттер                               |
| ЭДС | – электродвижущая сила                        |
| ОС  | – обратная связь                              |
| ЭП  | – эмиттерный повторитель                      |
| ОК  | – общий коллектор                             |
| ОБ  | – общая база                                  |
| ОИ  | – общий исток                                 |
| ОС  | – общий сток                                  |
| ОЗ  | – общий затвор                                |
| ДУ  | – дифференциальный усилитель                  |
| ИС  | – интегральная схема                          |
| ТК  | – транзисторный ключ                          |
| ООС | – отрицательная обратная связь                |
| ДТ  | – диодный тиристор                            |
| ЭУ  | – электронное устройство                      |
| ДН  | – делитель напряжения                         |
| УГО | – условное графическое обозначение            |
| ОВ  | – одновибратор                                |
| БГ  | – блокинг-генератор                           |
| ИТ  | – импульсный трансформатор                    |
| ПОС | – положительная обратная связь                |
| ГПН | – генератор пилообразного напряжения          |
| ФТК | – формирователь на тиристорах с конденсатором |
| МВ  | – мультивибратор                              |
| ОПТ | – однопереходные транзисторы                  |

|      |  |
|------|--|
| ЦС   | – цифровой сигнал                            |
| ЭУ   | – электронные устройства                     |
| УПТ  | – усилитель постоянного тока                 |
| ТТ   | – триодный тиристор                          |
| ЗТ   | – запираемый тиристор                        |
| ДТ   | – диодный тиристор                           |
| ЦАП  | – цифро-аналоговый преобразователь           |
| ТЛЭС | – транзисторная логика с эмиттерными связями |
| УОС  | – усилитель со следящей обратной связью      |
| ЭМ   | – электронный модуль                         |
| ТС   | – технические средства                       |

## **ВВЕДЕНИЕ**

Одним из главных факторов, обеспечивающих развитие всех отраслей производства, является комплексная автоматизация производственных процессов на основе последних достижений электронной техники. Особенно возрасла роль электроники с развитием микросхемотехники, которая позволяет существенно уменьшить габаритные размеры, массу, автоматизировать процесс изготовления электронных устройств, значительно повысить надежность электронных систем автоматики и управления. К электронным устройствам автоматики предъявляются высокие требования, так как современная электронная аппаратура должна обеспечивать надежность работы сложнейших систем автоматического управления и контроля. Современный этап развития радиоэлектронной аппаратуры характеризуется все более широким применением интегральных схем высокой функциональной сложности. Это требует нового подхода к написанию современных учебников и учебных пособий радиоэлектронного направления.

Роль электронных устройств автоматики и управления особенно возрастает в настоящее время в связи с широким применением микропроцессорной техники для переработки информационных сигналов. Область использования интегральных микросхем непрерывно расширяется, они выполняют все более сложные функции включают в себя большее число отдельных электронных элементов. Независимо от степени сложности микросхем выполняемых ими функций основу их структуру составляют элементарные схемы, физические принципы и особенности, работы которых наиболее просто и эффективно проявляются при моделировании микросхем с помощью отдельных дискретных электронных и электрических элементов.

В учебнике изложены принципы построения и характеристики современных элементов и устройств электронных систем автоматики и

управления, предназначенных для формирования, генерирования и обработки информационных сигналов. Особое внимание уделено дискретным и цифровым устройствам, а также устройствам преобразования аналоговых и цифровых сигналов. Рассматриваются внешние характеристики различных электронных схем и описывающие их математические и схемные модели, приведен анализ работы как системы, состоящей из более простых элементов.

Многочисленные примеры схемотехнической реализации устройств автоматического управления, анализ их работы и необходимые расчетные формулы, описания физических процессов, составляющих сущность функционирования устройств, развернутый справочный материал, а также избранный стиль изложения материала – популярный, должны сделать книгу интересной и доступной для широкого круга читателей.

Книга адресована как студентам, специализирующимся в области физики, информатики и инженерных наук, так и практическим работникам, которые желают пополнить свои знания в области физики электронных цифровых элементах автоматики и микроэлектроники.

В пределах ограниченного объемом одной книги, невозможно отразить схемотехнику всех существующих элементов электроники и автоматики. Эту задачу могли бы решить только соответствующее многотомное издание. Поэтому в этой книге с позиции теории и анализа раскрыты основы и общие приёмы проектирования базовых электронных элементов автоматики: простейшие электрические цепи, усилители, генераторы и формирователи электрических сигналов, выполненные на дискретных элементах, простейших интегральных схемах, интегральных схемах более высокой степени сложности. При этом основное внимание уделяется принципам построения и особенностям работы типовых электронных устройств, из которых можно составлять схемы практической сложности.

# 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

## 1.1. Термины и определения

*Сигнал* – это физический носитель сообщения о каких-либо событиях, состояниях объекта, командах управления и т. п. Сигнал имеет две стороны: содержание и форму. Содержание определяется сообщением (информацией). Форма сигнала определяется характером изменения его параметров, в соответствии с информацией, которая подлежит передаче или хранению. Выбор той или иной формы представления информации называется *кодированием* и зависит от способа ее дальнейшей обработки. Обратная операция – выявление закодированной в сигнале информации – называется *декодированием*.

Наряду с сигналами в исследованиях электронных устройств широко применяют *воздействия* – сигналы специального вида. Их подбирают так, чтобы нужные характеристики устройств получались наиболее просто (чаще всего это воздействия вида единичного скачка, либо дельта-функция).

В рассматриваемых электронных цепях носителями информации являются электрические колебания. Процесс изменения параметров электрических колебаний принято называть *модуляцией*. Модуляция может быть выполнена различными способами. Если сообщение передается за счет непрерывного изменения параметра электрических колебаний, то говорят о *непрерывной*, или *аналоговой*, *модуляции*. При этом переносчиком информации (информативным параметром колебаний) могут быть амплитуда, частота, фаза или их комбинация. На рис. 1.1 приведены наиболее употребительные в автоматике сигналы для передачи непрерывных величин. Это могут быть напряжение или ток с медленноменяющимся уровнем и изменяющимся направлением (рис 1.1, а), либо гармонические колебания с изменяющейся амплитудой (АМ) (рис 1.1,б), частотой (ЧМ) или фазой (ФМ), (рис 1.1, в), или с тем и другим одновременно (АФМ) (рис 1.1, г). Амплитудно-фазовая модуляция характерна для устройств автоматики, где значение входного воздействия определяет амплитуду гармонических колебаний, а изменение знака этого воздействия на противоположный меняет на  $180^\circ$  фазу колебаний. Синусоидальные колебания высокой, так называемой несущей, частоты

играют роль переносчика информации. Передаваемый низкочастотный сигнал заложен в изменениях какого-либо параметра колебаний несущей частоты. Обратное преобразование – отделение сигнала от его переносчика называют *демодуляцией* или *детектированием*

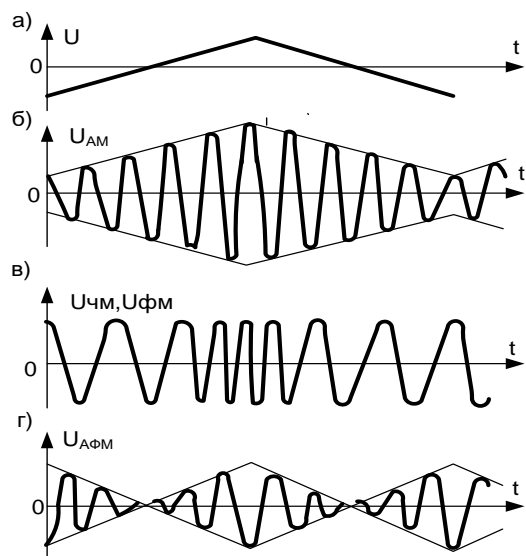


Рисунок 1.1 – Сигналы для передачи непрерывных величин:

В качестве переносчика сигнала можно использовать не только постоянный (медленно-меняющийся) или синусоидальный ток. Поскольку В.А. Котельниковым [1] было показано, что для большинства непрерывных функций достаточно передать определенный ряд их мгновенных значений, чтобы на приемном конце системы связи можно было восстановить первоначальную функцию  $x(t)$  с наперед заданной точностью, для передачи сообщения можно также использовать периодические последовательности импульсов, обычно прямоугольной формы (рис. 1.2). Применяют амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ) (рис.1.2, в), частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ) (рис. 1.2, е), фазо-импульсную модуляцию (ФИМ) (рис. 1.2, з), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) (рис. 1.2, д). Здесь исходная информация передается за счет модуляции длительности импульсов  $t_u$  при постоянной частоте следования импульсов.

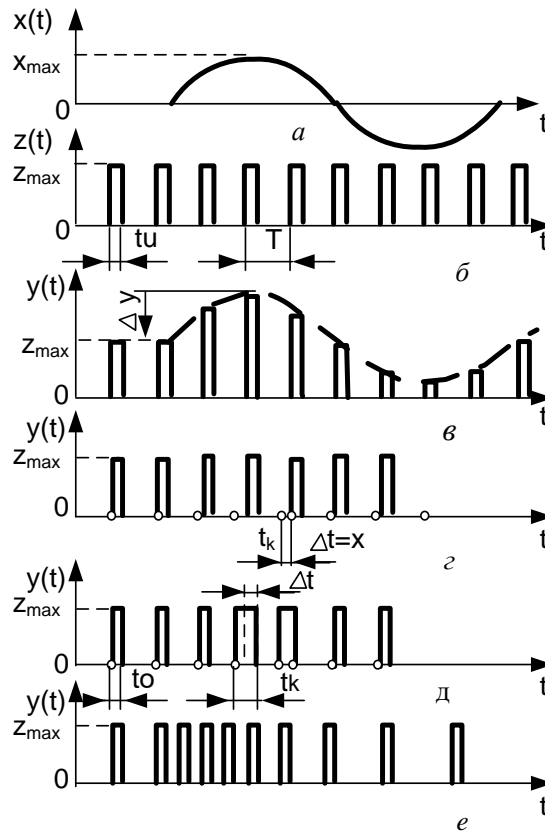


Рисунок 1.2 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Как правило, модуляция-демодуляция используется там, где необходимо через один физический канал передавать одновременно несколько сообщений, т.е. осуществить «уплотнение канала». Таким образом, например, можно по одной паре проводов передать телефонный разговор нескольких пар абонентов, или информацию в систему управления от нескольких датчиков. При выборе типа модуляции необходимо учитывать как достоинства, так и недостатки, присущие каждому типу. Так амплитудная модуляция (АМ), которая широко используется, например, для вещательных станций в диапазонах длинных, средних и коротких волн, а также в трехпрограммной ретрансляционной радиосети отличается простотой реализации устройств и передатчика и приемника (генератора несущей частоты, модулятора, демодулятора, усилителя). Сигналы, прошедшие процедуру амплитудной модуляции можно смешивать и передавать в один общий канал связи, а в приемнике выделить из пришедшей смеси свой сигнал с помощью частотного фильтра, и затем демодулировать его. Но такой способ передачи информации отличается низкой помехоустойчивостью. На полезный

сигнал легко накладываются помехи от атмосферных электрических разрядов, промышленных электрических сетей. Кроме того, качество приема сильно зависит от свойств проводящей среды (атмосферы или проводной линии), которые изменяют амплитуду принимаемого сигнала, и могут иметь сильные колебания, например, суточной или годовой периодичности.

Частотная модуляция по помехоустойчивости значительно превосходит АМ, поскольку частоту принимаемого сигнала невозможно изменить колебаниями электрических и магнитных свойств проводящей среды. Но требования к точности работы передающей и приемной аппаратуры гораздо выше, что влечет повышение сложности и удорожание аппаратуры. ЧМ используется в УКВ (ФМ) диапазоне радиовещания и в телевидении.

Фазовая модуляция позволяет еще больше уплотнить канал, поскольку несущие частоты передатчиков требуется разносить на значительно меньшую величину. Однако ФМ требует еще большей точности и стабильности аппаратуры. Кроме того ФМ уже «чувствует» скорость взаимного перемещения приемника и передатчика (эффект Доплера).

Импульсная модуляция обладает рядом преимуществ, важнейшее из которых – экономичность. Если в аналоговой модуляции усилительные элементы практически все время работают в активном режиме, рассеивая в виде тепла до 50% энергии источника питания, то в режиме импульсной модуляции транзисторы работают в режиме ключа. Особенность этого режима заключается в том, что усилительный элемент (транзистор) большую часть времени находится либо в режиме отсечки, когда ток через него практически равен нулю, либо в режиме насыщения, когда напряжение на открытом транзисторе составляет десятые доли вольт. И в том и в другом случае доля мощности, рассеиваемая на транзисторных ключах не превышает 10% от мощности, потребляемой устройством от источника питания.

Переход к импульсным системам позволяет простыми аппаратными средствами достичь уплотнения канала за счет введения, так называемого релейного режима связи. Для этого все  $N$  непрерывных сигналов подвергаются, например, амплитудно-импульсной модуляции. Затем в канал циклически посылаются по одному импульсу от 1, 2, ...,  $N$  источника

сигнала последовательно. В канале образуется смесь импульсов, «принадлежащих» разным источникам. Чтобы восстановить на приемной стороне исходную информацию необходимо выбирать из канала «свои» импульсы в такой же последовательности, в какой они посылались (что требует соответствующей синхронизации работы всей системы), и подвергнуть их демодуляции. Особо необходимо отметить, что нарушение порядка выборки «своих» импульсов приводит к полному хаосу на принимающей стороне. Эта особенность может использоваться для «засекречивания» информации.

Система частотно-импульсной модуляции обладает значительно большей помехоустойчивостью, но не допускает вышеописанного способа уплотнения канала.

Фазо-импульсная модуляция лишена недостатков АИМ и ЧИМ, но требует очень точной синхронизации и высокой стабильности работы передающей и принимающей аппаратуры.

Широтно-импульсная модуляция не имеет прототипа в аналоговой модуляции. Благодаря простоте реализации и высокой помехоустойчивости ШИМ получила широкое распространение в устройствах автоматики. Заметим, что в ряде систем автоматики передаваемые импульсы могут иметь высокочастотное заполнение. Сначала непрерывный сигнал подвергается, например, широтно-импульсной модуляции, а затем полученным видеоимпульсом модулируют высокочастотный гармонический сигнал, т.е. используется комбинация импульсной и аналоговой модуляции.

Сообщение может быть также передано в виде кода, т.е. составленных по определенным правилам комбинаций дискретных сигналов (импульсов). В этом случае передаваемая информация не зависит от частоты, амплитуды и длительности импульсов.

Наконец, сообщение может быть передано в цифровой форме, когда оно описывается упорядоченной совокупностью цифр с конечным (заранее выбранным) числом разрядов. В свою очередь, каждая цифра может быть закодирована определенной комбинацией импульсов.

При кодировании передаваемая информация не зависит от частоты, амплитуды и длительности импульсов. Процесс кодирования неразрывно связан с преобразованием непрерывных величин в дискретные. Такое преобразование основывается на операциях дискретизации (квантования

по времени), квантования по уровню и совокупности этих операций – комбинированному квантованию.

Дискретизация, или квантование по времени, представляет собой преобразование непрерывного сигнала  $x(t)$  (рис. 1.3) в последовательность мгновенных значений этого сигнала  $x_d(kT)$ , соответствующих определенным, обычно равноотстоящим, или переменным отрезкам времени  $T$ . Промежуток времени между двумя соседними моментами дискретизации называется шагом дискретизации или шагом квантования по времени.

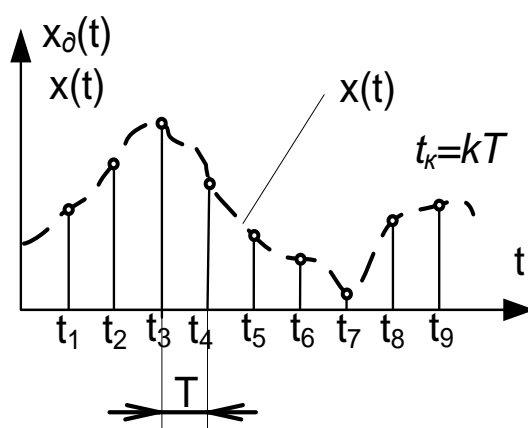


Рисунок 1.3 – Дискретизация по времени

Шаг квантования  $T$  выбирается таким образом, чтобы дискретная функция по возможности точно отражала непрерывную функцию. Иначе говоря, чтобы при квантовании как можно меньше терялась информация, содержащаяся в непрерывной функции. Согласно теореме Котельникова, функция времени  $x(t)$ , не содержащая составляющих частоты выше  $f$  Гц, полностью определяется своими значениями в моменты времени, отстоящими друг от друга на  $1/2f$  секунд. И если полезный сигнал  $x(t)$  не содержит частот выше  $f$ , то, после квантования с шагом  $T = 1/2f$ , можно быть уверенным, что дискретная функция точно отобразит непрерывную функцию, т. е. потери информации при квантовании не произойдет, т. е.

$$x(t) = x\left(\frac{k}{2f}\right), \quad (1.1)$$

где  $k = 1, 2, \dots, n$ .

Квантование по уровню – это преобразование непрерывно изменяющейся величины в ступенчато изменяющуюся с заданными постоянными или переменными размерами ступеней (рис. 1.4). Ступенью квантования, или шагом квантования по уровню  $\Delta X$ , называется разность между двумя соседними заданными значениями квантованной величины.

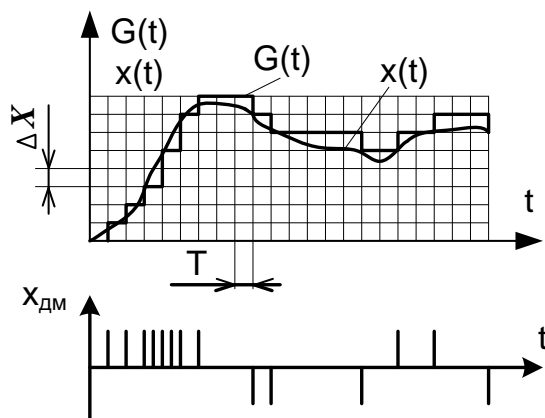


Рисунок 1.4 – Квантование по уровню

Число разрешенных уровней квантования  $m$  определяется максимальным уровнем сигнала  $X_{max}$  и шагом квантования по уровню  $\Delta X$  по формуле:

$$m = X_{max} / \Delta X. \quad (1.2)$$

При комбинированном квантовании непрерывный сигнал  $x(t)$  квантуется по времени и по уровню, т.е. функция непрерывного сигнала заменяется дискретными значениями в моменты времени, отстоящими друг от друга на шаг квантования по времени  $T$ , их амплитуды определяются ближайшими уровнями квантования.

Восстановление квантованного сигнала получается с погрешностью, которая определяется разностью между значениями квантованных дискретных импульсов и функцией непрерывного сигнала в точках отсчета. Погрешность квантования, или шум квантования, принято приближенно оценивать мощностью шума квантования  $\sigma^2 = \Delta U^2 / 12$ .

Дискретное кодирование непосредственно используется в дельта-модуляции (ДМ) и импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). При ДМ непрерывный исходный сигнал  $x(t)$  аппроксимируется следящим

ступенчатым сигналом  $G(t)$  (рис. 1.5). Степень соответствия функций  $x(t)$  и  $G(t)$  определяется значениями шагов квантования по времени  $T$  и по уровню  $\Delta X$ . В соответствии с функцией ступенчатого сигнала  $G(t)$  в моменты ее скачкообразного изменения получают модулированный сигнал  $x_{дм}$  в виде одиночных импульсов (постоянной длительности и амплитуды) положительной или отрицательной полярности в соответствии с направлением изменения функции  $G(t)$ . Импульсы отражают знак разности между текущей выборкой и ее прогнозированным значением, в качестве которого берется квантованное значение предшествующей выборки. Таким образом, при ДМ значение сообщения в каждой точке кодируется одноразрядным двоичным кодом.

При ИКМ непрерывный сигнал  $x(t)$  предварительно квантуется по времени и по уровню, а затем каждому дискретному значению уровня сигнала присваивается соответствующая кодовая комбинация. Таким образом, исходное сообщение передается кодовыми комбинациями, соответствующими дискретным значениям, которые отражают непрерывный сигнал  $x(t)$ .

Количество единичных элементов кодовой комбинации  $n$  определяется основанием кода и количеством уровней квантования  $T$ . Так как, для ИКМ обычно используется двоичный код, то

$$n = \log_2 m. \quad (1.3)$$

Величина шага квантования по времени  $T$  выбирается в соответствии с теоремой Котельникова, а количество уровней квантования  $m$  – необходимой степенью точности воспроизведения сигнала с учетом того, что значение  $n$  должно быть целым числом. Примером является ИКМ с использованием трехразрядного двоичного кода  $n = 3$ , где наличие импульса соответствует числу 1, а отсутствие – 0. Модулируемый непрерывный сигнал  $x(t)$  разбит на  $2^n = 2^3 = 8$  уровней. Каждому уровню соответствует свой двоичный код. На временной оси этот код отражается комбинацией из трех импульсов, каждый из которых в соответствии с занимаемой позицией на одном отрезке квантования  $T$  имеет свой «вес»:  $2^0$ ,  $2^1$  или  $2^2$ . Наличие на данном шаге квантования импульсов с тем или иным весом определяет уровень квантования. Например, при наличии всех трех импульсов (двоичный код 111) уровень квантования равен 7.

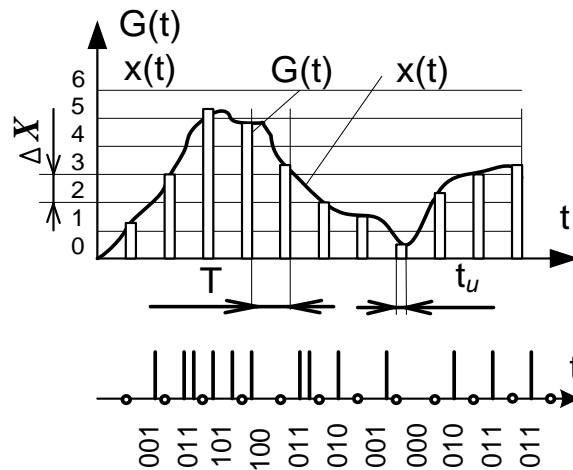


Рисунок 1.5 – Дельта-модуляция

Выбирая метод дискретизации, необходимо учитывать особенности последующей передачи информации. Так, при дискретизации по времени канал связи легко мультиплексировать. Но канал будет периодически задействоваться, даже если никакой новой информации о состоянии объекта передаваться и не будет. Например, если измерять температуру объекта, которая в силу неизменности внешних условий на длительное время застabilizировалась, то многократные сообщения о температуре объекта ничего нового содержать не будут. С другой стороны, при квантовании по уровню достигается высокая экономичность устройства, хотя канал мультиплексировать намного труднее, и длительное «молчание» в этом случае можно спутать с отказом датчика или передающей аппаратуры.

К характеристикам, с помощью которых обычно описываются электрические сигналы, относят динамический диапазон, время установления и ширина спектра сигнала. *Динамическим диапазоном* называют отношение наибольшей мгновенной (так называемой пиковой) мощности сигнала к его наименьшей (пороговой) мощности. Помимо сигналов, несущих нужную информацию, из окружающего пространства поступают посторонние электромагнитные сигналы, так называемые шумы и помехи, которые подавляют, маскируют полезный сигнал. Для удовлетворительного приема сообщений необходимо иметь возможность различать полезный сигнал на фоне помех и шумов, что диктует ограничения по наименьшей (пороговой) мощности полезного сигнала.

Говорят о необходимом отношении сигнал-помеха, точнее – отношении средних мощностей сигнала и помехи. Необходимо повышать его за счет повышения энергии передаваемого сигнала и снижения уровня помехи, хотя чрезмерное увеличение мощности сигнала может привести к искажению его формы, а следовательно, и содержащейся в нем информации из-за ограниченной выходной мощности систем передачи. Появление таких искажений ставит предел наибольшей (пиковой) мощности сигнала.

Оценка по времени установления, т. е. времени, в течение которого сигнал (с заданной точностью) достигает установившегося значения, необходима для суждения об искажениях, которые могут возникнуть из-за инерционности реальных датчиков, устройств передачи и приема сигналов. Подобные оценки получают двояким способом: заданием либо функции времени (временной характеристики), описывающей реальный процесс, либо ряда гармонических колебаний, т. е. спектра, который есть функция частоты. Оба представления равносильны и взаимно дополняют друг друга, а переход от одного к другому осуществляется с помощью прямого и обратного преобразований Фурье и Лапласа.

Например, назначение всякого фильтра состоит в том, чтобы пропустить колебания одних частот и задержать колебания других частот. Поэтому свойства фильтра принято описывать с помощью спектральных представлений. Если разработчика интересуют искажения формы импульсов в цифровых схемах преобразования или передачи импульсов, то их удобно представить функциями времени. Таким образом, выбор способа описания системы зависит не столько от ее устройства, сколько от ее назначения.

## 1.2. Спектр сигнала

Предположим, что сигнал представляет собой воздействие в виде периодической функции времени  $x(t)$  с периодом  $T = 1/f$ , которую можно представить рядом Фурье:

$$x(t) = X_0 + X_{1m} \cos(\omega_0 t - \varphi_1) + X_{2m} \cos(2\omega_0 t - \varphi_2) + X_{3m} \cos(3\omega_0 t - \varphi_3) + \dots, \quad (1.4)$$

где  $\omega = 2\pi f_0$ ;  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3 \dots$  – начальные фазы отдельных гармоник;  
 $X_{1m}, X_{2m}, X_{3m}, \dots$  – амплитуды отдельных гармоник:

$$X_{km} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}. \quad (1.5)$$

Коэффициенты Фурье

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cos k\omega_1 t dt; \quad (1.6)$$

$$b_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \sin k\omega_1 t dt. \quad (1.7)$$

Смысл формулы (1.4) состоит в том, что любая периодическая функция  $x(t)$  может быть представлена суммой синусоидальных колебаний с частотами, кратными основной частоте  $\omega$ , и с соответствующими амплитудами и начальными фазами. Отдельные слагаемые суммы (1.4) называются *гармониками*. Колебания основной частоты  $\omega_1$  называют первой гармоникой, колебание с частотой  $\omega_2$  – второй гармоникой и т. д.

Постоянная составляющая

$$X_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) dt \quad (1.8)$$

представляет собой среднее значение функции  $x(t)$ . Совокупность величин  $X_{km}$  называется *спектром амплитуд*; совокупность величин  $\varphi_k$  – спектром фаз. Чаще всего интересуются только спектром амплитуд и называют его для краткости просто спектром. Графически спектр изображают в координатах  $X_m, \omega$  (рис. 1.6). Длины вертикальных отрезков представляют собой амплитуды соответствующих гармоник; эти отрезки называют *спектральными линиями*, а сам спектр – *линейчатым*.

В общем случае сумма (1.4) является бесконечным рядом. Но в действительности для всех сигналов число членов ряда, а следовательно, и число спектральных линий конечно, так как амплитуды гармоник, начиная

с некоторого номера, становятся настолько малы, что ими можно пренебречь, не нарушая смысла сообщения. Таким образом, сигналы в системе управления и связи практически всегда представляются функциями с ограниченным спектром.

Интервал частот, в котором размещается ограниченный спектр, называется *шириной спектра*. Ограничение спектра производят, исходя из допустимого искажения сигнала, так, чтобы не потерять содержащуюся в нем информацию.

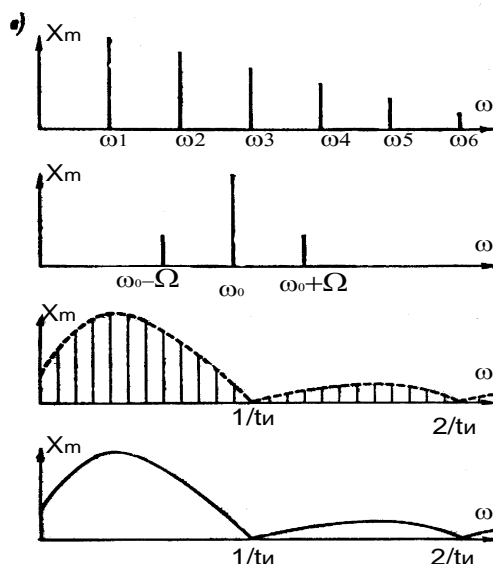


Рисунок 1.6 – Спектр сигнала

В качестве примера рассмотрим амплитудно-модулированный сигнал

$$u_{AM} = U_0 [1 + mx(t)] \cos \omega_{нес} t, \quad m = \Delta U / U_0, \quad (1.9)$$

в котором  $x(t)$  описывается выражением (1.4). Обычно частота  $\omega_{нес}$  на один - два порядка превышает высшую гармонику  $n\omega_1$  сигнала  $x(t)$ , поэтому говорят, что амплитуда несущих колебаний медленно меняется в соответствии с сигналом, а высокочастотные колебания являются переносчиком информации. Например, сигнал медленноменяющегося постоянного тока  $x(t)$  не может пройти через емкостную цепь, но легко может быть передан в нагрузку посредством амплитудной модуляции с последующей демодуляцией его.

Как видно из (1.9), амплитудная модуляция осуществляется в результате нелинейного преобразования сигнала – умножения гармонического колебания с постоянной амплитудой  $U_0$  и сигнала  $x(t)$ . В результате получается негармоническое колебание, имеющее сложный спектр. Чтобы представить его, упростим задачу, положив  $x(t) = \cos \Omega t$ . После подстановки  $x(t)$  в выражение (1.9) и перемножения функций получим

$$u_{AM} = U_0 \left[ \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right]. \quad (1.10)$$

Иначе говоря, АМ-колебание содержит три составляющие: колебание несущей частоты  $\omega_0$  и два колебания с частотами  $\omega_0 \pm \Omega$ , которые называются *боковыми частотами*. Спектр АМ-колебаний состоит из трех линий (рис. 1.6). В общем случае при АМ ширина спектра равна удвоенной ширине спектра модулирующей функции (точнее, удвоенной высшей частоте этого спектра). Амплитуда боковых частот пропорциональна  $m$ , т. е. глубине модуляции; при отсутствии модуляции боковых частот нет, а при наиболее глубокой модуляции амплитуды боковых частот равны половине амплитуды несущей.

При частотной модуляции (ЧМ) амплитуда несущих колебаний постоянна, а приращение, пропорциональное  $x(t)$ , получает частота несущих колебаний  $\omega_{нес} = \omega_0 + \Delta\omega x(t)$ ; при фазовой модуляции фаза колебаний  $\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi x(t)$ . (Здесь  $\Delta\omega$  и  $\Delta\varphi$  – частотное и фазовое отклонения, которые определяют глубину модуляции и выбираются по усмотрению проектировщика).

Форма напряжения сигнала несущей с ЧМ приведена ранее, на рис. 1.2. Аналогичным будет и сигнал с ФМ. Модулирующая функция  $x(t)$  изменяется по треугольному закону (рис. 1.2). ФМ можно рассматривать как разновидность ЧМ и наоборот. Ширина спектра ЧМ-колебаний может быть определена как  $2\Delta\omega$  и называется также полосой качания, так как в процессе модуляции частота может принимать любое мгновенное значение в интервале  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ . При АМ ширина спектра не зависит от интенсивности модулирующего сигнала, а при ЧМ – прямо пропорциональна амплитуде модулирующих колебаний.

### 1.3. Параметры импульсов и импульсных последовательностей

Рассмотрим передачу информации импульсными сигналами. Для импульсов прямоугольной формы постоянная составляющая  $X_0 = X_m t_u / T_0$  а амплитуда  $n$ -й гармоники выражается формулой

$$X_{nm} = \frac{2X_m}{\pi n} |\sin(0,5n\omega_0 t_e)|. \quad (1.11)$$

Отдельные составляющие спектра отстоят друг от друга на частоту импульсов, т.е. в спектре содержатся только частоты  $f_0, 2f_0, 3f_0$  и т. д. Амплитуды гармоник пропорциональны амплитуде импульсов, но на частотах, где аргумент синуса равен  $k\pi$  ( $k$  – целое число). А на частотах  $nf_0 = 1/t_u, 2/t_u, 3/t_u, \dots$ , они обращаются в нуль.

При уменьшении частоты импульсов интервалы между отдельными гармониками сокращаются. Положение же нулевых амплитуд остается неизменным, поскольку оно определяется только длительностью импульсов. Следовательно, уменьшение частоты  $f_0$  ведет к обогащению спектра гармониками, спектр становится гуще. Амплитуда каждой гармоники и постоянная составляющая при этом уменьшаются.

При увеличении периода импульсов до бесконечности интервалы между гармониками стремятся к нулю. Число гармоник стремится к бесконечности, спектр становится сплошным, как это показано на рис. 1.6.

При увеличении частоты импульсов  $f$  интервалы между гармониками возрастают, спектр обедняется гармониками. При уменьшении длительности импульсов нулевые амплитуды спектра отодвигаются вправо, в сторону больших частот. Положение гармоник на частотной оси при этом не меняется. Следовательно, число гармоник с амплитудами, превышающими некоторый определенный уровень, возрастает, т.е. спектр колебаний расширяется. Чем уже импульс, тем шире его спектр, и наоборот.

Суммарная энергия всех колебаний, составляющих спектр импульса, равна энергии, сосредоточенной в импульсе. Зависимость относительной энергии  $W$  колебаний ограниченной полосы частот для импульсов разных типов приведена на рис. 1.7. Видно, например, что для прямоугольного импульса (кривая 1) в полосе частот  $0 < f < 2/t_u$  заключено примерно 95%

всей энергии импульса, а на остальную часть спектра приходится только 5 % энергии. Большой сосредоточенностью энергии в спектре обладают импульсы треугольной формы (кривая 2) и колокольной формы (кривая 3). Отсюда следует, что электронное устройство, предназначенное для воспроизведения периодической последовательности импульсов, должно без искажений передавать частоты от  $f$  до  $(1-2)/t_u$ . Например, при  $f = 1$  кГц и  $t_u = 1$  мкс полоса воспроизводимых частот простирается от 1 кГц до 1–2 МГц. Для одиночных импульсов нижняя граница полосы пропускания доходит вплоть до нуля.

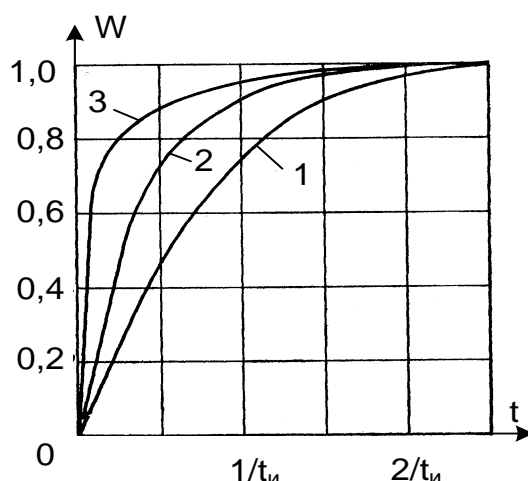


Рисунок 1.7 – Зависимость относительной энергии колебаний для импульсов разных типов

При постепенном уменьшении длительности импульса, но сохранении его площади (равной единице) спектр импульса непрерывно расширяется и в пределе, когда импульс описывается  $\delta$ -функцией,  $t_u$  стремится к нулю, а амплитуда  $X_m$  — к бесконечности, спектр становится равномерным и простирается в бесконечность.

Когда, например, требуется определить частотную характеристику электронной схемы, то удобно использовать воздействие, описываемое  $\delta$ -функцией. Благодаря равномерности спектра  $\delta$ -функции спектр выходного сигнала повторит частотную характеристику устройства. Возможен и другой подход к оценке временных параметров сигналов и воздействий, основанный на оценке их формы кривой. Чаще всего речь идет об импульсах, которые по форме близки к простым геометрическим

фигурам (рис. 1.8). Различают импульсы: прямоугольные (а); трапецеидальные (б); треугольные (в); пилообразные (г); экспоненциальные (д); колоколообразные (е). У реального импульса переходы между его отдельными участками плавные, что не позволяет четко фиксировать длительность участков. Поэтому прибегают к понятию *активной длительности*, которым пользуются в экспериментах и при учете реальной формы импульсов (рис. 1.9).

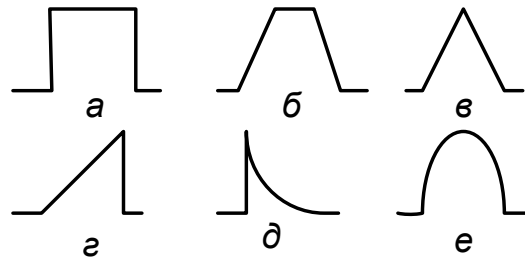


Рисунок 1.8 – Формы периодических импульсов:

Активной длительностью прямоугольного импульса  $t_u$  называют промежуток времени между началом нарастания и окончанием спада импульса, отсчитанными по уровню  $0,1 X_m$ , где  $X_m$  – амплитуда импульса. Активная длительность нарастания импульса  $t_\phi$  и спада его  $t_c$  определяется интервалом времени между моментами, в которые высота импульса принимает значения  $0,9 X_m$  и  $0,1 X_m$ . Время задержки импульса  $t_{зд}$  – время от момента, когда высота импульса равна нулю, до момента, когда она станет равной  $0,1 X_m$ . Степень негоризонтальности вершины (длительность последней равна  $t_u - t_\phi - t_c$ ) характеризуется сколом (неравномерностью). Скол  $\Delta X_m$  определяется как разность амплитуды импульса и высоты его в начале спада. После спада импульса часто образуется обратный выброс с полярностью, противоположной полярности основного импульса, амплитудой  $X_\epsilon$  и длительностью  $t_\epsilon$ . Это так называемый хвост импульса. Хвост может быть как аperiodического, так и колебательного характера. Время  $t_\epsilon$  называют временем восстановления. В большом числе практических случаев нарастание импульсов носит экспоненциальный характер (рис. 1.9) и описывается уравнением

$$x = X_m [1 - \exp (-t/\tau)]. \quad (1.12)$$

Спад импульса описывается уравнением экспоненты

$$x = X_T \exp(-t/\tau), \quad (1.13)$$

где  $\tau$  – постоянная времени экспоненты.

Значения активной длительности импульса находят после решения этих уравнений относительно  $t$ :

$$t = \tau \ln(1 - x / X_m)^{-1}; \quad t = \tau \ln(X_m / x). \quad (1.14)$$

Подставляя сюда значения  $x = 0,1 X_m$  и  $0,9 X_m$ , найдем время нарастания  $t_\phi = t(0,9 X_m) - t(0,1 X_m) \approx 2,2 \tau$  и время спада  $t_c \approx 2,2 \tau$ .

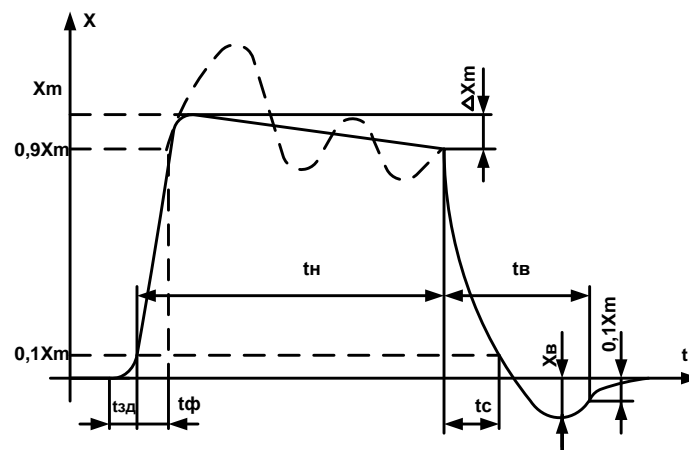


Рисунок 1.9 – Активная длительность импульса

Для управления цифровыми устройствами часто используются перепады напряжения, которые представляют собой скачкообразные изменения напряжения между двумя уровнями. Перепад от низкого уровня к высокому называют положительным и, наоборот, если напряжение изменяется от высокого уровня к низкому – отрицательным.

В импульсной технике часто приходится иметь дело с последовательностями импульсов, которые периодически повторяются через промежуток времени  $T$ , который называют периодом следования (рис. 1.10).

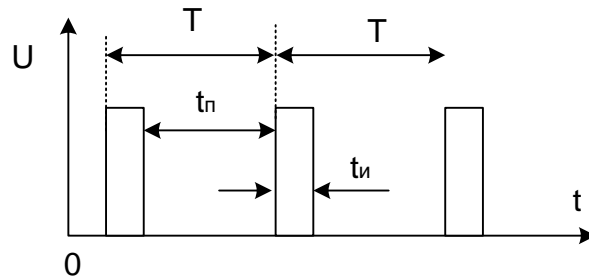


Рисунок 1.10 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Интервал времени между импульсами называется длительностью паузы  $t_n$ . Последовательность импульсов характеризуется также *частотой повторения*  $f = 1/T$ , *скважностью*  $Q = T/t_u$  и *коэффициентом заполнения*  $k_z = t_u/T = 1/Q$ . Дополнительными параметрами для последовательности импульсов являются также среднее значение напряжения или тока за период  $T$ :

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} u(t) dt \quad (1.15)$$

и действующее значение

$$U_D = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_u} U^2(t) dt} . \quad (1.16)$$

Для последовательности прямоугольных импульсов  $U_{cp} = U_m/Q$ ,  $U_D = U_m/\sqrt{Q}$ , т.е. – действующее значение  $U_D$  напряжения последовательности прямоугольных импульсов больше среднего значения в  $\sqrt{Q}$  раз. Кроме последовательностей одиночных импульсов в цифровой технике широко используются также последовательности пачек импульсов (рис. 1.11), каждая из которых состоит из нескольких импульсов. Длительность паузы между импульсами в одной пачке иногда бывает переменной и является важным параметром импульсного сигнала, образуемого пачкой импульсов.

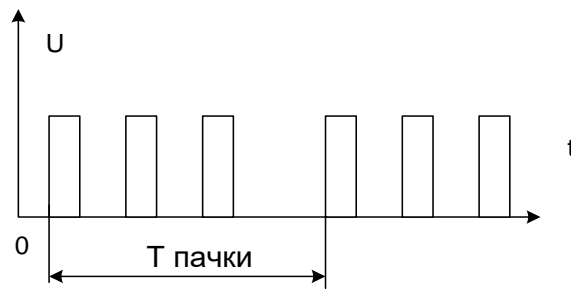


Рисунок 1.11 – Последовательности пачек импульсов

Чтобы судить о возможностях формирования, передачи и приема сигналов и воздействий с помощью той или иной аппаратуры, прибегают к исследованию ее переходных характеристик. *Переходная характеристика* представляет собой зависимость выходного параметра (тока, напряжения) от времени при скачкообразном входном воздействии. Такое воздействие дает возможность выяснить реакцию устройства сразу в двух режимах: при мгновенном изменении входного сигнала (переходный режим) и при постоянном его значении (статический режим). Иначе говоря, переходная функция  $h(t - t_0)$  находится как нормальная реакция системы (т.е. реакция при нулевых начальных условиях) на воздействие в виде единичной ступенчатой функции (рис. 1.12)

$$1(t - t_0) = 1 + \frac{|t - t_0|}{t - t_0} \quad (1.17)$$

или, что тоже самое,

$$1(t - t_0) = \begin{cases} 1, & t > t_0; \\ 0, & t \leq t_0. \end{cases} \quad (1.18)$$

Напомним, что  $\delta$ -функция или импульсная функция может быть найдена из единичной ступенчатой путем дифференцирования:  $\delta(t) = d1(t)/dt$ .

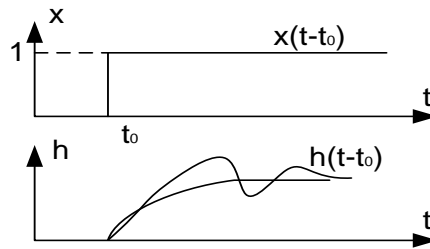


Рисунок 1.12 – Единичная ступенчатая функция

Нормальную реакцию  $\omega(t)$  на импульсное воздействие называют *импульсной переходной функцией*. Нормальная реакция устройства на произвольное воздействие  $x(t)$  выражается через импульсную переходную функцию с помощью интеграла.

$$x(t) = \int_0^t \omega(t-\tau)x(\tau)d\tau = \int_0^{t-T} \omega(\tau)x(t-\tau)d\tau, \quad (1.18)$$

где  $\omega(\tau)$  играет роль весовой функции.

Очевидно, что реальные входные сигналы имеют меньшую крутизну нарастания и спада, чем переходная характеристика, и ограниченную длительность вершины.

## Контрольные вопросы

1. Какие сигналы называются детерминированными и случайными?
2. Какими параметрами характеризуются электрические сигналы?
3. Что такое активная длительность импульса?
4. Как определяются длительность фронта и среза импульса?
5. Что такое спад вершины импульса?
6. Что такое коэффициент заполнения?
7. Коэффициенты Фурье, постоянная составляющая спектра сигнала
8. Что такое спектр амплитуд и спектр фаз.
9. При каких условиях непериодическая функция может быть представлена интегралом Фурье.
10. Какими параметрами импульсов и импульсных последовательностей передаваться информация?
11. Какими параметрами гармонических сигналов может передаваться информация?
12. Для чего применяют модуляцию?
13. Какие физические носители информации применяют в автоматике?
14. Что понимают под воздействием, и какие воздействия применяют в электронных элементах автоматике?
15. Выберите тип модуляции для передачи информации от датчиков по силовому кабелю электробура глубинной скважины.
16. С какой частотой необходимо производить дискретизацию?
17. Каковы характерные особенности спектра периодического сигнала.
18. Определите, какая часть спектра сигнала связана с искажениями фронта и плоской вершины импульса.
19. Как будет изменяться спектр сигнала, если длительность прямоугольного импульса будет приближаться к длительности паузы?
20. Какой сигнал обладает самым узким и самым широким спектром?

## 2. ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛА ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

### 2.1. Электрические цепи

Электрические цепи являются неотъемлемой составной частью электронных элементов автоматики, выполняющие большое количество различных специфических функций. Основное отличие электрических цепей от электронных состоит в том, что они представляют собой совокупность пассивных линейных элементов, т. е. таких, вольт-амперные характеристики которых подчиняются закону Ома, и они не усиливают входные сигналы. В силу этого электрические цепи электронных устройств чаще называют линейными устройствами преобразования и формирования электрических сигналов.

Электрические цепи применяют для связи отдельных каскадов электронных устройств, для преобразования электрических сигналов по длительности, амплитуде, преобразования фазы переменных сигналов. Накопительные времязадающие RC-, RL,- и RLC-цепи составляют основу всех типов генераторов импульсных сигналов. Эти же цепи в их различных комбинациях лежат в основе работы генераторов синусоидальных колебаний, избирательных и широкополосных усилителей, активных фильтров. Электрические цепи также приходится рассматривать при анализе схем замещения усилительных каскадов. При этом выясняется, что даже если в явном виде эти цепи и не входят в состав схемы, они образуются паразитными емкостями и индуктивностями переходов транзисторов, диодов, нагрузки, монтажа, внутренними сопротивлениями источников питания и пр. Для упрощения анализа нелинейные свойства таких цепей учитываться не будут.

Функционально линейные устройства формирования и преобразования электрических сигналов можно разделить на следующие основные группы:

- интегрирующие цепи, применяемые для интегрирования сигналов, и иногда для расширения (увеличения длительности) импульсов;
- дифференцирующие (укорачивающие) цепи, применяемые для дифференцирования сигналов, а также для укорочения импульсов (получения импульсов заданной длительности);

- резисторные и резисторно-емкостные делители, применяемые для изменения амплитуды электрических сигналов;
- импульсные трансформаторы, применяемые для изменения полярности и амплитуды импульсов, для гальванической развязки импульсных цепей, для формирования положительной обратной связи в генераторах и формирователях импульсов, для согласования цепей по нагрузке, для получения импульсов с нескольких выходных обмоток;
- электрические фильтры, предназначенные для выделения из сложного по форме электрического сигнала частотных составляющих, расположенных в заданной области, и для подавления частотных составляющих, расположенных во всех других областях частоты.

В зависимости от элементов, на которых выполняются линейные устройства, их можно разделить на RC-, RL- и RLC-цепи. При этом линейные устройства могут включать в себя линейный резистор  $R$ , линейный конденсатор  $C$ , линейную катушку индуктивности  $L$ , импульсный трансформатор без насыщения сердечника. Слово «линейный» подчеркивает, что имеются в виду только те разновидности элементов, которые имеют вольт-амперные характеристики линейного типа, или, иными словами, номинальное значение параметра (сопротивления, емкости и т. д.) у которых постоянно и не зависит от протекающего тока или приложенного напряжения. Например, обычный конденсатор со слюдяными диэлектрическими прокладками в широком диапазоне напряжений считается линейным, а значение емкости рп-перехода зависит от приложенного напряжения, и ее нельзя отнести к линейным элементам. Кроме того, всегда имеются ограничения по амплитуде или мощности сигнала, при которых элемент сохраняет линейные свойства. Например, допустимое напряжение на конденсаторе не должно превышать пробивного значения. Аналогичные ограничения имеются и у других элементов, и их приходится учитывать, относя элемент к тому или иному классу.

Важнейшее свойство линейных устройств заключается в их способности накапливать и отдавать энергию в емкостных и индуктивных элементах и этим преобразовывать входные сигналы во временное изменение интервалов на выходе. Это свойство лежит в основе работы генераторов, устройств подавления импульсных помех и «состязаний» в цифровых схемах, возникающих в процессе прохождения электрического

сигнала через цепи с различной временной задержкой.

Следует отметить определенные трудности применения линейных электрических цепей в интегральной технологии. Это связано с наличием ряда технологических трудностей изготовления резисторов и конденсаторов, не говоря уже о катушках индуктивности, в интегральном исполнении.

## 2.2. Частотно-независимый делитель напряжения

Частотно-независимый делитель напряжения (ДН) предназначен для уменьшения напряжения источника сигнала до требуемой величины. ДН применяется для согласования входного каскада с источником сигнала по напряжению, для задания рабочей точки транзистора в усилителе, для формирования эталонного (чаще говорят «опорного») напряжения. Схема простейшего делителя напряжения приведена на рис.2.1.

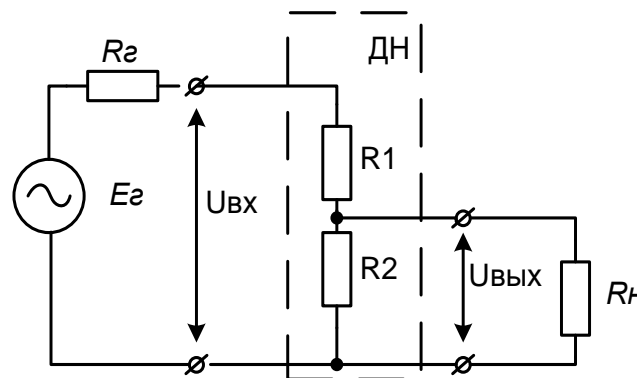


Рисунок 2.1 – Схема простейшего делителя напряжения

В идеальном случае  $R_2 = 0$ ;  $R_H = \infty$ . Поэтому  $U_{вх} = E_2$ ;  $R_{вх} = R_1 + R_2$ ;

$$U_{ВЫХ} = \frac{E_2 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = K_{ДН} \cdot E_2, \quad (2.1)$$

$$K_{ДН} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (2.2)$$

где  $K_{ДН}$  – коэффициент передачи ДН.

Из выражения (2.1) видно, что выходное напряжение ДН может принимать любые значения от нуля до  $E_2$ . Величина  $U_{ВЫХ}$  не зависит от абсолютных значений  $R1$  и  $R2$ , а зависит только от отношения (2.2). Амплитудно-частотная характеристика ДН представляет собой прямую, параллельную оси частот.

При анализе реальных электронных схем, для исключения грубых ошибок, всегда необходимо учитывать электрические характеристики источника сигнала и нагрузки. Важнейшими из них являются:

- величина и полярность э.д.с. источника сигнала;
- внутреннее сопротивление источника сигнала (на рис. 2.1 –  $R_2$ );
- АЧХ и ФЧХ источника сигнала;
- сопротивление нагрузки (на рис. 2.1 –  $R_H$ );
- значения паразитных емкости и индуктивности нагрузки и др.

Из рисунка видно, что с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала входное напряжение ДН равно:

$$U_{ВХ} = \frac{E_2 \cdot (R1 + R2)}{R_2 + R1 + R2}. \quad (2.3)$$

Из чего следует, что только часть напряжения сигнала падает на ДН, а другая часть падает на внутреннем сопротивлении источника. И чем больше  $R_2$  относительно суммы  $R1+R2$ , тем большая часть сигнала падает на  $R_2$ , что снижает к.п.д. источника. Считаются приемлемыми потери на  $R_2$ , не превышающие 10%. Следовательно, зная  $R_2$ , можно определить граничное значение входного сопротивления делителя из неравенства

$$R1+R2 \geq 10R_2. \quad (2.4)$$

Очевидно, сумма сопротивлений  $R1+R2+R_2$  задает максимальное значение тока источника сигнала:  $I_{2max} = U_2/R1+R2+R_2$  (без учета сопротивления нагрузки).

Величина выходного напряжения ДН определяется из допустимого значения напряжения для нагрузки. Из рисунка видно, что  $R_H$  включается параллельно  $R2$ . Если  $R_H = \infty$ , выходное напряжение равно:

$$U_{ВЫХ} = \frac{U_{ВХ} \cdot R2}{R1 + R2}. \quad (2.5)$$

Однако в реальных устройствах  $R_H$  имеет конечное значение (для большинства электронных устройств  $R_H$  находится в интервале от 100 Ом до 1 МОм).

У многих электронных устройств (ЭУ) его входное сопротивление - переменная величина, которая, как правило, включает в себя переменное сопротивление перехода база-эмиттер транзистора. Значение сопротивления этого перехода зависит от величины и полярности входного напряжения и от его температуры. Поэтому даже для одного и того же устройства входное сопротивление может лежать в широких пределах.  $R_H$  для ДН может быть входным сопротивлением ЭУ.

Это, в свою очередь, накладывает ограничения на значение  $R_2$ . Чтобы величина параллельного соединения  $R_H$  и  $R_2$  не отличалась существенно от  $R_2$  достаточно выполнить условие неравенства

$$R_{H, \min} \geq 10R_2. \quad (2.6)$$

Зная выходное сопротивление источника сигнала  $R_2$  и входное сопротивление  $R_H$  и задаваясь коэффициентом передачи делителя можно из (2.6) рассчитать сначала  $R_2$ , затем из (2.5) найти  $R_1$ . При расчете ДН также необходимо рассчитывать рассеиваемую мощность на резисторах и чувствительность схемы к разбросу параметров сопротивлений.

На рис. 2.2 представлены разновидности делителей напряжения.

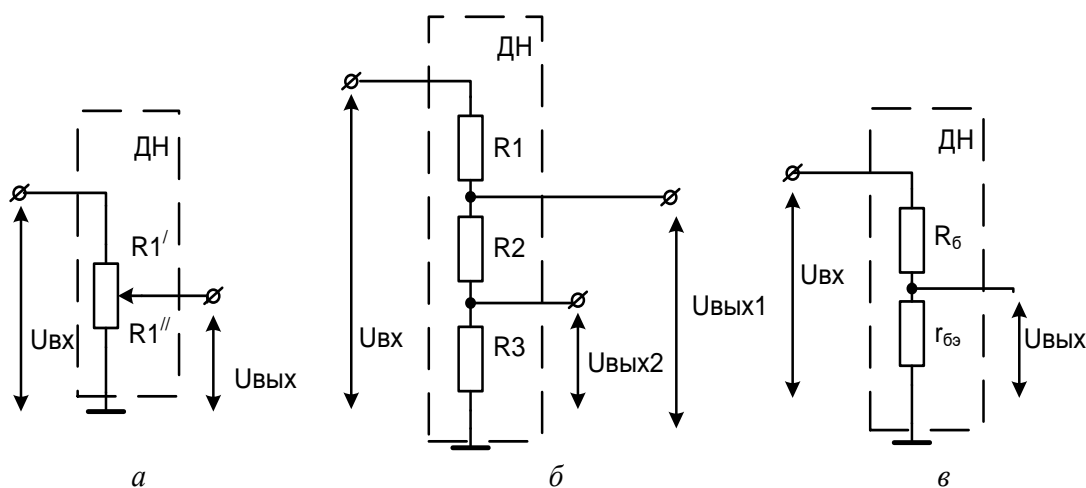


Рисунок 2.2 – Разновидности делителей напряжения

Важное место в электронике занимают делители напряжения, у которых верхнее или нижнее плечо образовано переменным сопротивлением. Если делитель запитать постоянным стабильным напряжением, и, скажем, в нижнем плече поставить сопротивление, величина которого зависит от температуры, давления, влажности и пр. физических параметров (рис.2.3, *а*), то с выхода ДН можно снимать напряжение, пропорциональное температуре, давлению, влажности и т.д. Особое место занимают делители, у которых одно из сопротивлений зависит от частоты питающего напряжения. Они образуют большую группу разнообразных фильтров электрических сигналов.

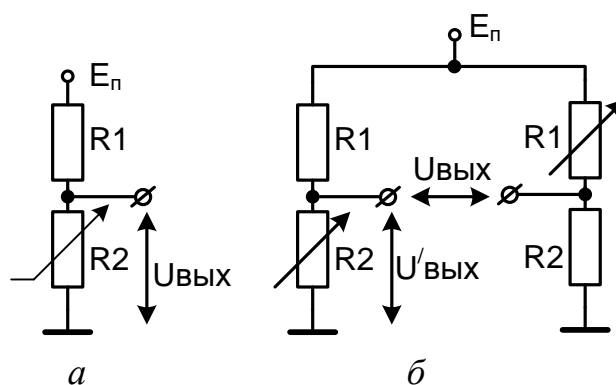


Рисунок 2.3 – Делитель напряжения с переменным сопротивлением

Дальнейшее усовершенствование делителя напряжения привело к появлению измерительного моста, который состоит из двух делителей (рис. 2.3, *б*). В такой схеме можно снимать сигнал и между средней точкой и общим проводом, и между двумя средними точками. Во втором случае размах выходного сигнала при одинаковом изменении переменных сопротивлений удваивается. Усилители электрических сигналов также представляют собой делитель напряжения, роль переменного сопротивления в котором играет управляемый входным напряжением транзистор.

### 2.3. Интегрирующие линейные цепи

Простейшая интегрирующая цепочка представляет собой делитель напряжения, у которого роль нижнего плеча делителя выполняет конденсатор  $C$  (рис. 2.4).

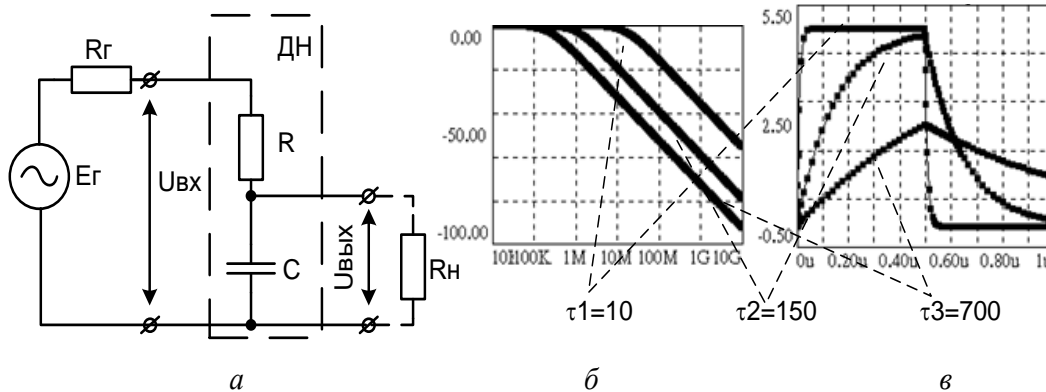


Рисунок 2.4 – Интегрирующая линейная цепь

Замена нижнего сопротивления конденсатором радикально изменила частотные свойства делителя. Поскольку сопротивление конденсатора переменному току равно  $Z_C = 1/\omega C$ , выражения (2.1) и (2.2) примут вид:

$$U_{\text{вых}}(\omega) = \frac{\hat{A} \tilde{a} \cdot Z_{\tilde{N}}(\omega)}{R + Z_{\tilde{N}}(\omega)} = \hat{E}_{\tilde{A} \tilde{I}}(\omega) \cdot \hat{A} \tilde{a}. \quad (2.7)$$

Анализ выражения (2.7) показывает, что при  $\omega = 0$ ,  $Z_C = \infty$ , коэффициент передачи  $K_{\text{ДН}} = 1$ , выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  будет равно  $U_{\text{вх}}$ , но по мере роста частоты входного сигнала  $K_{\text{ДН}}$  начинает снижаться. На АЧХ (рис.2.4, б) это снижение составляет 20 дВ/дек. При частоте  $\omega = \infty$ ,  $Z_C$  становится равным нулю, т.е. конденсатор полностью шунтирует выходной сигнал,  $U_{\text{вых}} = 0$ . Эта особенность интегрирующих цепей получила широкое применение в электронных устройствах. Такая цепочка получила название фильтра нижних частот (ФНЧ). ФНЧ предназначен для передачи без изменения сигналов нижних частот, а на высоких частотах обеспечивает затухание сигналов и запаздывание их по фазе относительно входных сигналов. Такие свойства обеспечивает простейшая  $RC$ -цепь, изображенная на рис.2.4, а. Амплитудно-частотная характеристика такой цепи описывается уравнением:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad (2.8)$$

а фазо-частотная

$$\varphi(\omega) = - \arctg \omega RC. \quad (2.9)$$

АЧХ и ФЧХ наиболее удобно представлять в логарифмическом масштабе. АЧХ для различных вариантов постоянных времени  $\tau$  представлены на рис. 2.4, б. Граничная частота (частота среза)  $f_{cp}$  – это такая частота, при которой  $K(\omega) = 1/\sqrt{2}$ , т.е. изменяется на 3 дБ. Выражение для частоты среза  $f_{cp}$  получим, положив

$$K(\omega) = 1/\sqrt{2} = 1/\sqrt{1 + \omega_{cp}^2 R^2 C^2}, \quad (2.10)$$

$$f_{cp} = (1/2\pi)\omega_{cp} = 1/2\pi RC. \quad (2.11)$$

Фазовый сдвиг  $\varphi$  на этой частоте составляет  $-45^\circ$ . Из выражения (2.11) вытекает, что чем меньше  $R$  и  $C$ , тем выше  $f_{cp}$  и тем шире полоса пропускания такой цепочки. Из рис. (2.4, б) видно, что АЧХ  $K(\omega)$  наиболее просто составить из двух асимптот:

1.  $K(\omega) = 1$ , что соответствует отсутствию затухания на нижних частотах  $f \ll f_{cp}$ , ( $K(\omega) = 0$  дБ)

2. На высоких частотах при  $f \gg f_{cp}$ , ( $K(\omega) \approx 1/(\omega RC)$ ) т. е. коэффициент усиления обратно пропорционален частоте, и при увеличении частоты в 10-раз  $K(\omega)$  также уменьшается в 10 раз, т. е. он уменьшается на 20 дБ на декаду.

3.  $K(\omega) = 1/\sqrt{2}$ , что соответствует затуханию на 3 дБ при  $f = f_{cp}$ .

Цепь такой конфигурации (рис. 2.4, а) в электронной технике также называется интегрирующей, поскольку при соблюдении определенных соотношений между длительностью входного сигнала и параметром  $\tau$  цепи позволяет получить на выходе интеграл от входного напряжения.

Действительно, при  $R = 0$  такая RC-цепь представляет собой идеальный интегратор тока:

$$u_{вых}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt. \quad (2.12)$$

Однако, поскольку в импульсной технике требуется интегрирование импульсов напряжения длительностью  $t_{и}$ , можно искусственно создать источник тока с внутренним сопротивлением  $R$ . В этом случае уравнение (2.12) запишется в виде:

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{RC} \int_0^{t_u} [u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t)] dt = \frac{1}{RC} \int_0^{t_u} u_{\text{вх}}(t) dt - \frac{1}{RC} \int_0^{t_u} u_{\text{вых}}(t) dt \quad (2.13)$$

где первая составляющая определяет результат точного интегрирования, а вторая – погрешность интегрирования  $\Delta u_{\text{вых}}(t)$ . В операторной форме уравнение (2.13) имеет вид

$$U_{\text{вых}}(P) = \frac{U_{\text{вх}}(P)}{1 + pRC}, \quad (2.14)$$

откуда видно, что рассматриваемая схема представляет собой инерционное звено первого порядка.

Если выполняется условие  $u_{\text{вх}}(t) \gg u_{\text{вых}}(t)$ , то интегралом от  $u_{\text{вых}}(t)$  можно пренебречь и получить соотношения, описывающие идеализированный интегратор напряжения. Иначе говоря, фильтр нижних частот действительно можно считать интегрирующей цепью, выходное напряжение которой пропорционально интегралу входного напряжения.

Функции интегрирующих цепей в устройствах импульсной техники могут быть различны. Такая цепочка может быть использована как фильтр нижних частот, сглаживающий фильтр постоянной составляющей (питающего напряжения), формирователь линейно изменяющегося напряжения, для расширения входных импульсов, для подавления коротких импульсных помех, паразитных обратных связей. Часто при анализе электронных схем приходится учитывать интегрирующие цепочки, образованные паразитными емкостями и сопротивлениями, которые могут существенно исказить форму импульсов.

Случай *передачи прямоугольного импульса напряжения* наиболее часто встречается в схемах импульсной и цифровой техники. Рассмотрим физические процессы при воздействии на электрическую цепочку напряжением типа прямоугольного импульса. При нулевых начальных условиях (конденсатор разряжен) скачек напряжения на входе инициирует процесс заряда конденсатора по цепи:  $E_2 - R_2 - R - C - \text{«земля»} - E_2$ . Напряжение на конденсаторе (оно же –  $U_{\text{вых}}$ ) начнет нарастать по экспоненте. Как известно, начальный участок экспоненты близок к прямой. Если пренебречь внутренним сопротивлением источника сигнала, скорость нарастания  $U_C$  определяется постоянной времени  $\tau_{\text{заряда}} = RC$ .

Через время  $t \geq 5\tau$  выходное напряжение практически станет равным  $U_{\text{ex}}$ . Это означает, что конденсатор полностью заряжен. По окончании импульса начинается процесс разряда конденсатора по цепи: верхняя обкладка конденсатора  $C - R - R_2 - E_2 - \text{«земля»}$  – нижняя обкладка  $C$  (окончание импульса нельзя рассматривать как «разрыв» в цепи источника сигнала). Таким образом, цепь разряда и цепь заряда – одна и та же. Следовательно, и постоянная времени разряда  $\tau_{\text{разряда}} = \tau_{\text{заряда}}$ . Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  спадает по такой же экспоненте, как и нарастало.

Изменение выходного сигнала для этого случая при амплитуде входного импульса  $U_{\text{max}}$  в течении длительности импульса  $t_u$  происходит по экспоненциальному закону

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{max}} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (2.15)$$

Переходные процессы для различных значений  $\tau$  показаны на рис. 2.4, в. Очевидно, если соблюдается условие  $t_u \gg \tau$ , то RC-цепь передает импульс практически без искажений. Чем ближе значения  $t_u$  и  $\tau$ , тем большие искажения претерпевает импульс. Если  $t_u \ll \tau$ , то RC-цепь работает как интегрирующая с тем большей точностью интегрирования, чем лучше соблюдается это условие.

Можно заметить, что прямоугольный импульс, проходя через подобную RC-цепь, не только преобразуется по форме, но и растягивается по длительности.

## 2.4. Дифференцирующие линейные цепи

Простейшая дифференцирующая цепочка представляет собой делитель напряжения, у которого роль верхнего плеча делителя выполняет конденсатор  $C$  (рис.2.5, а), с сопротивлением  $Z_C = 1/\omega C$ . Вместе с источником сигнала и нагрузкой дифференцирующая цепочка примет вид (рис.2.5, б). Выходное напряжение такого делителя без учета внутреннего сопротивления источника сигнала описывается выражением:

$$U_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \frac{R \cdot E_2}{R + Z_C(\omega)} = K_{\text{ДН}}(\omega) \cdot E_2. \quad (2.16)$$

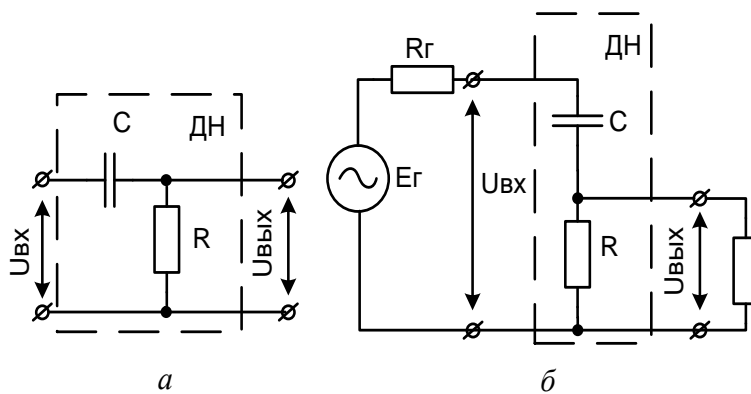


Рисунок 2.5 – Дифференцирующая линейная цепочка

Анализ выражения (2.16) показывает, что при  $\omega = 0$ ,  $Z_C = \infty$ , коэффициент передачи такого частотно-зависимого делителя напряжения  $K_{ДН} = 0$ , выходное напряжение  $U_{вых}$  будет равно нулю, но по мере роста частоты входного сигнала  $K_{ДН}$  начинает увеличиваться. На АЧХ (рис.2.6) это увеличение составляет 20 дВ/дек.

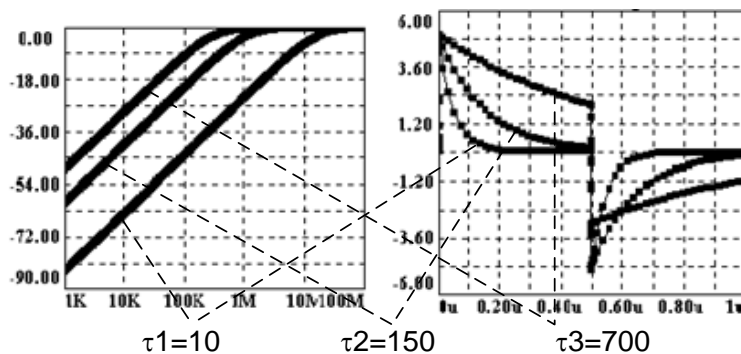


Рисунок 2.6 – АЧХ дифференцирующей линейной цепочки

При частоте  $\omega = \infty$ ,  $Z_C$  становится равным нулю, т.е. верхнее сопротивление делителя превращается в короткую,  $U_{вых} = U_{вх}$ . Такая цепочка получила название фильтра верхних частот (ФВЧ). ФВЧ предназначен для передачи без изменения сигналов высоких частот, а на нижних частотах обеспечивает затухание сигналов и опережение их по фазе относительно входных сигналов. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики такой цепи описываются уравнениями:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/\omega^2 R^2 C^2}}, \quad (2.17)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega RC}. \quad (2.18)$$

Фазовый сдвиг на частоте среза составляет  $+45^\circ$ . А частота среза вычисляется по той же формуле, что и для интегрирующей цепи:  $f_{cp} = 1/2\pi RC$ . Как и для фильтра нижних частот, АЧХ фильтра верхних частот можно составить из двух асимптот (рис.2.6):

1.  $K(\omega) = 1$  в области высоких частот, при  $f \gg f_{cp}$ .

2.  $K(\omega) \approx \omega RC$  на низких частотах при  $f \ll f_{cp}$ . Коэффициент передачи схемы пропорционален частоте входного сигнала, наклон АЧХ составляет 20 дБ/дек.

3. Если  $f = f_{cp}$ , то  $K(\omega) = 1/\sqrt{2}$ , что соответствует затуханию на 3 дБ.

Рассмотрим физические процессы при воздействии на электрическую цепочку напряжением типа прямоугольного импульса. При нулевых начальных условиях (конденсатор разряжен) скачек напряжения на входе инициирует процесс заряда конденсатора по цепи:  $E_2 - R_2 - C - R - \text{«земля»} - E_2$ . В первый момент времени конденсатор представляет собой короткую. Следовательно, первоначально все напряжение источника сигнала прикладывается к  $R$ . Поэтому  $U_{вых} = U_R = U_{вх}$ . Затем напряжение на конденсаторе начнет нарастать по экспоненте. Из рисунка видно, что  $U_{вых} = U_{вх} - U_C$ . Следовательно, по мере заряда конденсатора выходное напряжение будет снижаться по экспоненте от значения  $U_{вх}$  до нуля. Если пренебречь внутренним сопротивлением источника сигнала, скорость нарастания  $U_C$  определяется постоянной времени  $\tau_{заряда} = RC$ . Через время  $t \geq 5\tau$  выходное напряжение практически станет равным нулю. Это означает, что конденсатор полностью заряжен. По окончании импульса начинается процесс разряда конденсатора по цепи: верхняя обкладка конденсатора  $C - R_2 - E_2 - \text{«земля»} - R -$  нижняя обкладка  $C$  (окончание импульса нельзя рассматривать как «разрыв» в цепи источника сигнала). Поскольку ток через  $R$  течет в обратном направлении, выходное напряжение, сохраняя форму (цепь заряда и цепь разряда – одна и та же, следовательно, и постоянная времени разряда  $\tau_{разряда} = \tau_{заряда}$ ) поменяет знак на противоположный. Возникает т.н.

отрицательный выброс.

Изменение выходного сигнала для этого случая при амплитуде входного импульса  $U_{max}$  в течение длительности импульса  $t_u$  происходит по экспоненциальному закону

$$u_{\text{вых}}(t) = U_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (2.19)$$

Переходные процессы для различных значений  $\tau$  показаны на рис. 2.6, б. Очевидно, если соблюдается условие  $t_u \ll \tau$ , то  $RC$ -цепь передает импульс практически без искажений, поскольку за время прохождения импульса конденсатор зарядиться не успевает. Чем ближе значения  $t_u$  и  $\tau$ , тем большие искажения претерпевает импульс. Если  $t_u \gg \tau$ , то  $RC$ -цепь работает как дифференцирующая с тем большей точностью дифференцирования, чем лучше соблюдается это условие.

Разделительные цепи не должны пропускать постоянную составляющую входного напряжения, которая имеется в любой однополярной импульсной последовательности, тогда как переменная составляющая должна передаваться без заметных искажений. Отсюда необходимо выбирать постоянную времени  $\tau$  разделительной цепи, значительно превышающую длительность импульса. Так, для относительного спада импульса менее 1% необходимо выбрать  $\tau$  разделительной цепи, по крайней мере в 100 раз больше  $t_u$ .

Укорачивающие (в некоторых устройствах они выполняют функцию форсирующих) цепи применяются для формирования коротких разнополярных импульсов с длительностью, меньшей длительности входных импульсов. Длительность выходных импульсов при прямоугольном входном импульсе определяется только постоянной времени  $\tau$  цепи, величина которой определяется исходя из требуемой длительности импульса.

При расчете разделительной цепи для устройства, передающего последовательность импульсов необходимо учитывать ряд особенностей. Для примера рассмотрим цепь, у которой  $\tau \gg t_u$ . Пусть на такую разделительную цепь поступают однополярные прямоугольные импульсы длительностью  $t_u$  с периодом следования  $T$  (рис. 2.7).

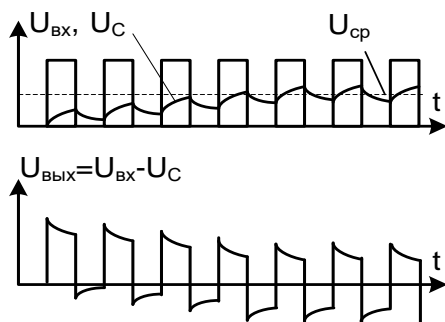


Рисунок 2.7 – Однополярные прямоугольные импульсы

Пусть к приходу первого импульса напряжение на конденсаторе равно нулю:  $U_C(0) = 0$  (нулевые начальные условия). Физические процессы, которые происходят с приходом первого импульса, были уже рассмотрены (см. рис.2.6, а). По истечении времени первой паузы  $t_n = T - t_u$  на вход поступает точно такой же второй импульс. Начальные условия для него будут ненулевыми, так как  $U_C(T) \neq 0$ , и за время длительности второго импульса напряжение на конденсаторе возрастает до большей величины, чем это было при первом импульсе. При этом амплитуда выходных импульсов уменьшается на величину  $U_C$ , и появляются отрицательные импульсы. Наблюдается «сползание» импульсов в область отрицательных значений. Процесс установления режима работы RC-цепи будет завершённым, когда приращение заряда на обкладках конденсатора  $C$  за время импульса  $q(t_u)$  станет равным уменьшению его за время паузы  $q(t_n)$ . При этом напряжение на конденсаторе изменяется относительно среднего значения  $U_{cp}$ .

## 2.5. Полосовые фильтры

Интегрирующее и дифференцирующее звенья при воздействии на них непрерывными случайными сигналами ведут себя как, соответственно, фильтры нижних и верхних частот, АЧХ которых представлены на рис. 2.4 и 2.6. Последовательно соединив два этих фильтра, можно получить фильтр, пропускающий сигналы, лежащие в заданной полосе. Такой фильтр называют полосовым (рис. 2.8).

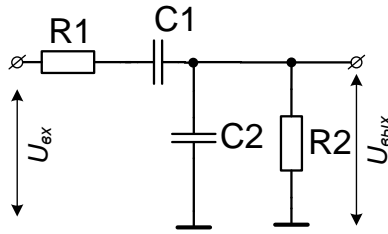


Рисунок 2.8 – Полосовой фильтр

Элементы  $R1$  и  $C2$  образуют фильтр нижних частот, а  $C1$  и  $R2$  – фильтр верхних частот. Коэффициент передачи полосового фильтра описывается выражением:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega RC} - \omega RC\right)^2 + 9}}, \quad (2.20)$$

фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{1 - \omega RC}{3\omega RC} \quad (2.21)$$

График АЧХ приведен на рис.2.4.2. Максимальный коэффициент усиления  $K(\omega)$  имеет место при  $\omega RC = 1$ , резонансная частота  $f_p$  равна

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.22)$$

Фазовый сдвиг на резонансной частоте равен нулю, а коэффициент передачи  $K_p = 1/3$ .

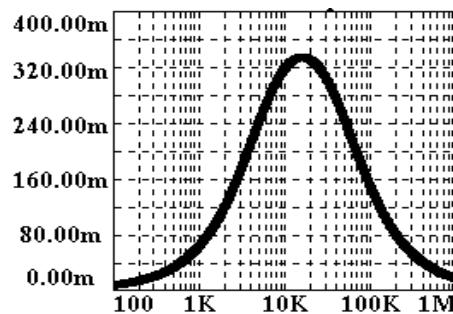


Рисунок 2.9 – АЧХ полосового фильтра

Как следует из рисунка, уменьшение и увеличение частоты входного сигнала относительно  $f_p$  вызывает уменьшение коэффициента передачи вплоть до нуля. К недостаткам такого фильтра относят малый коэффициент передачи на резонансной частоте (1/3).

Для подавления сигналов (например, помех) в определенной частотной области применяют мост Вина, который представляет собой

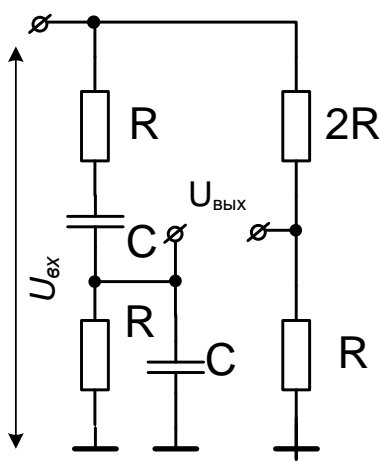


Рисунок 2.10 – Мост Вина

параллельное включение частотно-независимого делителя (рис. 2.10) напряжения и полосового RC-фильтра. Делитель обеспечивает частотно-независимое напряжение, равное  $1/3 U_{вх}$ . На выходе полосового фильтра напряжение достигает уровня  $1/3 U_{вх}$  только на частоте резонанса. Вследствие этого на частоте резонанса разность потенциалов между средними точками моста становится равной нулю, а АЧХ имеет минимум.

Зависимости  $K(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  от частоты имеют вид (рис. 2.11)

$$K(\omega) = \frac{1 - (\omega RC)^2}{3\sqrt{[1 - (\omega RC)^2]^2 + (3\omega RC)^2}}, \quad (2.23)$$

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{3\omega RC}{(\omega RC)^2 - 1}, \text{ при } \omega RC \neq 1. \quad (2.24)$$

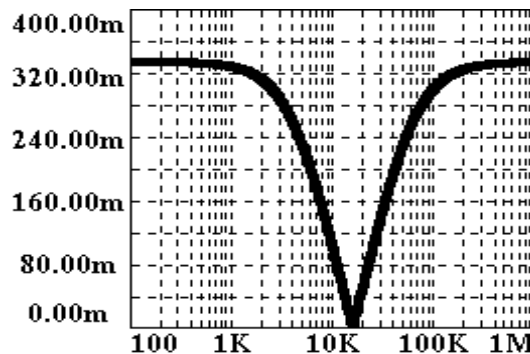


Рисунок 2.11 – АЧХ на частоте резонанса полосового фильтра

Недостатком моста Вина является низкий коэффициент передачи (1/3) и отсутствие общей точки между входом и выходом, что затрудняет съем сигнала с выхода фильтра.

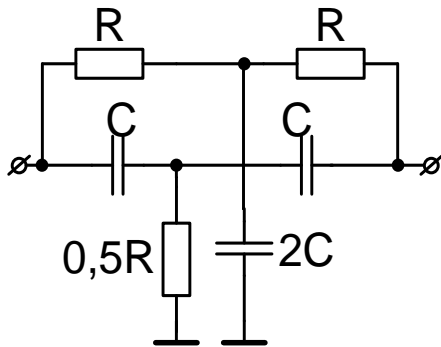


Рисунок 2.12 – Т-образный фильтр

Этих недостатков лишен двойной Т-образный фильтр (рис. 2.12). Он имеет частотные характеристики, идентичные характеристикам моста Вина, однако выходное напряжение в нем снимается относительно общей точки, что дает ему преимущества в электронных схемах. В двойном Т-образном фильтре для высоких и низких частот, существенно отличных от резонансной,  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$ . При

этом сигналы высоких частот будут полностью передаваться через два конденсатора  $C$ , а сигналы низких частот – через резисторы  $R$ .

Амплитудно и фазочастотные характеристики двойного Т-образного моста описываются зависимостями (рис. 2.13):

$$K(\omega) = \frac{1 - (\omega RC)^2}{\sqrt{[1 - (\omega RC)^2]^2 + (4\omega RC)^2}}, \quad (2.25)$$

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{4\omega RC}{(\omega RC)^2 - 1}, \text{ при } \omega RC \neq 1. \quad (2.26)$$

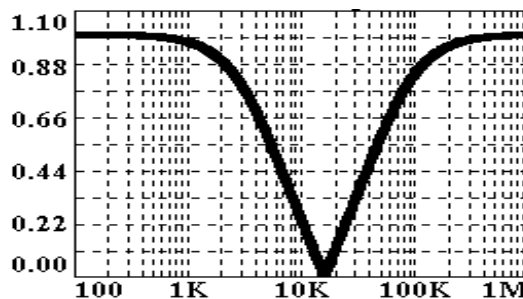


Рисунок 2.13 – АЧХ двойного Т-образного моста

Если необходимо получить лучшие характеристики фильтров по

сравнению с однозвенными, например, более быстрое уменьшение коэффициента передачи фильтра, можно включить  $n$  фильтров нижних частот последовательно. Передаточная функция такой системы

$$K(P) = \frac{1}{(1 + a_1 p) \cdot (1 + a_2 p) \cdot \dots \cdot (1 + a_n p)}, \quad (2.27)$$

где  $a_1, a_2, \dots, a_n$  – действительные положительные коэффициенты,  $P = p/\omega_{cp}$  – нормированная комплексная переменная. Уменьшение коэффициента передачи такого фильтра характеризуется величиной 20 дБ на каждую декаду.

Корни передаточной функции (2.27) являются отрицательными и действительными, что отвечает характеристикам RC-фильтров  $n$ -го порядка.

Передаточная функция фильтра нижних частот в общем виде может быть записана как

$$K(P) = \frac{1}{1 + C_1 P + C_2 P^2 + \dots + C_n P^n}, \quad (2.28)$$

где  $C_1, C_2, \dots, C_n$  – положительные действительные коэффициенты. Порядок фильтра определяется максимальной степенью переменной  $P$ . Для реализации фильтра необходимо разложить полином знаменателя на множители. Если среди корней полинома есть комплексные, то выражение (2.27) не может быть использовано, а его следует записать в виде произведения сомножителей второго порядка:

$$K(P) = \frac{1}{(1 + a_1 P + b_1 P^2) \cdot (1 + a_2 P + b_2 P^2) \cdot \dots \cdot (1 + a_n P + b_n P^n)}, \quad (2.29)$$

где  $a_i, b_i$  – положительные действительные коэффициенты, причем для нечетных порядков полинома  $b_1$  равен нулю.

Такие многозвенные фильтры имеют достаточно сложные полиномиальные характеристики, для аппроксимации которых используют несколько типовых полиномов: Баттерворта, Чебышева, Бесселя. В соответствии с этими полиномами аппроксимируемые ими фильтры

называются фильтрами Баттерворта, Чебышева, Бесселя. Фильтры Баттерворта обеспечивают длинный горизонтальный участок АЧХ (рис. 2.14, кривая 2) в полосе пропускания и резкий спад ее за частотой среза. Переходная характеристика такого фильтра при ступенчатом входном сигнале имеет колебательный характер, причем с увеличением порядка фильтра (числа звеньев) колебания усиливаются. Фильтры Чебышева имеют более круто спадающую характеристику за частотой среза, однако в полосе пропускания она не монотонна, а имеет волнообразный характер с постоянной амплитудой колебаний.

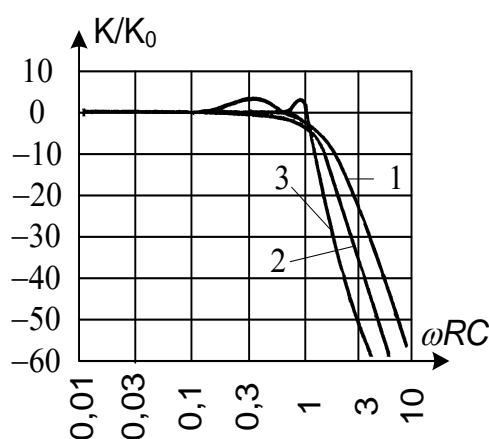


Рисунок 2.14 – АЧХ Фильтры Баттерворта

При заданном порядке фильтра более резкому спаду АЧХ за частотой среза соответствует большая неравномерность в полосе пропускания. Переходная характеристика  $h(t)$  является колебательной, причем с ростом порядка фильтра колебания увеличиваются. Колебательность  $h(t)$  фильтра Чебышева больше, чем фильтра Баттерворта. Фильтры Бесселя (кривая 1) имеют более пологий спад АЧХ по сравнению с фильтрами Баттерворта и Чебышева, однако обладают оптимальной переходной характеристикой. Переходный процесс на выходе этого фильтра при ступенчатом возмущении практически не имеет колебаний. Фазовый сдвиг выходного сигнала пропорционален частоте входного сигнала. Амплитудно-частотные характеристики трех рассмотренных фильтров нижних частот четвертого и десятого порядков показаны на рис. 2.14 и 2.15. Можно заметить, что характеристика фильтра Чебышева (кривая 3) имеет наиболее крутой спад для частот входного сигнала,

превышающих частоту среза, но заметную неравномерность в полосе пропускания. Переходные процессы этих фильтров имеют большую амплитуду колебаний при ступенчатом входном сигнале.

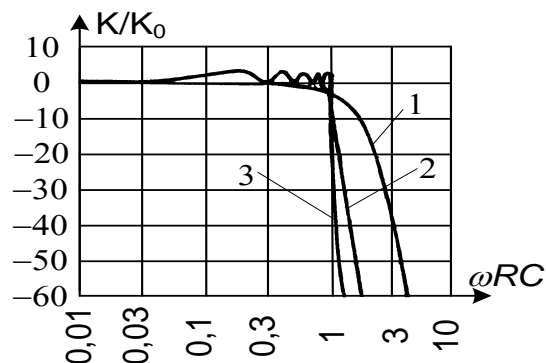


Рисунок 2.15 – Амплитудно-частотные характеристики фильтров нижних частот десятого порядков

Переходный процесс для фильтра Бесселя практически не имеет колебаний. С помощью одной и той же схемы можно получить характеристики фильтра любого типа определенного порядка, изменяя лишь номиналы соответствующих резисторов и конденсаторов. Чтобы рассчитать схему конкретного фильтра, следует знать его частотные характеристики при заданном его порядке. Параметры элементов фильтра непосредственно связаны с коэффициентами  $a_i$  и  $b_i$  аппроксимирующей его полиномиальной функции, которые должны иметь строго определенные значения. Корни этих полиномов могут иметь сопряженные комплексные значения, что приводит к невозможности реализации такого фильтра с помощью пассивных RC-цепей. Для реализации фильтров с сопряженными комплексными корнями могут быть использованы LRC-фильтры. Однако для низких частот нужны большие индуктивности, которые сложны в изготовлении и обладают плохими электрическими характеристиками.

Применения индуктивностей можно избежать, используя RC-схемы с активными элементами (например, операционными усилителями). Такие схемы называются активными фильтрами.

Используя логарифмическое представление, можно перейти от нижних частот к верхним, зеркально отобразив АЧХ относительно частоты среза, т.е. заменив  $\omega RC$  на  $1/\omega RC$ . При этом частота среза остается без

изменений, а  $K_0$  переходит в  $K_\infty$ .

Наряду с RC-фильтрами для обработки электрических сигналов можно использовать RL и RLC фильтры (рис. 2.16). Однако применение индуктивностей в фильтрах имеет ряд особенностей.

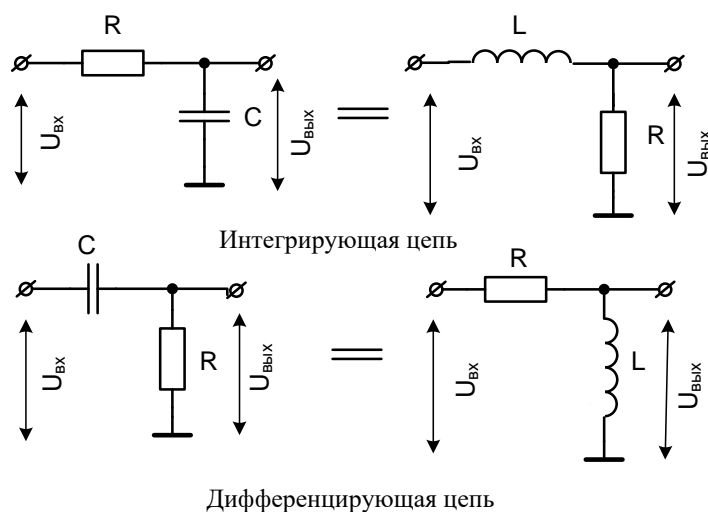


Рисунок 2.16 – RL и RLC фильтры

К сожалению, производство катушек индуктивности и импульсных трансформаторов не поддается микроминиатюризации, что исключает их широкое применение в современной микромощной РЭА. Кроме того, индуктивности создают вокруг себя переменное магнитное поле, что требует дополнительных мер по обеспечению помехоустойчивости РЭА. Однако в сильноточных цепях, например в фильтрах питания, где токи составляют от единиц до сотен ампер, RL фильтр успешно конкурирует с RC, для которого размеры и вес конденсаторов становятся непозволительно велики.

## Контрольные вопросы

1. Как изменяется форма напряжения на выходе дифференцирующей цепи, если изменять сопротивление, емкость цепи, длительность и период повторения прямоугольных импульсов на входе?

2. Запишите формулу для определения длительности импульса на выходе дифференцирующей цепи, если на ее вход воздействует импульс прямоугольной формы.

3. Объясните физические процессы, происходящие в дифференцирующей цепи при воздействии на нее прямоугольных импульсов напряжения.

4. Определите форму напряжения на выходе интегрирующей цепи, если ее входе импульс треугольной формы.

5. Изобразите форму напряжения на выходе дифференцирующей цепи при воздействии на ее вход последовательности прямоугольных импульсов, где длительность импульсов больше длительности паузы.

6. Определите форму напряжения на выходе дифференцирующей цепи, если на ее входе импульсы треугольной, трапецеидальной, пилообразной формы, импульсы с экспоненциальным фронтом и срезом.

7. Как изменяется реакция на выходе цепи при изменении длительности фронта, амплитуды пульса, постоянной времени цепи?

8. Как влияет на форму выходного импульса дифференцирующей цепи выходное сопротивление генератора импульсов?

9. Объясните физические процессы, происходящие в интегрирующей цепи при воздействии на ее вход прямоугольных импульсов.

10. Какой делитель напряжения обладает самой широкой полосой пропускания?

11. Как будет изменяться форма выходного сигнала интегрирующей цепи, если изменить сопротивление цепи, емкость, длительность и период повторения входных импульсов?

12. Как влияет на форму выходных импульсов RC-цепи сопротивление нагрузки, подключаемое параллельно конденсатору  $C$ , паразитная емкость, выходное сопротивление генератора импульсов?

13. Какая цепь вызывает искажение плоской вершины импульса?

14. Какие искажения формы прямоугольного импульса вызывает

интегрирующая цепь.

### 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

#### 3.1. Классификация и основные параметры усилителей

Усилители электрических сигналов – это электронные устройства, предназначенные для усиления или повышения мощности входных сигналов за счет энергии источника питания.

Если рассматривать источник сигнала, который управляет передачей энергии источника питания в нагрузку  $R_H$ , как идеальный генератор напряжения  $E_G$  с внутренним сопротивлением  $R_G$ , а усилитель как эквивалентный четырехполюсник с параметрами, указанными на рис. 3.1, то в зависимости от соотношения входного сопротивления усилителя  $R_{ВХ}$  и  $R_G$  различают:

- усилитель напряжения, если  $R_{ВХ} \gg R_G$ ;
- усилитель тока, если  $R_{ВХ} \ll R_G$ ;
- усилитель мощности, если  $R_{ВХ} \approx R_G$ .

В зависимости от соотношения выходного сопротивления усилителя  $R_{ВЫХ}$  и  $R_H$ :

- усилитель напряжения, если  $R_{ВЫХ} \ll R_H$ ;
- усилитель тока, если  $R_{ВЫХ} \gg R_H$ ;
- усилитель мощности, если  $R_{ВЫХ} \approx R_H$ .

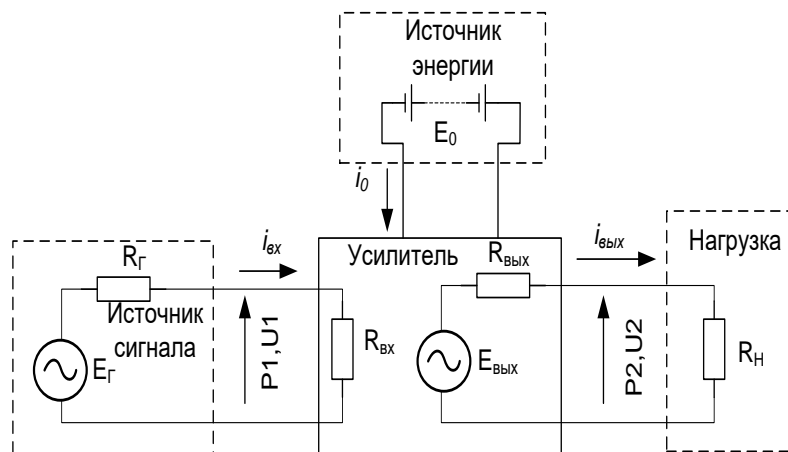


Рисунок 3.1 – Эквивалентный четырехполюсник с параметрами

Нагрузкой усилителя может быть другой усилитель, в этом случае он рассматривается как каскад, обеспечивающий одну ступень усиления, а все усилительное устройство – как многокаскадный усилитель. В многокаскадные усилители входят: входной или предусилительный, промежуточный, предвыходной или предоконечный и выходной или окончательный каскады.

По характеру связи между каскадами усилителей последние делят на усилители с емкостной (или RC), трансформаторной, резонансно-трансформаторной, непосредственной или гальванической связями.

По характеру изменения сигнала во времени усилители бывают постоянного и переменного тока. Усилители постоянного тока усиливают сигналы в полосе частот, начиная с нулевой частоты. Усилители переменного тока подразделяются на усилители низкой и высокой частоты.

По ширине полосы пропускания усиливаемых частот различают:

- избирательные усилители, усиливающие сигналы фиксированной частоты или электрические сигналы в узком спектре частот, у которых отношение верхней граничной частоты пропускания к нижней  $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} < 1$ ;
- широкополосные усилители с большим диапазоном частот усиливаемого сигнала, для которых отношение  $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} \gg 1$ .

Усилители постоянного тока и импульсные усилители – широкополосные. Под условной полосой пропускания понимают частотный диапазон, в пределах которого уровень выходного сигнала не ниже 0,707 максимальной амплитуды сигнала, частоты  $f_{\text{н}}$  и  $f_{\text{в}}$  называются граничными частотами полосы пропускания  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ .

К основным параметрам, которые характеризуют качественные и количественные характеристики усилителя, относятся коэффициент усиления, точность воспроизведения формы усиливаемого сигнала, коэффициент полезного действия.

*Коэффициент усиления.* Показывает, во сколько раз приращение выходной величины напряжения, тока или мощности больше соответствующего изменения на входе.

Коэффициенты усиления по напряжению, по току и по мощности, соответственно, равны:

$$K_U = \frac{u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{u_{\hat{a}\hat{o}}}; K_i = \frac{I_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{I_{\hat{a}\hat{o}}}; K_P = \frac{P_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{P_{\hat{a}\hat{o}}}. \quad (3.1)$$

Для многокаскадного усилителя суммарный коэффициент усиления

$$K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_N, \quad (3.2)$$

где  $N$  число каскадов.

Коэффициент усиления принято выражать в логарифмических единицах (дБ) в связи с тем, что слуховой аппарат человека воспринимает изменение громкости звука по логарифмическому закону:

$$K_u(\partial B) = 20 \lg K_u; \quad K_i(\partial B) = 20 \lg K_i; \quad K_P(\partial B) = 10 \lg K_P; \quad (3.3)$$

$$K_{\Sigma}(\partial B) = K_1(\partial B) + K_2(\partial B) + \dots + K_N(\partial B)$$

*Точность воспроизведения формы усиливаемого сигнала.* В реальном усилителе сигнал на выходе, кроме временной задержки  $\Delta t$ , которая не вносит изменений в форму входного сигнала, содержит нелинейные и линейные искажения.

Основными факторами, обуславливающими нелинейные искажения, является нелинейность вольт-амперных характеристик элементов усилителей.

Рассмотрим нелинейную входную характеристику  $i_B = f(u_{BЭ})$  усилителя на транзисторе в схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 3.2).

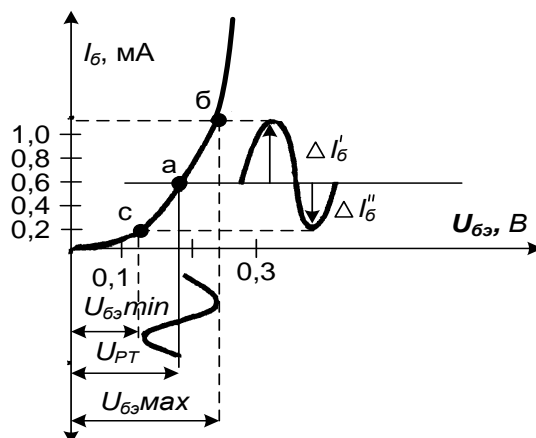


Рисунок 3.2 – Входная характеристика усилитель на транзисторе

При подаче на базу напряжения синусоидальной формы  $u_{ex}(t) = U_{Bmax} \cdot \sin \omega t$  входной ток  $i_B(t)$ , а следовательно, и выходной отличны от синусоиды. Из рисунка видно, что в точках  $a$ ,  $b$  и  $c$  наклон входной характеристики различен. Следовательно, и коэффициент усиления транзистора (который пропорционален тангенсу угла наклона касательной в этих точках) будет отличаться. Чем ближе точка к началу координат, тем меньше коэффициент усиления, и, наоборот, чем ближе точка к участку, соответствующему режиму насыщения транзистора, тем коэффициент усиления больше. Потому приращение базового тока от воздействия положительной полуволны входного сигнала  $\Delta i_b'$  будет больше, чем аналогичное приращение от отрицательной полуволны  $\Delta i_b''$ . Это приводит к появлению в составе входного сигнала ряда высших гармоник. Уровень нелинейных искажений будет тем больше, чем больше размах входного сигнала относительно рабочей точки ( $a$ ) и описывается коэффициентом  $\nu$  нелинейных искажений по формуле:

$$\nu = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}. \quad (3.4)$$

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент нелинейных искажений принимается равным сумме коэффициентов нелинейных искажений отдельных каскадов

$$\nu_{\Sigma} = \nu_1 + \nu_2 + \nu_3 + \dots + \nu_N, \quad (3.5)$$

где  $N$  – число каскадов.

В многокаскадных усилителях нелинейные искажения, в основном, появляются в предоконечных каскадах, на вход которых поступают сигналы с большой амплитудой.

*Линейные искажения* в усилителях, в основном, объясняются зависимостью коэффициента передачи тока базы и реактивных сопротивлений элементов схемы от частоты. Принято оценивать характер линейных искажений по амплитудно-частотной и фазочастотной характеристикам усилителя. Идеальная АЧХ параллельна оси частот. Реально гармоники входного сигнала усиливаются усилителем не

одинаково, так как реактивные сопротивления элементов схемы по-разному зависят от частоты и в сумме дают искажение формы и амплитуды входного сигнала. Частотные искажения характеризуются *коэффициентом частотных искажений*

$$M = \frac{\hat{E}_0}{K_f}, \quad (3.6)$$

где  $K_0$  – модуль коэффициента усиления на средней частоте;  $K_f$  – модуль коэффициента усиления на заданной частоте.

В многокаскадных усилителях суммарный коэффициент частотных искажений усиления равен произведению коэффициентов частотных искажений каскадов.

Для граничных частот условной полосы пропускания усилителя коэффициенты частотных искажений, соответственно, равны

$$M_H = \frac{K_0}{K_H} \text{ и } M_B = \frac{K_0}{K_B}. \quad (3.7)$$

Фазовые искажения не вносят изменений в спектральный состав и соотношение гармоник сигнала. Поскольку спектральные составляющие входного сигнала приобретают в усилителе различный фазовый сдвиг, то, суммируясь на выходе, они вызывают искажение формы сигнала. Фазовые искажения отсутствуют, когда фазовый сдвиг линейно зависит от частоты. Большим частотным искажениям соответствуют большие фазовые искажения и наоборот.

*Коэффициент полезного действия* усилителя относится к важным количественным показателям усилителей мощности. Различают электрический и полный к. п. д.

Электрический к. п. д. определяется как:

$$\eta_э = \frac{P}{P_0}, \quad (3.8)$$

где  $P_0$  – мощность, потребляемая коллекторной цепью от источника питания;  $P$  – полезная мощность, выделяемая в нагрузке.

Полный к.п.д.

$$\eta_{\Pi} = \frac{P}{P_{0\text{общ}}}, \quad (3.9)$$

где  $P_{0\text{общ}}$  – мощность, потребляемая всеми цепями усилителя от источников питания.

Кроме перечисленных параметров к основным относятся входное  $R_{\text{вх}}$  и выходное  $R_{\text{вых}}$  сопротивления усилителя.

### 3.2. Усилительный каскад с общим эмиттером

Усилительный каскад с общим эмиттером (рис. 3.3, а) можно представить в виде делителя напряжения с переменным резистором в нижнем плече (рис. 3.3, б), функции которого выполняет транзистор.

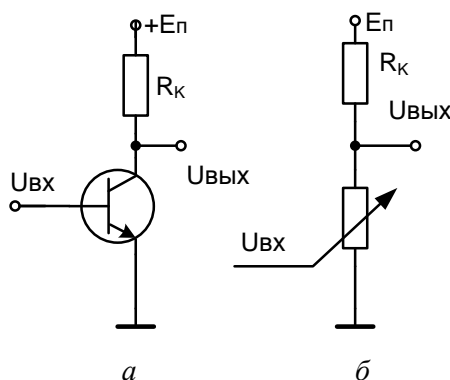


Рисунок 3.3 – Усилительный каскад

Анализ делителя в разделе 2 показал, что изменение сопротивления нижнего плеча от бесконечности до нуля приводит к изменению выходного напряжения от  $+E_n$  до нуля. Значит, если изменять отпирающее напряжение на базе транзистора от нуля до напряжения, выводящего транзистор в насыщение, (т.е. до  $0,2 \div 0,3\text{В}$ ) то выходное напряжение на коллекторе транзистора изменится от  $+E_n$  до напряжения коллектор – эмиттер насыщенного транзистора.

Анализ делителя в разделе 2 показал, что изменение сопротивления нижнего плеча от бесконечности до нуля приводит к изменению выходного напряжения от  $+E_n$  до нуля. Значит, если изменять отпирающее напряжение на базе транзистора от нуля до напряжения, выводящего транзистор в насыщение, (т.е. до  $0,2 \div 0,3\text{В}$ ) то выходное напряжение на коллекторе транзистора изменится от  $+E_n$  до напряжения коллектор – эмиттер насыщенного транзистора.

Принцип усиления поясняется временными диаграммами на рис. 3.4 для случая, когда на вход усилителя действует гармонический сигнал  $e_2(t) = e_{2,max} \sin \omega t$ . При отсутствии сигнала ( $e_2 = 0$ ) в транзисторе существуют постоянные токи  $I_{K,PT}$ ,  $I_{B,PT}$  и напряжения  $U_{KЭ,PT}$ ,  $U_{БЭ,PT}$ , которые в совокупности определяют его режим (рабочую точку). Под действием ЭДС  $e_1(t)$  изменяется напряжение база - эмиттер транзистора ( $U_{БЭ}$ ), что приводит к изменению токов базы, эмиттера и коллектора. При положительной полуволне ЭДС  $e_2(t)$  эмиттерный переход смещается в прямом направлении, сопротивление транзистора уменьшается, токи  $I_K$ ,  $I_B$  увеличиваются, а при отрицательной – уменьшаются. Изменение тока  $I_K$  создает на сопротивлении  $R_K$  (при  $R_H \gg R_K$ ) приращение напряжения  $\Delta U = \Delta I_K \cdot R_K$ . Таким образом, с помощью резистора  $R_K$  переменный ток преобразуется в переменное напряжение. С учетом коэффициента передачи тока базы  $\beta$  выражение для переменного напряжения на коллекторе транзистора примет вид  $\Delta U = \Delta I_B \cdot \beta \cdot R_K$ .

При малом входном сигнале, когда напряжения и токи меняются в пределах линейных участков входных и выходных характеристик, законы изменения токов и напряжений повторяют с точностью до знака переменную ЭДС сигнала  $e_1(t)$ .

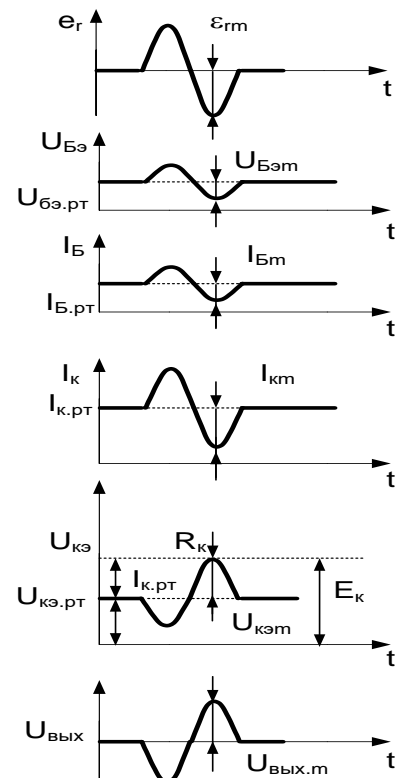


Рисунок 3.4 – Временные диаграммы

$$\begin{aligned}
 U_{БЭ}(t) &= U_{БЭp.m} + U_{БЭm} \sin \omega t, \\
 I_B(t) &= I_{Bp.m} + I_{Bm} \sin \omega t, \\
 I_K(t) &= I_{Kp.m} + I_{Km} \sin \omega t, \\
 U_{ВЫХ}(t) &= U_{КЭ}(t) = U_{КЭp.m} - U_{Km} \sin \omega t
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

Из выражений вытекает, что выходной сигнал содержит постоянную и переменную составляющие, и что усилитель ОЭ изменяет полярность входного сигнала.

Из графиков на рис. 3.4 видно, что неправильный выбор рабочей точки может привести к ограничению входного сигнала. При малых значениях  $I_{Б.РТ}$  и  $I_{К.РТ}$  будет ограничиваться отрицательная полуволна вследствие отсечки коллекторного тока, а при больших  $I_{Б.РТ}$  и  $I_{К.РТ}$  положительная полуволна из-за насыщения транзистора. Положение рабочей точки может меняться при изменении питающих напряжений и за счет температурного и временного дрейфа статических характеристик и параметров транзистора. Увеличение амплитуды входного сигнала приводит к росту нелинейных искажений и к его ограничению. Достоинством такой схемы усилителя является ее простота, высокий коэффициент усиления по напряжению, большое входное сопротивление, широкая полоса пропускания, особенно в области низких частот (полоса пропускания начинается от нуля). К недостаткам следует отнести то, что положение рабочей точки транзистора должно задаваться источником сигнала. Поскольку это условие трудно выполнимо, усилитель ОЭ дополняют резистором  $R_B$ , рис. 3.5.

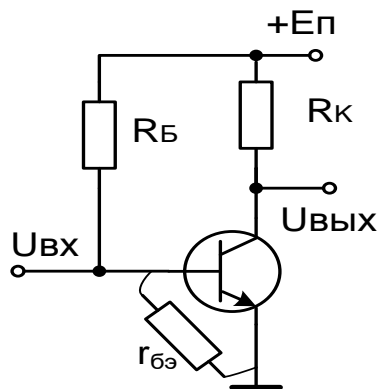


Рисунок 3.5 – Усилитель с ОЭ дополненный резистором

При таком включении резистор  $R_B$  образует делитель напряжения с внутренним сопротивлением перехода транзистора база – эмиттер –  $r_{бэ}$ . Именно этим делителем задается положение рабочей точки транзистора. Сопротивление  $R_B$  можно определить, задавшись типом транзистора и по его входной характеристике определив  $I_{Б.РТ}$  и  $U_{БЭ.РТ}$

$$R_B = \frac{E_K - U_{БЭ.РТ}}{I_{Б.РТ}}, \quad (3.11)$$

где  $E_K$  – напряжение питания.

Такой усилитель упрощает требования к источнику сигнала. Однако положение рабочей точки усилителя может сильно изменяться под действием температуры из-за температурной нестабильности  $r_{бэ}$ , поскольку сопротивление базового перехода имеет полупроводниковую природу. Кроме того изменение выходного сопротивления источника сигнала также вызывает изменение положения рабочей точки, поскольку оно включено последовательно  $r_{бэ}$ . Если спектр входного сигнала не содержит постоянной составляющей, то температурную стабильность каскада можно повысить, установив на входе разделительный конденсатор  $C_P$  (рис. 3.6).

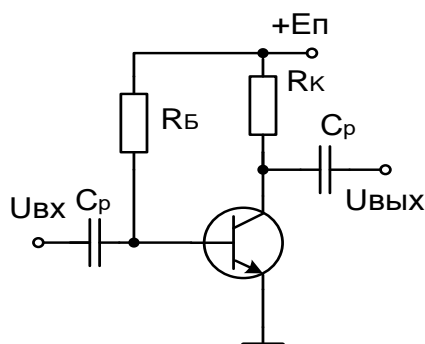


Рисунок 3.6 – Усилитель с разделительным конденсатором

Конденсатор вместе со входным сопротивлением усилителя образует дифференцирующую цепочку. Поскольку такая цепь не пропускает постоянную составляющую, эта мера обеспечивает гальваническую развязку источника сигнала и усилителя, а если  $C_P$  ставится между каскадами, то и развязку между каскадами, что существенно повышает термостабильность всего усилителя. Но такой усилитель «чувствует»

только переменный сигнал и не может использоваться для усиления медленно меняющихся напряжений. Следует отметить, что введение в схему усилителя  $R_B$  снижает входное сопротивление каскада, поскольку  $R_{BX} = R_B // r_{BЭ}$ .

Рассмотрим режим каскада ОЭ. При анализе и расчете режима усилительных каскадов выполняют проверочный или проектировочный расчеты. Проверочный расчет проводится для заданного усилителя и заключается в том, что по известным напряжениям  $E_B, E_K$  и сопротивлениям  $R_B, R_K$  определяют токи  $I_{B.PT}$  и  $I_{K.PT}$  и напряжения  $U_{B.PT}$  и  $U_{K.PT}$  в рабочей точке.

При проектировании усилителей выполняется проектировочный расчет, суть которого состоит в выборе напряжений источников питания и сопротивлений резисторов, обеспечивающих заданные токи и напряжения в рабочей точке.

Для расчета режима составляют систему уравнений Кирхгофа для постоянных токов и напряжений во входной и выходной цепях усилительного каскада

$$\begin{aligned} I_B &= f_1(U_{BЭ}) \\ I_K &= f_2(U_{KЭ}) \end{aligned} \quad (3.12)$$

и решают ее относительно неизвестных

Расчет режима может выполняться аналитическим, графическим и графоаналитическим методами. При аналитическом методе систему (3.12) решают аналитически с использованием соотношений между токами в транзисторе. При этом вместо дифференциальных коэффициентов передачи тока  $\beta$  и  $\alpha$  используют статические коэффициенты передачи  $\beta$  и  $\alpha$ . Графический метод заключается в том, что уравнения (3.12) решаются графически на семействах статических входных и выходных характеристик транзистора. При графоаналитическом методе уравнение для входной цепи решается аналитически, а уравнение для выходной цепи – графически на статических выходных характеристиках. Подробно расчет режима изложен в [7]. Здесь рассмотрим только расчет положения рабочей точки аналитическим методом.

Для входной цепи каскада ОЭ (рис 3.4) в соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$\dot{A}_A = U_{AY} + I_A R_A, \quad (3.13)$$

где  $E_B$  при питании базовой и коллекторной цепи от одного источника равно  $E_K$ , откуда

$$I_{A\delta\delta} = \frac{\dot{A}_{\hat{E}} - U_{AY\delta\delta}}{R_A}. \quad (3.13)$$

Если  $U_{BЭ} \ll E_K$ , то

$$I_{A\delta\delta} \approx \frac{E_{\hat{E}}}{R_A}. \quad (3.14)$$

Ток коллектора в рабочей точке

$$I_{\hat{E}\delta\delta} = \beta I_{A\delta\delta}. \quad (3.15)$$

Из уравнения для выходной цепи

$$\dot{A}_{\hat{E}} = U_{\hat{E}Y} + I_{\hat{E}} R_{\hat{E}}, \quad (3.16)$$

Определяется

$$U_{\hat{E}Y\delta\delta} = \dot{A}_{\hat{E}} - I_{\hat{E}\delta\delta} R_{\hat{E}}. \quad (3.17)$$

Дальнейшее усовершенствование усилителя направлено на повышение его термостабильности. Для этого параллельно полупроводниковому резистору  $r_{BЭ}$  устанавливается резистор  $R_{\delta 2}$  (рис. 3.7) сопротивлением, на порядок меньшим, чем  $r_{BЭ}$ . Потенциал базы задается делителем напряжения  $R_{B1}$  и  $R_{B2} \parallel r_{BЭ}$ . Несложными расчетами можно показать, что, если  $R_B \leq r_{BЭ}/10$ , то изменение  $r_{BЭ}$  до 50% вызывает изменение общего сопротивления нижнего плеча не более, чем на 7%. При этом АЧХ такого усилителя не хуже, чем у предыдущего. Однако его входное сопротивление уменьшается в 10 раз, что ограничивает его применение в качестве входного каскада при высокоомном источнике сигнала.

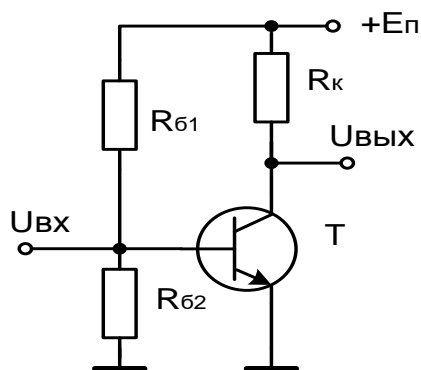


Рисунок 3.7 – Усилитель с повышенной термостабильностью

Для достижения максимального качества работы усилителя ОЭ в его схему вводят элементы обратной связи (ОС). Примером введения ОС служит схема на рис. 3.8.

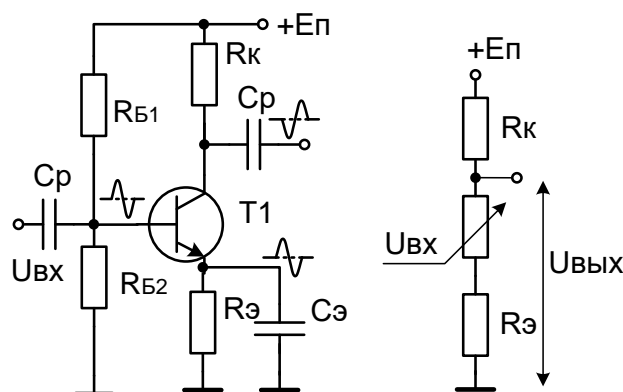


Рисунок 3.8 – Усилитель ОЭ с обратной связью

В цепь эмиттера добавлено сопротивление. Аналогом такого усилителя является делитель напряжения (рис. 3.8) из трех сопротивлений, в котором средний резистор – переменный, управляемый входным напряжением. Изменение его сопротивления от бесконечности до нуля вызывает изменение выходного напряжения от  $+E_n$  до  $U_{RЭ} = E_n R_{Э} / (R_{к} + R_{Э})$ , а не до нуля, как это было раньше. Следовательно, чем больше  $R_{Э}$ , тем уже динамический диапазон выходного сигнала. Коэффициент усиления также снижается. Если в предыдущих схемах весь входной сигнал прикладывался между базой и эмиттером, т.е.  $U_{вх} = U_{БЭ}$ , то теперь  $U_{вх}$

падает на двух элементах: управляющем переходе база-эмиттер и резисторе  $R_{Э}$ , т.е.

$$U_{BX} = U_{БЭ} + U_{RЭ}, \quad (3.18)$$

откуда управляющее напряжение

$$U_{БЭ} = U_{BX} - U_{RЭ}. \quad (3.19)$$

Т.е. управляющее напряжение на базе транзистора относительно эмиттера всегда меньше входного напряжения на  $U_{RЭ}$ . В свою очередь,  $U_{RЭ}$  – напряжение, пропорциональное выходному току, из чего следует, что  $R_{Э}$  выполняет функцию элемента отрицательной обратной связи по току. Если под действием температуры положение рабочей точки транзистора изменится, например, в сторону увеличения базового тока, увеличится ток эмиттера, (а следовательно, и ток коллектора). Это приведет к увеличению  $U_{RЭ}$ , из-за чего  $U_{БЭ}$  уменьшится и величина базового тока устремится к прежнему значению. Это свойство используется для термостабилизации усилительного каскада. Из рисунка видно, что  $R_{Э}$  увеличивает входное сопротивление каскада, поскольку оно включено последовательно с  $R_{БЭ}$ . АЧХ усилителя с ОС расширяется за счет того, что при той же полосе пропускания транзистора при меньшем коэффициенте усиления уровень 0,707 будет правее такого же уровня для усилителя без ОС (рис. 3.9).

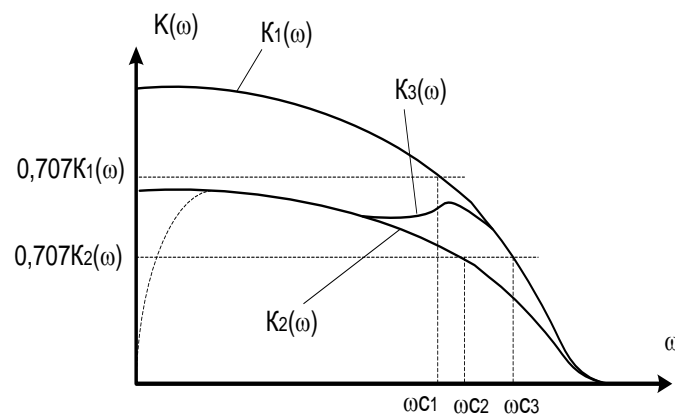


Рисунок 3.9 – Амплитудно-частотные характеристики:  
 $K_1(\omega)$  – усилителя без ОС,  $K_2(\omega)$  – усилителя с ОС ( $R_{Э}$ ),  
 $K_3(\omega)$  – усилителя с ОС ( $R_{Э}$ ) и конденсатором  $C_{Э}$ .

Полосу пропускания усилителя можно сделать еще шире, если параллельно  $R_{\text{Э}}$  включить конденсатор  $C_{\text{Э}}$ . Поскольку с ростом частоты его сопротивление переменному току уменьшается,  $U_{R_{\text{Э}}}$  на высоких частотах снижается, что приводит к увеличению  $U_{B_{\text{Э}}}$ , а следовательно и  $U_{\text{вых}}$ . Таким образом,  $C_{\text{Э}}$  вызывает подъем АЧХ в области высоких частот (рис. 3.9). Влияние разделительной емкости сказывается на АЧХ усилителя в области низких частот (на рисунке показано пунктиром).

Для расчета режима каскада (рис. 3.8) находят эквивалентные значения  $E_B$  и  $R_K$ :

$$\begin{aligned} E_B &= E_K \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\ R_B &= \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Уравнения для входной и выходной цепей имеют вид

$$\begin{aligned} E_B &= U_{B_{\text{Э}}} + I_B R_B + I_{\text{Э}} R_{\text{Э}} \\ E_K &= U_{K_{\text{Э}}} + I_K R_K + I_{\text{Э}} R_{\text{Э}} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Так как  $I_{\text{Э}} = (\beta + 1)I_B$  и  $I_K = \alpha I_{\text{Э}} \approx I_{\text{Э}}$ , то из системы (3.21) следует, что в рабочей точке

$$\begin{aligned} I_{B_{\text{рм}}} &= \frac{E_B - U_{B_{\text{Эрм}}}}{R_B + (\beta + 1)R_{\text{Э}}} \approx \frac{E_B}{R_B + (\beta + 1)R_{\text{Э}}}, \\ I_{K_{\text{рм}}} &= \beta I_{B_{\text{рм}}}, \\ U_{K_{\text{Эрм}}} &\cong E_K - I_{K_{\text{рм}}}(R_K + R_{\text{Э}}). \end{aligned} \quad (3.22)$$

Изменяя соотношения между  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ , можно при заданном  $E_K$  получить требуемую величину  $R_B$ , а увеличивая или уменьшая  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  одновременно, можно получить нужное значение  $R_B$ .

Для определения параметров каскада ( $K_e$ ,  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $K_P$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $R_{\text{ВЫХ}}$ ) необходимо найти переменные составляющие токов и напряжений, которые будут обозначаться строчными буквами  $i_K$ ,  $i_{\text{Э}}$ ,  $i_B$ ,  $u_{K_{\text{Э}}}$ ,  $u_{B_{\text{Э}}}$ . Переменные составляющие находят аналитическим методом с

использованием эквивалентных схем. Заменяв транзистор простейшей Т-образной эквивалентной схемой (рис. 3.9), составляют эквивалентную схему усилительного каскада (рис. 3.10) подключая к ней внешние элементы электрической цепи усилителя в соответствии с принципиальной схемой. При этом источники питания заменяют коротким замыканием, так как их внутренние сопротивления для переменных составляющих достаточно малы (считают их равными нулю), а постоянные ЭДС при определении переменных составляющих можно не учитывать.

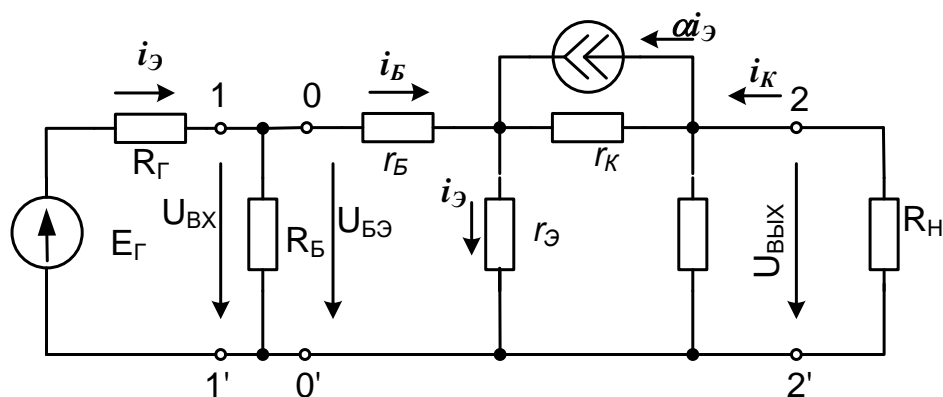


Рисунок 3.10 – Эквивалентная схема усилителя ОЭ

Для малой амплитуды входного сигнала вольт-амперные характеристики транзистора можно считать линейными. Тогда эквивалентная схема усилителя является линейной и к ней применимы все методы анализа линейных электрических цепей. В связи с тем, что анализ ведется для области средних частот, паразитные емкости переходов транзистора, нагрузки, емкости монтажа, паразитные индуктивности и другие параметры, которые проявляются в области достаточно высоких частот, не учитываются. Разделительные конденсаторы  $C_{P1}$  и  $C_{P2}$  (рис 3.8) заменяют короткими замыканиями, так как их емкостные сопротивления в области средних частот очень малы. При этом все параметры эквивалентной схемы считаются вещественными и дополнительных фазовых сдвигов между токами и напряжениями не вносят. Влияние реактивных параметров будет рассмотрено ниже при анализе частотных и переходных характеристик. С целью упрощения анализа полагают сопротивление  $r_K \rightarrow \infty$ . Тогда, согласно эквивалентной схеме (рис 3.11),

$i_K = \alpha I_{\mathcal{E}}$  отношения токов транзистора как в динамическом (при  $U_{KB} = var$ ), так и в статическом ( $U_{KB} = const$ ) режимах будут одинаковыми

$$\frac{i_K}{i_{\mathcal{E}}} = \alpha$$

$$\frac{i_K}{i_B} = \frac{i_K}{i_{\mathcal{E}} - i_K} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta, \quad (3.23)$$

$$\frac{i_{\mathcal{E}}}{i_B} = \frac{i_K + i_B}{i_B} = \beta + 1$$

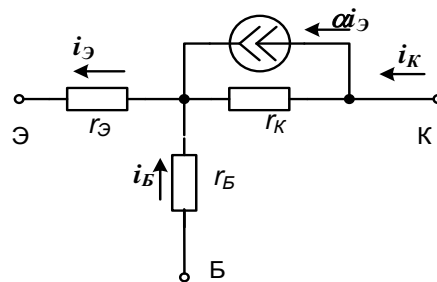


Рисунок 3.11 – Схема замещения транзистора

Эквивалентная схема каскада ОЭ, составленная в соответствии с изложенными выше правилами, приведена на рис. 3.10. Параллельно включенные сопротивления  $R_K$  и  $R_H$  являются нагрузкой для переменной составляющей сигнала. Для сокращения записи будем обозначать

$$R_{KH} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}. \quad (3.24)$$

1. *Входное сопротивление.* Входное сопротивление транзистора между точками 0 – 0' правой (по рис. 3.10) части схемы

$$R_{BX.T} = R_{BX00'} = \frac{u_{BX}}{i_B} = \frac{u_{B\mathcal{E}}}{i_B}. \quad (3.25)$$

Согласно схеме (рис. 3.10)  $u_{B\mathcal{E}} = i_B r_B + i_{\mathcal{E}} r_{\mathcal{E}}$ . Тогда с учетом (3.23),

$$R_{BX.T} = r_B + (\beta + 1) r_{\mathcal{E}}. \quad (3.26)$$

Выходное сопротивление усилительного каскада между точками 1 – 1' состоит из параллельного соединения сопротивлений  $R_B$  и  $R_{BX.T}$ :

$$R_{BX} = \frac{u_{BX}}{i_{BX}} = \frac{R_{BX.T} R_B}{R_{BX.T} + R_B}. \quad (3.27)$$

На практике часто выполняется условие  $R_B \gg R_{BX}$  тогда

$$R_{BX} \cong R_{BX.T} = r_B + (\beta + 1)r_{\text{Э}}. \quad (3.28)$$

2. Коэффициенты усиления ЭДС и напряжения. Из схемы рис. 3.10 следует, что  $u_{\text{ВЫХ}} = -i_K R_{KH}$ , а  $e_{\Gamma} = i_{BX}(R_{\Gamma} + R_{BX})$ . Если допустить, что  $R_B \gg R_{BX.T}$  и, следовательно,  $i_{BX} \cong i_B$  и учесть (3.26); то коэффициент усиления ЭДС

$$K_e = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{e_{\Gamma}} = \frac{-i_K R_{KH}}{i_{BX}(R_{\Gamma} + R_{BX})} = \frac{-\beta R_{KH}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} = -\frac{\beta R_{KH}}{R_{\Gamma} + r_B + (\beta + 1)r_{\text{Э}}}. \quad (3.29)$$

Коэффициент усиления напряжения  $K_u$  можно определить из выражения (3.29), положив  $R_{\Gamma} = 0$ :

$$K_u = K_{e,R=0} = -\frac{\beta R_{KH}}{r_B + (\beta + 1)r_{\text{Э}}} = -\frac{\beta R_{KH}}{R_{BX}}. \quad (3.30)$$

Знак «-» в формулах для  $K_e$  и  $K_u$  означает, что выходное напряжение противофазно входному (усилитель инвертирует входной сигнал). В дальнейшем этот знак будем опускать, понимая под  $K_e$  и  $K_u$  только численные значения параметра.

Величина  $K_e$  зависит от  $R_{\Gamma}$ , а  $K_u$  от  $R_{\Gamma}$  не зависит, причем  $K_e < K_u$ . Чем больше внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_{\Gamma}$ , тем больше падение напряжения на нем от входного тока усилителя и тем меньше напряжение  $u_{BX} = e_{\Gamma} - i_{BX} R_{\Gamma}$  поступит на вход усилителя. При этом уменьшается выходное напряжение и, следовательно, падает коэффициент усиления  $K_e$ . Параметры  $R_{\Gamma}$  и  $R_{KH}$  подбирают так, чтобы получить  $|K_e| > 1$ .

3. Коэффициент усиления по току. Из схемы на рис. 3.10 следуют очевидные соотношения  $i_{\text{ВЫХ}} R_H = i_K R_{KH}$  и  $i_{BX} R_{BX} = i_B R_{BX.T}$ . Учитывая (3.24), (3.25) и (3.27), получаем

$$K_i = \frac{i_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}}}{i_{\hat{A}\hat{O}}} = \beta \frac{R_{\hat{E}}}{R_{\hat{E}} + R_f} \cdot \frac{R_{\hat{A}}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}}} \quad (3.31)$$

Если  $R_K \gg R_H$  и  $R_B \gg R_{BХ.T}$ , то коэффициент усиления тока максимален

$$K_{i\max} = \frac{i_K}{i_B} = \beta, \quad (3.32)$$

и его величина больше единицы.

4. *Коэффициент усиления по мощности.* Так как обычно  $K_i > 1$  и  $K_u > 1$ , то

$$K_p = K_u K_i \geq 1. \quad (3.33)$$

5. *Выходное сопротивление.* Выходное сопротивление может быть найдено исходя из основного определения  $Z_{ВЫХ} = \dot{U}_{ВЫХ} / \dot{I}_{ВЫХ}$ . Однако такой путь достаточно сложен. Для приближенной оценки поступают следующим образом. Выходное сопротивление усилителя представляет собой эквивалентное сопротивление левой (по рисунку) части схемы между точками 2 – 2' при  $e_i = 0$ . Оно состоит из параллельного соединения сопротивления и выходного сопротивления транзистора

$$R_{ВЫХ.T} = \left. \frac{U_{KЭ}}{I_K} \right|_{i_B=0} = \left. \frac{\Delta U_{KЭ}}{\Delta I_K} \right|_{I_B=I_{B.pм}=const} = \frac{1}{h_{22Э}}, \quad (3.34)$$

где  $h_{22Э}$  – выходная проводимость транзистора. Выходная проводимость может быть определена по статическим выходным характеристикам транзистора. Она связана с сопротивлением коллекторного перехода транзистора  $r_K$  соотношением

$$h_{22Э} = \frac{\beta + 1}{r_K}. \quad (3.35)$$

Тогда

$$R_{ВЫХ.T} = \frac{r_K}{\beta + 1}, \quad (3.36)$$

а выходное сопротивление усилителя

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ.Т} R_K}{R_{ВЫХ.Т} + R_K}. \quad (3.37)$$

Обычно  $R_K \ll \frac{r_K}{\beta + 1}$ , поэтому

$$R_{ВЫХ} \approx R_K. \quad (3.38)$$

Таким образом, усилительный каскад ОЭ обеспечивает усиление сигнала по напряжению, току и мощности ( $K_u > 1$ ,  $K_i > 1$ ,  $K_P > 1$ ). Его входное сопротивление составляет сотни Ом – единицы кило-Ом, выходное сопротивление  $R_{ВЫХ} \approx R_K$  имеет такой же порядок. Сравнительно близкие значения входного и выходного сопротивления позволяют включать каскадно-усилительные каскады ОЭ в многокаскадном усилителе. При этом входное сопротивление промежуточного каскада, являясь нагрузкой для предыдущего, не шунтирует его выход, а выходное сопротивление каскада, являясь внутренним сопротивлением источника сигнала  $R_{Г}$  для последующего, не шунтируется входным сопротивлением последующего каскада и не происходит значительного уменьшения коэффициента усиления  $K_e$ .

Так например, при выборе  $R_{Г} = R_{ВХ} = R_K = R_H = R$ , коэффициент усиления промежуточного каскада многокаскадного усилителя будет

$$K_e = \frac{\beta R_{\hat{E}i}}{R_{\hat{A}} + R_{\hat{A}o}} = \beta \frac{0,5R}{2R} = 0,25\beta. \quad (3.39)$$

Учитывая, что  $\beta \gg 1$ , коэффициент усиления ЭДС  $K_e > 1$ .

Входное сопротивление каскада ОЭ можно увеличить включением эмиттерную цепь транзистора резистора  $R_{Э}$  (рис. 3.8). При отключенном конденсаторе  $C_{Э}$  резистор  $R_{Э}$  для переменной составляющей включен последовательно с сопротивлением эмиттерного перехода  $r_{Э}$  (рис 3.8) и параметры усилителя будут определяться следующими формулами:

$$R_{\hat{A}o.o} = r_{\hat{A}} + (\beta + 1)(r_{\hat{Y}} + R_{\hat{Y}}) \\ \hat{E}_e = \frac{\beta R_{\hat{E}i}}{R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}} + (\beta + 1)(r_{\hat{Y}} + R_{\hat{Y}})}. \quad (3.40)$$

Как видно из (3.40), включение резистора  $R_{Э}$  увеличивает входное сопротивление, но уменьшает коэффициенты усиления  $K_u$  и  $K_e$ .

### 3.3. Усилительный каскад с общим коллектором

Простейший эмиттерный повторитель представлен на рис. 3.12, а, и содержит транзистор и резистор, включенный в цепь эмиттера. Входной сигнал подается между базой и «землей». Изменение отпирающего напряжения на базе транзистора относительно эмиттера от нуля до напряжения насыщения базы вызывает изменение сопротивления (идеального) транзистора от бесконечности до нуля, из-за чего выходное напряжение изменяется от нуля до  $E_K$ . Т.е. входной и выходной сигналы совпадают по фазе. Из-за чего усилитель с общим коллектором получил второе название, более точно описывающее его свойства – эмиттерный повторитель (ЭП). Аналогом такой схемы является делитель напряжения, рис. 3.12, б. Из рис. 3.12, а вытекает, что входное напряжение можно представить в виде суммы:

$$U_{ВХ} = U_{БЭ} + U_{RЭ}. \quad (3.41)$$

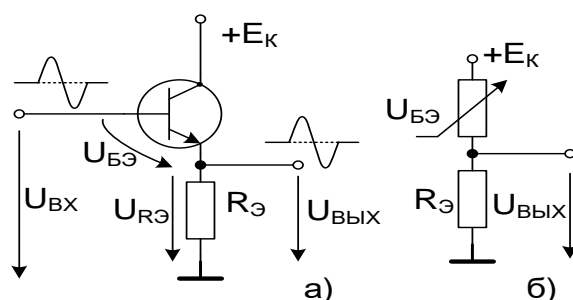


Рисунок 3.12 – Простейший эмиттерный повторитель

Поскольку  $U_{RЭ} = U_{ВЫХ}$ , из выражения (3.41) вытекает, что выходное напряжение всегда меньше входного на величину падения напряжения  $U_{БЭ}$ . Заменяв  $U_{RЭ} = IЭRЭ$  выражение (3.41) можно переписать

$$U_{БЭ} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ} = U_{ВХ} - IЭRЭ, \quad (3.42)$$

из чего следует, что усилитель охвачен стопроцентной отрицательной обратной связью по току, которая, как показано в разделе 3.2, повышает температурную стабильность усилителя. Более совершенная схема ЭП содержит один или два базовых резистора для задания положения рабочей

точки транзистора и разделительные конденсаторы для гальванической развязки с источником сигнала и нагрузкой. Включение  $C_{\mathcal{O}}$ , аналогично усилителю ОЭ, привело бы к шунтированию выходного сигнала на ВЧ, из-за чего в ЭП такой конденсатор ставить нельзя.

Для расчета режима каскада ОК (рис. 3.13) составляют уравнения Кирхгофа для входной и выходной цепей усилителя:

$$E_B = U_{B\mathcal{O}} + I_B R_B + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}, \quad (3.43)$$

$$E_K = U_{K\mathcal{O}} + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}. \quad (3.44)$$

Решая их с учетом (3.23), получим

$$I_{B.pm} = \frac{E_B - U_{B\mathcal{O}.pm}}{R_B + (\beta + 1)R_{\mathcal{O}}} \approx \frac{E_B}{R_B + (\beta + 1)R_{\mathcal{O}}}, \quad (3.45)$$

$$I_{K.pm} = \beta I_{B.pm}, I_{\mathcal{O}.pm} = (\beta + 1)I_{B.pm}, \quad (3.46)$$

$$U_{K\mathcal{O}.pm} = E_K - I_{\mathcal{O}.pm} R_{\mathcal{O}} \cong E_K - I_{K.pm} R_{\mathcal{O}}. \quad (3.47)$$

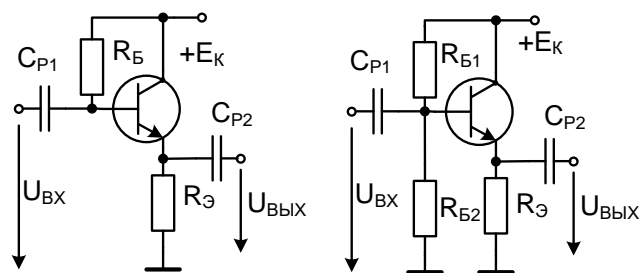


Рисунок 3.13 – Схема усилителя ОК

При графическом методе расчета используют статические выходные характеристики транзистора в схеме ОЭ. Поэтому в уравнении (3.45) заменяют ток  $I_{\mathcal{O}}$  близким ему значением  $I_K$ , т. е.  $I_K \approx I_{\mathcal{O}}$ .

Формулы (3.45), (3.46), (3.47) применимы для расчета режима усилителей на рис. 3.13. При этом в каскаде на рис. 3.13, а роль источника  $E_B$  выполняет источник  $E_K$  ( $E_B = E_K$ ), а для усилителя на рис. 3.13, б

$$E_B = E_K \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}, R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}. \quad (3.48)$$

Для определения основных параметров каскада ОК составляют малосигнальную эквивалентную схему (рис. 3.14), считая, что в области средних частот

$$\frac{1}{\omega C_{P1}} \approx 0, \frac{1}{\omega C_{P2}} \approx 0. \quad (3.49)$$

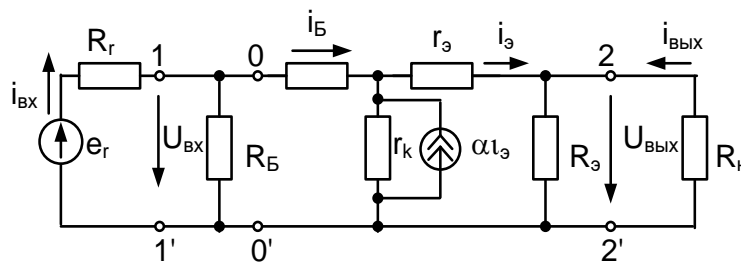


Рисунок 3.14 – Эквивалентная схема ОК

1. *Входное сопротивление.* Входное сопротивление транзистора, определяемое между точками 0–0', равно

$$R_{BX.T} = \frac{U_{00'}}{i_B} = \frac{i_B r_B + i_Э (r_Э + R_{ЭH})}{i_B}, \quad (3.50)$$

где  $R_{ЭH} = R_Э R_н / (R_Э + R_н)$ . Если считать  $r_к \rightarrow \infty$ , то с учетом (3.23)

$$R_{BX.T} = r_B + (\beta + 1)(r_Э + R_{ЭH}). \quad (3.51)$$

Входное сопротивление каскада велико и составляет от десятков до сотен кило-Ом. Оно определяется в основном вторым слагаемым выражения (3.51) и оценивается приближенной формулой

$$R_{BX.T} \cong (\beta + 1)(r_Э + R_{ЭH}) \approx \beta R_{ЭH}. \quad (3.52)$$

Большое входное сопротивление обусловлено последовательной

отрицательной обратной связью по напряжению, создаваемой сопротивлением  $R_{ЭН}$ . Сопоставляя структуру выражения (3.51), полученного при  $r_K \rightarrow \infty$ , со схемой рис. 3.14, можно установить, что второе слагаемое этого выражения эквивалентно сопротивлению эмиттерной цепи транзистора (с учетом действия отрицательной обратной связи). Если учесть влияние сопротивления  $r_K$ , подключенного параллельно эмиттерной цепи транзистора, то получается

$$R_{BХ.Т} = r_B + \frac{(\beta + 1)(r_Э + R_{ЭН})r_K}{(\beta + 1)(r_Э + R_{ЭН}) + r_K} \approx \frac{\beta R_{ЭН} r_K}{\beta R_{ЭН} + r_K}. \quad (3.53)$$

Из последнего выражения следует, что входное сопротивление транзистора не может быть больше величины  $r_K$  даже при сколь угодно больших сопротивлениях  $R_{ЭН}$ .

Входное сопротивление каскада, определяемое между точками 1–1',

$$R_{BХ} = \frac{R_{BХ.Т} R_B}{R_{BХ.Т} + R_B}. \quad (3.54)$$

Так как  $R_{BХ.Т}$  обычно велико, то сопротивление  $R_B$  сильно шунтирует вход каскада и пользоваться упрощенным выражением  $R_{BХ} \approx R_{BХ.Т}$  не всегда допустимо.

Для увеличения входного сопротивления надо выбирать  $R_B \gg R_{BХ.Т}$ , что не всегда можно реализовать в практических схемах.

2. Коэффициент усиления ЭДС и напряжения. Из эквивалентной схемы рис. 3.14 следует, что

$$K_e = \frac{U_{ВЫХ}}{e_{Г}} = \frac{i_Э R_{ЭН}}{i(R_{Г} + R_{BХ})}. \quad (3.55)$$

Если считать  $R_B \gg R_{BХ.Т}$ , что эквивалентно  $i_B \approx i_{BХ}$  и учесть (3.23) и (3.53), то

$$K_e \approx \frac{i_Э R_{ЭН}}{i(R_{Г} + R_{BХ.Т})} = \frac{(\beta + 1) R_{ЭН}}{R_{Г} + r_B + (\beta + 1)(r_Э + R_{ЭН})}, \quad (3.56)$$

Так как  $\beta + 1 = 1/(1-\alpha)$ , то

$$K_e = \frac{R_{ЭН}}{(1-\alpha)(R_{Г} + r_{Б}) + r_{Э} + R_{ЭН}}, \quad (3.57)$$

$$K_u = K_{e|R_{Г}=0} = \frac{R_{ЭН}}{(1-\alpha)r_{Б} + r_{Э} + R_{ЭН}}, \quad (3.58)$$

Из полученных формул видно, что в усилителе ОК нет усиления сигнала по напряжению ( $K_e < 1$ ,  $K_u < 1$ ). Однако при  $R_{ВХ.Т} \gg R_{Г}$ , что равносильно неравенству  $(1-\alpha)(R_{Г} + r_{Б}) \ll r_{Э} + R_{ЭН}$ , коэффициенты усиления  $K_e$  и  $K_u$  близки к единице.

3. Коэффициент усиления тока. Из эквивалентной схемы на рис. 3.14 можно записать, что  $i_{ВХ}R_{ВХ} = i_{Б}R_{ВХ.Т}$ , а  $i_{Э}R_{ЭН} = -i_{ВЫХ}R_{Н}$ . Тогда с учетом (3.23), (3.55) и

$$R_{ЭН} = \frac{R_{Н}R_{Э}}{R_{Н} + R_{Э}} \quad (3.59)$$

получим

$$K_i = \frac{i_{ВЫХ}}{i_{ВХ}} = -(\beta + 1) \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_{Н}} \cdot \frac{R_{Б}}{R_{Б} + R_{ВХ.Т}}. \quad (3.60)$$

Знак «-» в (3.60) означает, что реальное направление выходного тока  $i_{ВЫХ}$  противоположно выбранному положительному направлению (рис. 3.14).

Максимальное значение  $K_i$  будет при  $R_{Э} > R_{Н}$  и  $R_{Б} > R_{ВХ.Т}$ :

$$K_{i\max} = \beta + 1, \quad (3.61)$$

что значительно больше единицы.

4. Коэффициент усиления мощности. Так как  $K_i \gg 1$ , и  $K_u \approx 1$ , то  $K_p = K_i K_u > 1$ .

5. Выходное сопротивление. При расчете выходного сопротивления исходят из общего определения  $\dot{Z}_{\lambda\delta\delta} = -\dot{U}_{\lambda\delta\delta.0\delta} / \dot{I}_{\lambda\delta\delta.Е\zeta}$ . Для этого по упрощенному выражению (3.58) составляют эквивалентную схему каскада рис. 3.15, в которой связь между током  $i_{Э}$  и ЭДС  $e_{Г}$  сохраняется такой же,

как и в схеме на рис. 3.14. В этом можно убедиться, получив  $K_e$  непосредственно из схемы рис. 3.15.

Из схемы на рис. 3.15 находят выходное напряжение холостого хода ( $R_H \rightarrow \infty$ )

$$U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{O}\hat{O}} = \frac{e_{\hat{A}} R_{\hat{Y}}}{(1-\alpha)(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}}) + r_{\hat{Y}} + R_{\hat{Y}}}, \quad (3.62)$$

и выходной ток короткого замыкания

$$i_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{E}\hat{C}} = -\frac{e_{\hat{A}}}{(1-\alpha)(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}}) + r_{\hat{Y}}}, \quad (3.63)$$

Откуда

$$R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = -\frac{U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{O}\hat{O}}}{i_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{E}\hat{C}}} = \frac{[(1-\alpha)(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}}) + r_{\hat{Y}}] R_{\hat{Y}}}{(1-\alpha)(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}}) + r_{\hat{Y}} + R_{\hat{Y}}}. \quad (3.64)$$

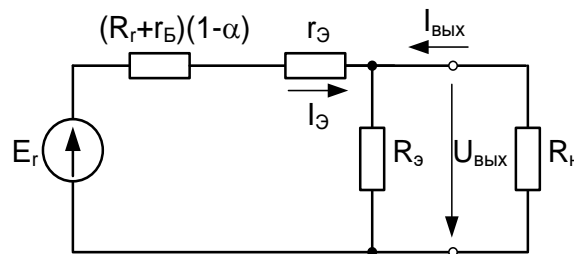


Рисунок 3.15 – Эквивалентная схема каскада ОК

Выходное сопротивление каскада состоит из двух параллельно включенных сопротивлений:  $R_{\hat{O}}$  и выходного сопротивления транзистора. Тогда из формулы (3.64) следует, что

$$R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{O}} = (1-\alpha)(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}}) + r_{\hat{Y}}. \quad (3.65)$$

Так как обычно  $R_{\hat{O}} \gg R_{\text{ВЫХ.Т}}$ , то

$$R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} \approx R_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.\hat{O}} = (1-\alpha)(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}}) + r_{\hat{Y}}. \quad (3.66)$$

Таким образом, выходное сопротивление каскада ОК весьма мало и составляет десятки Ом.

Проведенный анализ показывает, что усилительный каскад ОК не усиливает напряжения, но дает усиление тока и мощности. Коэффициент усиления тока в этом каскаде наибольший из всех рассмотренных. Каскад обладает наибольшим входным и очень малым выходным сопротивлением.

Большое входное и малое выходное сопротивление позволяют использовать усилитель ОК в качестве согласующего каскада для передачи сигнала от источника с большим внутренним сопротивлением в низкоомную нагрузку. Обычно ЭП ставят на входе электронного устройства, если известно, что источник сигнала – высокоомный, или на выходе для обеспечения большого тока в нагрузку. В основе компенсационного стабилизатора напряжения также лежит эмиттерный повторитель.

### 3.4. Усилительный каскад с общей базой

Принципиальная схема каскада ОБ приведена на рис. 3.16. Потенциал базы транзистора зафиксирован делителем напряжения  $R_{Б1}$ ,  $R_{Б2}$ . Входной сигнал подается на  $R_{Э}$ , следовательно,  $U_{RЭ} = U_{ВХ}$ . Управляющим напряжением по-прежнему остается  $U_{БЭ}$ , и, как видно из рисунка оно равно

$$U_{БЭ} = U_{Б} - U_{ВХ}. \quad (3.67)$$

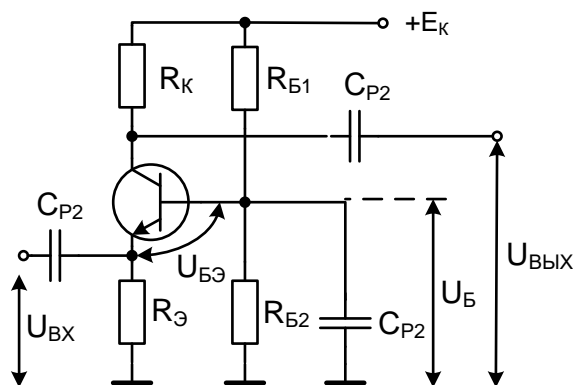


Рисунок 3.16 – Усилитель с общей базой

Таким образом,  $U_{БЭ}$  изменяется противофазно входному сигналу (временные диаграммы усилителя ОБ приведены на рис. 3.17). И поскольку напряжение на коллекторе будет инвертироваться еще раз, переменная составляющая выходного напряжения совпадает по фазе со входным сигналом. Действительно, при поступлении на вход положительной полуволны  $U_{RЭ}$  возрастает, следовательно,  $U_{БЭ}$  уменьшается, что приводит к прикрыванию транзистора. Ток в коллекторной цепи транзистора уменьшается, следовательно и падение напряжения на  $R_K$  уменьшается, что приводит к росту потенциала коллектора и выходного напряжения. Следует отметить, что выходной ток (ток коллектора), приблизительно равен входному, из-за чего усилитель ОБ называют повторителем тока. Для снижения влияния пульсаций питающего напряжения на работу усилителя и подавления паразитной обратной связи по шине питания стабилизируют потенциал базы транзистора с помощью конденсатора  $C_B$ . Разделительные конденсаторы  $C_{P1}$ ,  $C_{P2}$  выполняют такую же функцию, что и в предыдущих

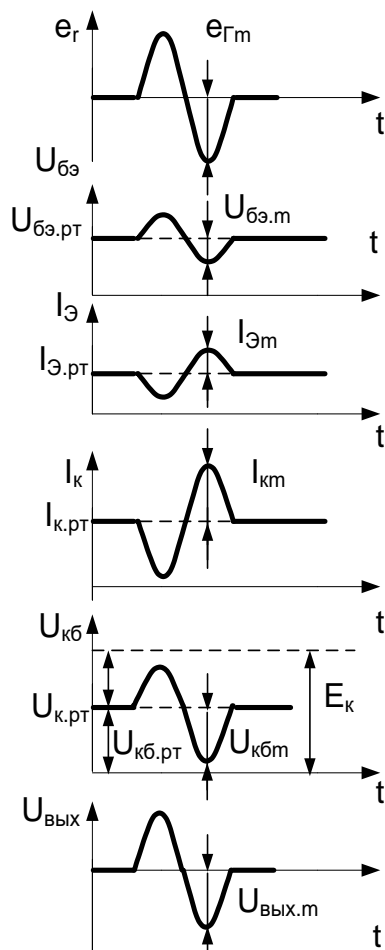


Рисунок 3.17 – Временные диаграммы усилителя ОБ

схемах.

Малосигнальная эквивалентная схема каскада, необходимая для определения параметров, приведена на рис.3.18.

Параллельное соединение сопротивлений  $R_K$  и  $R_H$  обозначается, как и в каскаде ОЭ, величиной  $R_{KH}$ .

#### 1. Входное сопротивление.

Входное сопротивление транзистора между точками 0–0''

$$R_{BX.T} = R_{0-0'} = \frac{U_{ЭБ}}{i_-} = \frac{i_{Э}r_{Э} + i_{Б}r_{Б}}{i_-}. \quad (3.68)$$

Если учесть соотношения (3.56), то

$$R_{BX.T} = r_{Э} + r_{Б}(1 - \alpha). \quad (3.69)$$

Входное сопротивление усилительного каскада (между точками 1–1')

$$R_{BX} = \frac{R_{Э}R_{BX.T}}{R_{Э} + R_{BX.T}}. \quad (3.70)$$

В каскаде ОБ величина  $R_{ВХ.Т}$  мала и составляет десятки Ом. Поэтому обычно  $R_{ВХ.Т} \ll R_{Э}$  и, следовательно,

$$R_{\dot{A}\dot{O}} \approx r_{\dot{Y}} + r_{\dot{A}}(1 - \alpha). \quad (3.71)$$

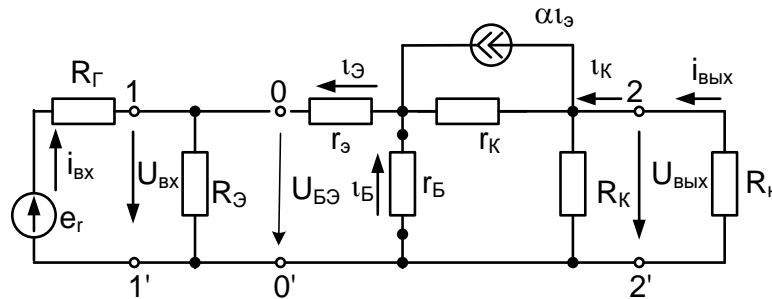


Рисунок 3.18 – Малосигнальная эквивалентная схема каскада

## 2. Коэффициенты усиления ЭДС и напряжения

$$K_e = \frac{U_{ВЫХ}}{e_r} = \frac{i_K R_{KH}}{i(R_{\Gamma} + R_{ВХ})}. \quad (3.72)$$

При  $R_{ВХ.Т} \ll R_{Э}$ , что равносильно равенству  $i_{ВХ} = i_{Э}$ , а также учитывая (3.23), можно записать

$$K_e = \frac{i_K R_{KH}}{i_{Э}(R_{\Gamma} + R_{ВХ})} = \frac{\alpha R_{KH}}{R_{\Gamma} + r_{Э} + r_{Б}(1 - \alpha)}. \quad (3.73)$$

Сравнивая (3.73) и (3.29), можно заметить, что при одинаковых параметрах каскадов ОБ и ОЭ  $K_{еОБ} < K_{еОЭ}$ . Обычно  $K_{еОБ} < 10$ . Малое значение  $K_{еОБ}$  в каскаде ОБ обусловлено весьма малым входным сопротивлением транзистора и, следовательно, более сильным влиянием сопротивления  $R_{\Gamma}$  на коэффициент усиления  $K_e$ .

Коэффициент усиления напряжения

$$K_u = K_{e,R=0} = -\frac{\alpha R_{\dot{E}i}}{r_{\dot{Y}} + (\beta + 1)r_{\dot{A}}} = -\frac{\alpha R_{\dot{E}i}}{R_{\dot{A}\dot{O}.Т}}. \quad (3.74)$$

При одинаковых параметрах каскадов ОБ и ОЭ  $K_{uОБ} < K_{uОЭ}$ .

3. Коэффициент усиления тока. Из эквивалентной схемы рис. 3.18 можно записать  $i_K R_{KH} = i_{ВЫХ} R_H$  и  $i_{Э} R_{ВХ.Т} = i_{ВХ} R_{ВХ}$ . С учетом (3.23), (3.24) и (3.74), можно записать

$$K_i = \frac{i_{ВЫХ}}{i_{ВХ}} = \frac{i_K}{i_{Э}} \cdot \frac{R_{KH} R_{ВХ}}{R_H \cdot R_{ВХ.Т}} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_H} \cdot \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_{ВХ.Т}}. \quad (3.75)$$

Коэффициент усиления тока достигает максимального значения при  $R_K \gg R_H$  и  $R_{Э} \gg R_{ВХ.Т}$   $K_{iMAX} = \alpha \leq 1$ .

4. Коэффициент усиления мощности. Обычно  $K_U > 1$ ,  $K_i \approx \alpha \approx 1$ . Поэтому  $K_P = K_U K_i = K_e > 1$ . Однако в усилителе ОБ коэффициент усиления мощности меньше, чем в усилителе ОЭ.

5. Выходное сопротивление. Как и для каскада ОЭ, выходное сопротивление состоит из параллельного соединения сопротивления  $R_K$  и выходного сопротивления транзистора  $R_{ВЫХ.Т}$

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_K R_{ВЫХ.Т}}{R_K + R_{ВЫХ.Т}}. \quad (3.76)$$

Выходное сопротивление транзистора

$$R_{ВЫХ.Т} \cong \frac{1}{h_{22Б}} = r_K. \quad (3.77)$$

Так как  $R_K \ll r_K$  то

$$R_{ВЫХ} \approx R_K. \quad (3.78)$$

Из сравнения (3.77) и (3.78) с аналогичными выражениями для усилителя ОЭ следует, что выходные сопротивления каскадов ОБ и ОЭ при одинаковых параметрах элементов схемы ( $R_K$ ) примерно одинаковы, а выходное сопротивление транзистора в каскаде ОБ значительно больше, чем в каскаде ОЭ.

Таким образом, каскад ОБ усиливает сигнал по напряжению и мощности ( $K_e > 1$ ,  $K_U > 1$ ,  $K_P > 1$ ), не усиливает по току ( $K_i < 1$ ), имеет малое входное сопротивление (десятки Ом) и большое выходное сопротивление. Из-за этого использование усилителя ОБ в многокаскадных усилителях без

специальных мер согласования малоэффективно. Для согласования каскадов ОБ, входящих в состав многокаскадного усилителя, можно включить между ними каскады ОК. Усилитель ОБ используется как составная часть каскадного усилителя, схема которого будет рассмотрена ниже.

### 3.5. Усилительные каскады на МОП – транзисторах

Усилительные каскады на полевых транзисторах имеют значительно большее входное сопротивление, чем на биполярных транзисторах. Поэтому в настоящее время они получили широкое распространение. В усилительных каскадах применяются полевые транзисторы с управляющим  $p-n$  – переходом и МОП-транзисторы с индуцированным и встроенным каналом. Используются три схемы включения транзистора: с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ) (рис. 3.19). Они являются аналогами соответствующих усилительных каскадов на биполярных транзисторах: ОЭ, ОК. и ОБ.

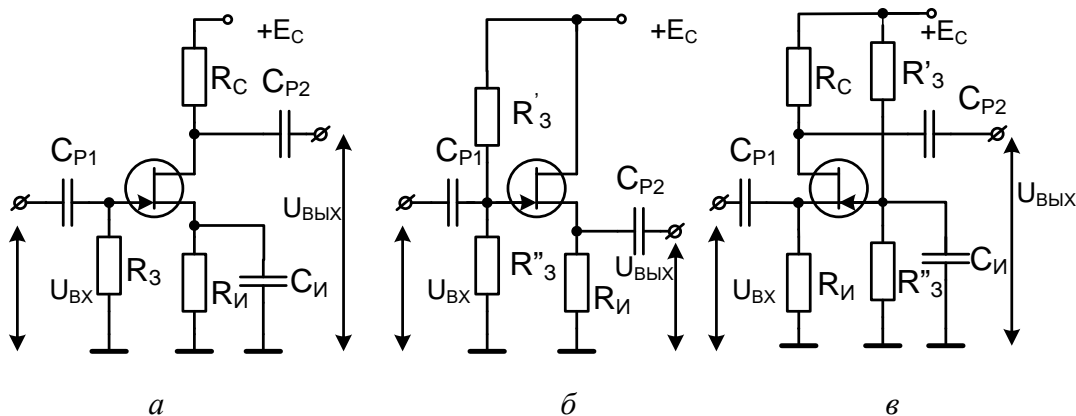


Рисунок 3.19 – Усилительные каскады на полевых транзисторах

Наибольшее распространение получил усилительный каскад с общим истоком. Он, как и каскад ОЭ, позволяет получить наибольшее усиление по мощности. Схемы усилительных каскадов с общим истоком на МОП-транзисторе со встроенным каналом и на МОП-транзисторе с индуцированным каналом приведены на рис. 3.20, а и рис. 3.20, б соответственно. В схемах усилителей на рисунках 3.19, а и 3.20, а в цепь стока включается нагрузочный резистор  $R_C$ , на котором выделяется переменная составляющая усиленного напряжения.

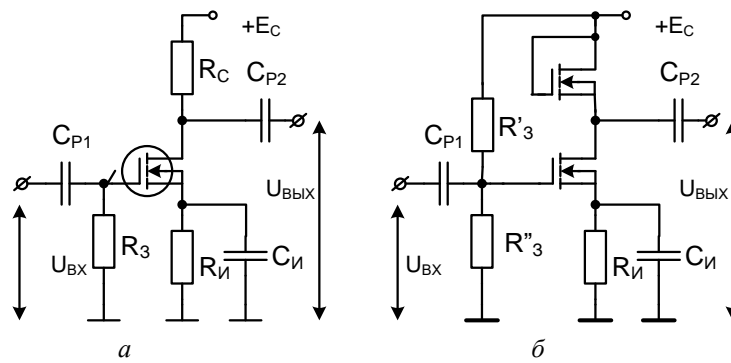


Рисунок 3.20 – Схемы усилительных каскадов с общим истоком на МОП-транзисторе

Резистор  $R_3$  фиксирует потенциал затвора в режиме покоя на нулевом уровне. Выбор исходного режима транзистора обеспечивается резистором  $R_I$ . В режиме покоя напряжение  $U_{ЗИ} = -I_{II}R_I$  отрицательно относительно затвора. Кроме того, резистор  $R_I$  создает отрицательную обратную связь по току и стабилизирует режим транзистора. Конденсатор  $C_I$  большой емкости шунтирует резистор  $R_I$  по переменному току, исключая отрицательную обратную связь для переменного сигнала в области высоких частот. В каскаде на рис. 3.20, б в качестве нагрузки  $R_C$  в цепи стока транзистора  $T1$  используется транзистор  $T2$ , включенный в режиме двухполюсника. Для отпириания транзистора  $T1$  в исходном режиме на его затвор с помощью делителя  $R'_3, R''_3$  подается положительное напряжение

$$U_3 = E_C \frac{R''_3}{R'_3 + R''_3} U_{ЗИ.ПОР}. \quad (3.79)$$

Режим транзистора в каскадах на рис.3.19, а и рис. 3.20, а можно задать без резистора  $R_I$ . В каскаде на рис. 3.20, а МОП-транзистор со встроенным каналом открыт при  $U_{ЗИ}=0$ , а в каскаде на рис. 3.20, б транзистор  $T1$  открыт напряжением с делителя  $R'_3, R''_3$ . Поэтому исток может соединяться с общей шиной. Однако и в этих каскадах, как правило, включается резистор  $R_I$  для стабилизации режима транзистора.

Конденсаторы  $C_{P1}$  и  $C_{P2}$  являются разделительными и выполняют те же функции, что и в усилительных каскадах на биполярных транзисторах.

Ток стока  $I_C$  является функцией напряжений  $U_{ЗИ}$  и  $U_{СИ}$ . Вычислив приращение тока стока

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{\zeta\bar{E}}} \Delta U_{\zeta\bar{E}} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{\bar{N}\bar{E}}} \Delta U_{\bar{N}\bar{E}}, \quad (3.80)$$

заменив приращения переменными составляющими ( $\Delta I_C = i_C, \Delta U_{ЗИ} = U_{ЗИ} = U_{ВХ}, \Delta U_{СИ} = U_{ВЫХ}$ ) и учитывая, что

$$\frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} = S \quad \text{и} \quad \frac{\partial I_C}{\partial U_{СИ}} = \frac{1}{R_i} \quad (3.81)$$

получим

$$i_C = S U_{\bar{A}\bar{O}} + \frac{U_{\bar{A}\bar{O}}}{R_i}, \quad (3.82)$$

где  $S$  – крутизна, а  $R_i$  – выходное сопротивление транзистора. Переменную составляющую выходного напряжения можно определить из выходной цепи каскадов (рис. 3.19, а, 3.20, а)

$$U_{ВЫХ} = -i_C R_C. \quad (3.83)$$

Знак «-» в выражении (3.83) показывает, что с увеличением тока  $i_C$  выходное напряжение уменьшается.

Решая совместно (3.82) и (3.83), находят выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = -S U_{ВХ} \frac{R_i R_C}{R_i + R_C}. \quad (3.84)$$

На рис. 3.21 приведена эквивалентная схема выходной цепи усилительного каскада, соответствующая выражению (3.84).

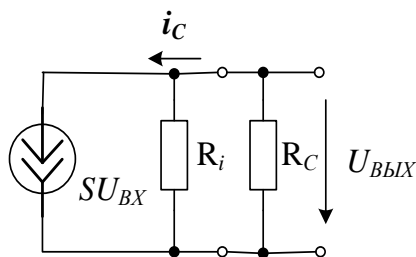


Рисунок 3.21 – Эквивалентная схема выходной цепи усилительного каскада

Из последнего выражения получается коэффициент усиления

$$K_u = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C}. \quad (3.85)$$

Знак «-» в выражении (3.85) указывает на изменение полярности усиливаемого сигнала. Выходное сопротивление  $R_i$  современных полевых транзисторов составляет  $10^4$ – $10^5$  Ом и на практике выполняется неравенство

$$R_i \gg R_C \quad (3.86)$$

С учетом этого коэффициент усиления определяется приближенной формулой

$$K_u = -SR_C. \quad (3.87)$$

Следует заметить, что крутизна транзистора  $S$  не является постоянной, а нарастает приблизительно линейно с ростом напряжения  $U_{ЗИ}$  (ток  $I_C$  является квадратичной функцией напряжения  $U_{ЗИ}$ ). Поэтому соотношения (3.85), (3.87) справедливы только для заданной рабочей точки при усилении малых сигналов.

Входное сопротивление усилительных каскадов определяется сопротивлением  $R_3$ , так как входное сопротивление полевых транзисторов между затвором и истоком имеет порядок  $10^5$  Ом, а сопротивление  $R_3 = 10^4$ – $10^6$  Ом, т. е.  $R_{ВХ} \approx R_3$ . Для каскада на рис. 3.20, б

$$R_3 = \frac{R''_3}{R'_3 + R''_3}. \quad (3.88)$$

Выходное сопротивление при выполнении неравенства (3.88) определяется сопротивлением  $R_C$

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_i R_C}{R_i + R_C} \cong R_C. \quad (3.89)$$

В усилителе на рис. 3.20, б нагрузкой транзистора  $T1$  является выходное сопротивление  $R_{i2}$  транзистора  $T2$  (сопротивление между стоком и истоком при  $U_{ЗИ} = U_{СИ}$ ). Оно выражается приближенным соотношением

$R_{i2} \approx 1/S_2$ , где  $S_2$  – крутизна транзистора  $T2$  при  $U_{3И} = U_{СИ}$ . Тогда с учетом (3.89) коэффициент усиления

$$K_u \cong -SR_C \cong -\frac{S_1}{S_2}. \quad (3.90)$$

Для получения  $K_u > 1$  необходимо, чтобы  $S_1 > S_2$ . Поскольку крутизна МОП-транзистора определяется отношением ширины канала  $Z$  к его длине  $L$ , можно заключить, что усиление сигнала в каскаде на рис. 3.20, б возможно лишь тогда, когда нагрузочный транзистор  $T2$  имеет значительно более узкий и более длинный канал, чем транзистор  $T1$ . Коэффициент усиления усилительных каскадов на МОП-транзисторах не превышает нескольких единиц.

Частотные характеристики усилительных каскадов в области низких частот определяются емкостью разделительного конденсатора  $C_{P1}$  при условии, что конденсатор  $C_{P2}$  отнесен к последующему каскаду и сопротивлением  $R_3$ , т. е. постоянной времени  $\tau_H = C_{P1}R_3$ . Нижняя граничная частота  $\omega = 1/\tau_H$ . В области высоких частот характеристики определяются паразитными емкостями транзистора ( $C_{3И}, C_{СИ}, C_{СЗ}, C_{СП}$ ) и нагрузки  $C_H$ . Суммарная паразитная емкость выходной цепи усилительного каскада  $C_0 = C_{СИ} + C_{СП} + C_H$ , постоянная времени  $\tau_B = C_0R_C$ , а верхняя граничная частота  $\omega = 1/\tau_B$ .

Наряду с усилительными каскадами с общим истоком в электронных устройствах применяют усилительный каскад с общим стоком (ОС), который является аналогом эмиттерного повторителя и называется истоковым повторителем (рис. 3.19, б). В этом каскаде нагрузочный резистор  $R_H$  включен в цепь истока, а по переменным составляющим через источник  $E_C$  соединен с общей шиной.

Если сопротивление резистора  $R_H$  удовлетворяет неравенству  $R_H \ll R_i$ , то коэффициент передачи напряжения и выходное сопротивление определяются приближенными формулами:

$$K_u \cong S \frac{R_H}{1 + SR_H}, R_{ВЫХ} \cong \frac{1}{S}. \quad (3.91)$$

Входное сопротивление определяется резистором  $R_3$  т. е.  $R_{ВХ} = R_3$ .

Истоковый повторитель имеет большое входное и малое выходное сопротивления, не меняет полярность входного сигнала, его коэффициент передачи близок к единице.

Усилительный каскад с общим затвором (рис. 3.19, в) является аналогом каскада ОБ и применяется тогда, когда надо снизить уровень шумов, создаваемых затвором, а также в составе каскадного усилителя.

### 3.6. Усилительные каскады на двух транзисторах

#### 3.6.1. Каскадный усилитель

К усилительным каскадам на двух транзисторах принято относить каскадный усилитель и дифференциальный усилитель. Первый принято использовать там, где схема усилителя ОЭ не удовлетворяет по своим частотным свойствам. В усилителе (рис. 3.22, а) выход связан со входом через емкость коллекторного перехода транзистора  $C_K$ , что приводит к увеличению входной емкости каскада до значения

$$C_{BX} = C_K(K_u + 1), \quad (3.92)$$

где  $K_u \approx \alpha R_K/R_\varepsilon$  – коэффициент усиления каскада по напряжению. Это ограничивает верхнюю граничную частоту  $\omega_B$  и может привести к самовозбуждению каскада на высоких частотах.

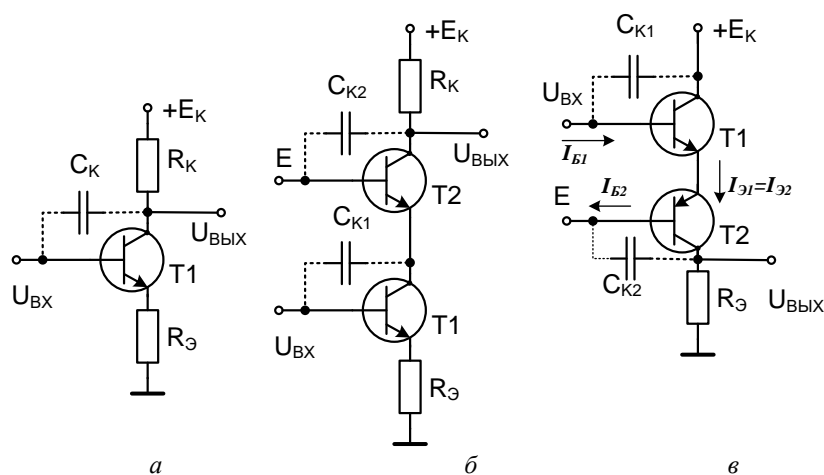


Рисунок 3.22 – Усилительный каскад на двух транзисторах:

Для уменьшения влияния емкости  $C_K$  на частотные характеристики каскада ОЭ применяется каскадная схема ОЭ-ОБ (рис. 3.22, б). Здесь транзистор  $T1$  включен по схеме ОЭ, а транзистор  $T2$  – по схеме ОБ (потенциал базы транзистора  $T2$  зафиксирован источником  $E$ ). Нагрузкой транзистора  $T1$  является малое входное сопротивление транзистора  $T2$

$$R_{BX2} = r_{\varepsilon 2} + r_{B2}(1 - \alpha_2). \quad (3.93)$$

При этом транзистор  $T1$  работает в режиме, практически близко к короткому замыканию коллекторной цепи, и его коэффициент усиления очень мал:

$$K_{u1} \cong \frac{\alpha_1 r_{\varepsilon 2}}{R_{\varepsilon}}. \quad (3.94)$$

Благодаря этому практически исключается связь между коллектором транзистора  $T1$  и его базой через емкость  $C_{K1}$  и значительно снижается влияние емкости  $C_{K1}$  на граничную частоту  $\omega_B$ .

Емкость  $C_{K2}$  через источник  $E$  соединена с общей шиной. Поэтому обратная связь между выходом и входом каскадной схемы практически отсутствует, что резко снижает опасность самовозбуждения усилителя.

Верхняя граничная частота каскадной схемы без учета частотной зависимости коэффициентов передачи тока  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  определяется, как и для каскада ОБ, емкостью  $C_{K2}$  и сопротивлением  $R_K$  (постоянной времени  $R_K C_{K2}$ ) и значительно больше, чем в каскаде ОЭ, где постоянная времени за счет емкости  $C_K$  при большем внутреннем сопротивлении источника сигнала  $R_G$  достигает значения  $C_K(\beta_0 + 1)R_K$ .

Коэффициент передачи тока каскадной схемы:

$$\begin{aligned} I_{K2} &= \alpha_2 I_{\varepsilon 2} = \alpha_2 I_K = \alpha_2 \alpha_1 I_{\varepsilon 1}, \\ \alpha &= \frac{I_{K2}}{I_{\varepsilon 1}} = \alpha_1 \alpha_2 \end{aligned} \quad (3.95)$$

Из (3.95) видно, что коэффициент передачи тока в каскадной схеме мало отличается от коэффициента передачи тока  $\alpha_1$  транзистора  $T1$ . Следовательно, коэффициент усиления и входное сопротивление будут такими же, как и в каскаде ОЭ. Таким образом, каскадная схема ОЭ-ОБ, обладая такими же усилительными свойствами, как и каскад ОЭ, имеет

более широкую полосу пропускания (как каскад ОБ) и в значительно меньшей степени подвержена самовозбуждению. Благодаря таким свойствам каскадная схема ОЭ-ОБ находит широкое применение в широкополосных и резонансных усилителях и в дифференциальных усилителях для получения большего усиления и хороших частотных свойств.

На рис. 3.22, в приведена каскадная схема ОК-ОБ. Она применяется в составе АИС тогда, когда постоянный уровень выходного напряжения должен быть ниже уровня входного напряжения для обеспечения непосредственной связи с последующими каскадами. Транзистор  $T_1$  включен по схеме ОК, а транзистор  $T_2$  – по схеме ОБ. Включение  $T_2$  по схеме ОБ позволяет исключить обратную связь через емкость  $C_{K2}$  между выходом и входом усилителя, что расширяет полосу пропускания и препятствует самовозбуждению. Транзистор  $T_1$ , включенный по схеме ОК, обеспечивает большое входное сопротивление.

Коэффициент усиления каскадной схемы, считая коэффициент передачи каскада ОК близким к единице, описывается выражением:

$$K_u \cong K_{u2} = \frac{\alpha_2 R_K}{R_\Gamma + R_{BX2}}. \quad (3.96)$$

Учитывая, что  $R_\Gamma = R_{ВЫХ1} = r_{Э1} + r_{Б1}(1-\alpha_1)$  и  $R_{BX,2} = r_{Э2} + r_{Б2}(1-\alpha_2)$  и считая параметры транзисторов одинаковыми, можно записать

$$K_u = \frac{\alpha R_K}{2[r_\Э + r_\Б(1-\alpha)]}. \quad (3.97)$$

Таким образом, усиление каскадной схемы близко к усилению каскада ОЭ. Для получения большего усиления, вместо коллекторной нагрузки  $R_K$  включают стабилизатор тока. Каскадная схема ОК-ОБ применяется во входных дифференциальных каскадах операционных усилителей.

### 3.6.2. Дифференциальные усилители. Принцип действия и основные параметры

Дифференциальный усилитель (ДУ) приведен на рисунке 3.23. Он имеет два входа и в общем случае два выхода и служит для усиления разности напряжений, подаваемых на его входы:

$$U_{ВЫХ} = K(U_{ВХ.1} - U_{ВХ.2}). \quad (3.98)$$

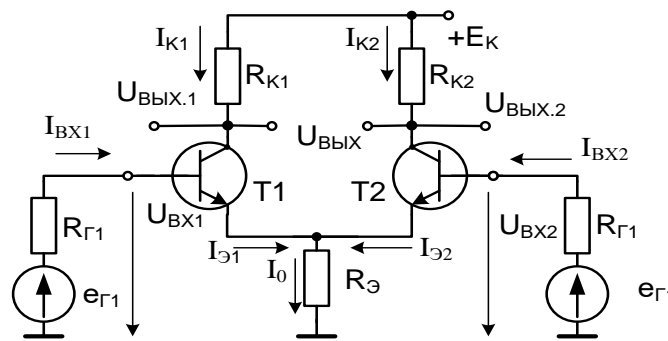


Рисунок 3.23 – Дифференциальный усилитель

ДУ усиливает сигнал, как правило, с постоянной составляющей, т. е. является усилителем постоянного тока (УПТ).

Параметры плеч ДУ одинаковы ( $R_{К1} = R_{К2} = R_K$ ), транзисторы  $T1$  и  $T2$  идентичны. Общей эмиттерной нагрузкой транзисторов  $T1$  и  $T2$  является резистор  $R_Э$ . Совместно с источником  $E_Э$  он образует генератор тока  $I_0$ . Нагрузка может подключаться к одному из выходов (несимметричный выход) или между коллекторами транзисторов (симметричный выход). При симметричном выходе плечи ДУ (резисторы  $R_{К1}$ ,  $R_{К2}$  и транзисторы  $T1$ , и  $T2$ ) образуют сбалансированный мост, в диагональ которого включается нагрузка.

Получение хорошей симметрии плеч ДУ при выполнении его на дискретных элементах затруднено, особенно в широком диапазоне температур. Поэтому транзисторные ДУ не получили широкого распространения. С переходом к интегральной технологии высокая симметрия плеч ДУ в широком диапазоне температур достигается согласованием параметров транзисторов и резисторов технологическим путем. Благодаря этому ДУ получили широкое распространение в АИС.

Рассмотрим принцип работы и получим основные усилительные параметры ДУ. Для этого представим входные сигналы в виде синфазных и дифференциальных (разностных) составляющих:

$$\left. \begin{aligned} e_{Г1} &= \frac{e_{Г1} + e_{Г2}}{2} + \frac{e_{Г1} - e_{Г2}}{2} \\ e_{Г2} &= \frac{e_{Г1} + e_{Г2}}{2} - \frac{e_{Г1} - e_{Г2}}{2} \end{aligned} \right\}, \quad (3.99)$$

$$\left. \begin{aligned} U_{ВХ.1} &= \frac{U_{ВХ.1} + U_{ВХ.2}}{2} + \frac{U_{ВХ.1} - U_{ВХ.2}}{2} \\ U_{ВХ.2} &= \frac{U_{ВХ.1} + U_{ВХ.2}}{2} - \frac{U_{ВХ.1} - U_{ВХ.2}}{2} \end{aligned} \right\}. \quad (3.100)$$

Полусумма

$$\frac{e_{Г1} + e_{Г2}}{2} = e_{СФ}, \quad \frac{U_{ВХ.1} + U_{ВХ.2}}{2} = U_{ВХ.СФ}, \quad (3.101)$$

называется синфазным входным напряжением ( $e_{СФ}$ ,  $U_{ВХ.СФ}$ ), а полуразность

$$\frac{e_{Г1} - e_{Г2}}{2} = e_{Д}, \quad \frac{U_{ВХ.1} - U_{ВХ.2}}{2} = U_{ВХ.Д} \quad (3.102)$$

дифференциальным входным напряжением ( $e_{Д}$ ,  $U_{ВХ.Д}$ ).

С учетом принятых определений входные сигналы можно представить следующим образом:

$$e_{Г1} = e_{СФ} + e_{Д}, \quad e_{Г2} = e_{СФ} - e_{Д}, \quad (3.103)$$

$$U_{\hat{A}\hat{O}.1} = U_{\hat{A}\hat{O}.\hat{N}\hat{O}} + U_{\hat{A}\hat{O}.\hat{A}}. \quad (3.104)$$

Как видно из выражений (3.103), (3.104), синфазные входные напряжения имеют одинаковую величину и полярность, а дифференциальные - одинаковую величину и разную полярность.

Пример1. Пусть  $e_{Г1} = 0,6$  В и  $e_{Г2} = 0,3$  В. Тогда  $e_{СФ} = 0,45$  В и  $e_{Д} = 0,15$ В. Если  $e_{Г1} = 0,4$  В и  $e_{Г2} = 0,1$  В. Тогда  $e_{СФ} = 0,25$ В и  $e_{Д} = 0,15$  В.

В этих примерах дифференциальные сигналы одинаковы, а синфазные – разные. Синфазное входное напряжение  $e_{СФ}$  – это уровень на входах, относительно которого подаются дифференциальные сигналы на

первый вход ( $U_{ВХ.Д1} = U_{ВХ.Д}$ ) и на второй вход ( $U_{ВХ.Д2} = -U_{ВХ.Д}$ ).

Представим, таким образом, выходные напряжения через синфазные и дифференциальные составляющие. При этом будем учитывать, что выходные напряжения содержат постоянную составляющую  $U_{ВЫХ.01} = U_{ВЫХ.02} = U_{ВЫХ.0}$ , которая имеет место при  $e_{Г1} = e_{Г2} = 0$ . С учетом этого переменные составляющие выходных напряжений принимают вид:

$$U_{ВЫХ.СФ} = \frac{U_{ВЫХ.1} + U_{ВЫХ.2}}{2} - U_{ВЫХ.0}, \quad (3.105)$$

$$U_{ВЫХ.Д} = \frac{U_{ВЫХ.1} - U_{ВЫХ.2}}{2}. \quad (3.106)$$

Полные значения выходных напряжений с учетом постоянной составляющей  $U_{ВЫХ.0}$  определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ.1} &= U_{ВЫХ.СФ} + U_{ВЫХ.Д} + U_{ВЫХ.0} \\ U_{ВЫХ.2} &= U_{ВЫХ.СФ} - U_{ВЫХ.Д} + U_{ВЫХ.0} \end{aligned} \quad (3.107)$$

Введем понятия коэффициентов усиления (передачи): коэффициент передачи синфазного напряжения

$$K_{e.\bar{N}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}\bar{O}.\bar{N}\hat{O}}}{e_{\bar{A}}} \quad \text{или} \quad K_{u.\bar{N}\hat{O}} = K_{\bar{N}\hat{O}} = \frac{U_{\hat{A}\hat{O}\bar{O}.\bar{N}\hat{O}}}{U_{\hat{A}\bar{O}.\bar{N}\hat{O}}}, \quad (3.108)$$

коэффициент усиления дифференциального напряжения

$$K_{e.Д} = \frac{U_{ВЫХ.Д}}{e_{Д}} \quad \text{или} \quad K_{u.Д} = K_{Д} = \frac{U_{ВЫХ.Д}}{U_{ВХ.Д}}. \quad (3.109)$$

Определим основные параметры ДУ. Для этого рассмотрим три случая.

1. *Входные напряжения равны нулю,  $e_{Г1} = e_{Г2} = 0$*  (рис. 3.24, а). В этом случае  $e_{СФ} = 0$  В и  $e_{Д} = 0$  В и, следовательно,  $U_{ВЫХ.СФ} = 0$  и  $U_{ВЫХ.Д} = 0$ , а  $U_{ВЫХ.1} = U_{ВЫХ.2} = U_{ВЫХ.0}$ . Можно определить  $U_{ВЫХ.0}$ . При  $e_{Г1} = e_{Г2} = 0$  оба транзистора открыты и общий эмиттерный ток  $I_0$  делится поровну между ними:

$$I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 2} = \frac{I_0}{2}. \quad (3.110)$$

Тогда коллекторные токи будут

$$I_{K1} = I_{K2} = \alpha_0 \frac{I_0}{2}. \quad (3.111)$$

Зная коллекторные токи, можно определить

$$U_{ВЫХ0} = U_{ВЫХ01} = U_{ВЫХ02} = E_K - \frac{\alpha_0 I_0}{2} R_K. \quad (3.112)$$

Общий эмиттерный ток  $I_0$  определим из рис. 3.23 при  $e_{Г1} = e_{Г2} = 0$

$$I_0 = \frac{E_{\varepsilon} - U_{БЭ}}{R_{\varepsilon}}. \quad (3.113)$$

Тогда

$$U_{ВЫХ0} = E_K - \alpha_0 \frac{E_{\varepsilon} - U_{БЭ}}{2R_{\varepsilon}} R_K. \quad (3.114)$$

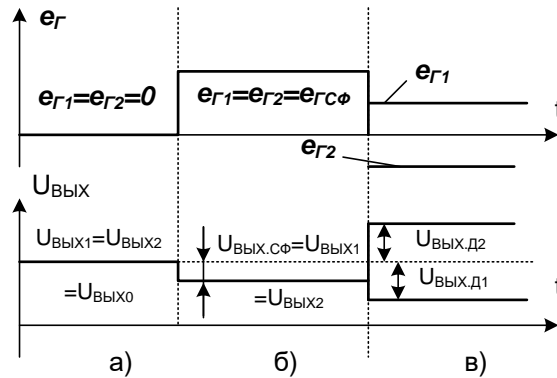


Рисунок 3.24 – Общий эмиттерный ток

2. На входы поданы только синфазные сигналы (рис. 3.24, б). Пусть,  $e_{Г1} = e_{Г2} = e_{СФ} > 0$ , а  $e_{СФ} = 0$ . Тогда эмиттерные токи транзисторов  $T1$  и  $T2$  (под действием сигнала  $e_{СФ} > 0$ ) получают приращения

$$\Delta I_{\varepsilon 1} = \Delta I_{\varepsilon 2} = \frac{\Delta I_0}{2} \cong \frac{e_{C\Phi}}{2R_{\varepsilon}}. \quad (3.115)$$

Последнее соотношение позволяет представить ДУ в виде одного каскада ОЭ с эмиттерной нагрузкой  $2R_{\varepsilon}$  (рис. 3.8). Коэффициент усиления такого каскада по аналогии с каскадом ОЭ определяется соотношениями:

$$K_{e.C\Phi} = -\frac{\alpha_0 R_K}{(R_{\Gamma} + r_B)(1 - \alpha_0) + r_{\varepsilon} + 2R_{\varepsilon}} = -\frac{\beta_0 R_K}{R_{\Gamma} + r_B + (\beta_0 + 1)(r_{\varepsilon} + R_{\varepsilon})} \quad (3.116)$$

$$K_{e.C\Phi} = -\frac{\alpha_0 R_K}{r_B(1 - \alpha_0) + r_{\varepsilon} + 2R_{\varepsilon}} = -\frac{\beta_0 R_K}{r_B + (\beta_0 + 1)(r_{\varepsilon} + 2R_{\varepsilon})}. \quad (3.117)$$

Выражения (3.116), (3.117) справедливы при  $R_H \gg R_K$ . Если сопротивление нагрузки  $R_H$  сравнимо с  $R_K$ , то вместо  $R_K$  надо учитывать эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_{KH} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}. \quad (3.118)$$

Из выражений (3.116), (3.117) видно, что с увеличением  $R_{\varepsilon}$  коэффициент передачи синфазного сигнала  $K_{e.C\Phi}$ ,  $K_{C\Phi}$  уменьшается. Это объясняется действием отрицательной обратной связи, создаваемой резистором  $R_{\varepsilon}$ .

Синфазное выходное напряжение  $U_{ВЫХ.C\Phi}$  (рис. 3.24, б) определяется соотношением

$$U_{ВЫХ.C\Phi} = K_{e.C\Phi} e_{C\Phi} = K_{C\Phi} U_{ВХ.C\Phi}. \quad (3.119)$$

3. На входы поданы, только дифференциальные сигналы (рис. 3.24, в). Пусть  $e_{\Gamma 1} = -e_{\Gamma 2}$ . И пусть  $e_{\Gamma 1} > 0$ . Тогда  $e_{C\Phi} = 0$ , а  $e_{Д1} = e_{\Gamma 1} > 0$ ,  $e_{Д2} = e_{\Gamma 2} < 0$ . Ток  $I_{\varepsilon 1}$  возрастет на  $\Delta I_{\varepsilon 1}$  а ток  $I_{\varepsilon 2}$  уменьшится на  $\Delta I_{\varepsilon 2}$ . Приращение общего эмиттерного тока  $\Delta I_0$  составит  $\Delta I_0 = \Delta I_{\varepsilon 1} - \Delta I_{\varepsilon 2}$  и при симметрии плеч ДУ

$$\Delta I_{\varepsilon 1} = \Delta I_{\varepsilon 2} \text{ и } \Delta I_0 = 0. \quad (3.120)$$

Падение напряжения на резисторе  $R_{\Delta}$  от дифференциального сигнала  $\Delta U_{\Delta D} = \Delta I_0 R_{\Delta} = 0$ . Это означает, что резистор  $R_{\Delta}$  не создает отрицательной обратной связи для дифференциального сигнала и позволяет представить каждое из плеч ДУ в виде каскада ОЭ (рис. 3.6). Тогда коэффициент усиления дифференциального сигнала

$$\hat{E}_{e.\bar{A}} = -\frac{\alpha_0 R_{\hat{E}}}{(R_{\bar{A}} + r_{\bar{A}})(1 - \alpha_0) + r_{\bar{Y}}} = -\frac{\beta_0 R_{\hat{E}}}{R_{\bar{A}} + r_{\bar{A}} + (\beta_0 + 1)r_{\bar{Y}}}. \quad (3.121)$$

$$\hat{E}_{\bar{A}} = -\frac{\alpha_0 R_{\hat{E}}}{r_{\bar{A}}(1 - \alpha_0) + r_{\bar{Y}}} = -\frac{\beta_0 R_{\hat{E}}}{r_{\bar{A}} + (\beta_0 + 1)r_{\bar{Y}}}. \quad (3.122)$$

Из выражений (3.121), (3.122) видно, что коэффициент усиления дифференциального сигнала не зависит от  $R_{\Delta}$  и при большом сопротивлении  $R_{\Delta}$   $K_{e.D} \gg K_{e.C\Phi}$  ( $K_{e.D} \gg K_{e.C\Phi}$ ). Другими словами, ДУ усиливает дифференциальное входное напряжение и ослабляет синфазное.

Зная коэффициенты усиления  $K_{e.C\Phi}$  (или  $K_{C\Phi}$ ),  $K_{e.D}$  (или  $K_D$ ) и постоянную составляющую выходного напряжения  $U_{ВЫХ.0}$  можно определить полные выходные напряжения ДУ:

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.1} &= \hat{E}_{\hat{a}\hat{N}\hat{O}} \hat{a}_{\hat{N}\hat{O}} + \hat{E}_{\hat{a}\hat{A}} \hat{a}_{\hat{A}} + U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.0} = \\ &= \hat{E}_{\hat{N}\hat{O}} U_{\hat{A}\hat{O}.\hat{N}\hat{O}} + \hat{E}_{\hat{A}} U_{\hat{A}\hat{O}.\hat{A}} + U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.0}, \\ U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.2} &= \hat{E}_{\hat{a}\hat{N}\hat{O}} \hat{a}_{\hat{N}\hat{O}} - \hat{E}_{\hat{a}\hat{A}} \hat{a}_{\hat{A}} + U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.0} = \\ &= \hat{E}_{\hat{N}\hat{O}} U_{\hat{A}\hat{O}.\hat{N}\hat{O}} - \hat{E}_{\hat{A}} U_{\hat{A}\hat{O}.\hat{A}} + U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.0}, \end{aligned} \quad (3.123)$$

Выходные напряжения, кроме дифференциальной составляющей  $K_{e.D}$ , являющейся полезным сигналом, содержат синфазную составляющую, которая является ошибкой.

Для уменьшения синфазного сигнала применяют симметричный выход. При этом выходное напряжение

$$\begin{aligned} U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} &= U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.1} - U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.2} = (\hat{E}_{\hat{a}\hat{N}\hat{O}.1} - \hat{E}_{\hat{a}\hat{N}\hat{O}.2}) \hat{a}_{\hat{N}\hat{O}} + \\ &+ (\hat{E}_{\hat{a}\hat{A}.1} + \hat{E}_{\hat{a}\hat{A}.2}) \hat{a}_{\hat{A}} + (U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.1} - U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}.2}) \end{aligned} \quad (3.124)$$

где индексами «1» и «2» обозначены коэффициенты усиления и постоянные составляющие выходных напряжений левого и правого плеч ДУ соответственно. При симметрии плеч выходное напряжение содержит только разностный сигнал

$$U_{\hat{A}\hat{U}\hat{O}} = 2\hat{E}_{\hat{a}\hat{A}}\hat{a}_{\hat{A}} = 2\hat{E}_{\hat{A}}U_{\hat{A}\hat{O}\hat{A}}. \quad (3.125)$$

Реальный усилитель всегда имеет асимметрию плеч. Поэтому даже при симметричном выходе выходное напряжение содержит синфазный сигнал и разность постоянных составляющих, которые являются ошибками, а при несимметричном выходе синфазный сигнал на каждом из выходов будет значительно больше. Для уменьшения погрешностей надо ослаблять (подавлять) синфазный сигнал и стабилизировать уровни выходных напряжений  $U_{ВЫХО1}$  и  $U_{ВЫХО2}$ . Ослабление синфазного сигнала количественно оценивают коэффициентом ослабления «синфазных входных напряжений

$$\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}} = \frac{\hat{E}_{\hat{a}\hat{A}}}{\hat{E}_{\hat{a}\hat{N}\hat{O}}} \quad \text{или} \quad \hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}} = \frac{\hat{E}_{\hat{A}}}{\hat{E}_{\hat{N}\hat{O}}}. \quad (3.126)$$

Из соотношений (3.123), (3.124) и (3.126) получаем

$$\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}} = \frac{(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}})(1 - \alpha_0) + r_{\hat{Y}} + 2R_{\hat{Y}}}{(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}})(1 - \alpha_0) + r_{\hat{Y}}} \cong \frac{2R_{\hat{Y}}}{(R_{\hat{A}} + r_{\hat{A}})(1 - \alpha_0) + r_{\hat{Y}}}, \quad (3.127)$$

а при  $R_{\Gamma} = 0$

$$\hat{E}_{\hat{I}\hat{N}\hat{E}} \cong \frac{2R_{\hat{Y}}}{r_{\hat{A}}(1 - \alpha_0) + r_{\hat{Y}}}. \quad (3.128)$$

Из выражений (3.127), (3.128) видно, что с увеличением сопротивления резистора  $R_{\hat{Y}}$  возрастает коэффициент ослабления. Для получения большого коэффициента ослабления вместо резистора  $R_{\hat{Y}}$  включают стабилизатор тока на транзисторах  $T3, T4$  (рис. 3.25).

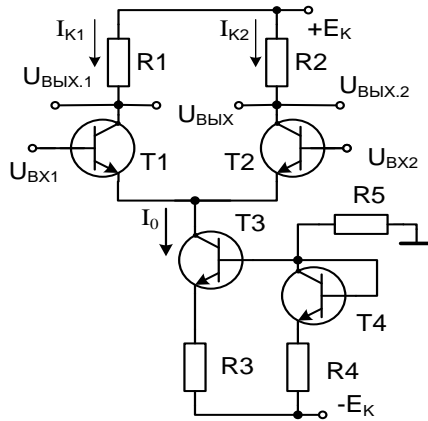


Рисунок 3.25 – Дифференциальный усилитель со стабилизатором тока

При низкоомном делителе  $R4, R5$ , когда  $R4R5 / (R4 + R5) \ll (\beta_0 + 1)R3$ , транзистор  $T3$  включен по схеме, близкой к ОБ, и динамическое сопротивление стабилизатора определяется сопротивлением коллекторного перехода транзистора  $T3$ , т.е.  $R_{СТ} = r_K$ . Подставляя в выражения (3.127), (3.128) вместо  $R_{Э}$  сопротивление  $r_K$ , можно записать

$$K_{ОСЛ} \cong \frac{2r_K}{(R_{Г} + r_{Б})(1 - \alpha_0) + r_{Э}}. \quad (3.129)$$

а при  $R_{Г} = 0$

$$K_{ОСЛ} \cong \frac{2r_K}{r_{Б}(1 - \alpha_0) + r_{Э}}. \quad (3.130)$$

Пример. Пусть  $R_{Г} = 200$  Ом,  $r_{Б} = 300$  Ом,  $R_{Э} = 1$  кОм,  $r_{Э} = 10$  Ом,  $\alpha_0 = 0,98$ ,  $r_K = 1$  МОм. Тогда для ДУ без стабилизатора тока из выражения (3.128)

$$K_{ОСЛ} = \frac{2 \cdot 10^3}{(200 + 300)0,02 + 10} = 100 \text{ или } K_{ОСЛ}(\text{дБ}) = 40 \text{ дБ}$$

В ДУ со стабилизатором тока из выражения (3.6.19)

$$K_{ОСЛ} = \frac{2 \cdot 10^6}{(200 + 300)0,02 + 10} = 100000 \text{ или } K_{ОСЛ}(\text{дБ}) = 100 \text{ дБ}$$

Как видно из примера, применение стабилизатора тока значительно увеличивает коэффициент ослабления синфазного сигнала. Кроме того, температурная стабилизация тока стабилизатора  $I_0$  с помощью транзистора

$T4$  в диодном включении обеспечивает стабилизацию уровней выходных напряжений  $U_{ВЫХО1}$  и  $U_{ВЫХО2}$ . Поэтому ДУ со стабилизатором тока находят широкое применение в качестве входных каскадов интегральных операционных усилителей.

Важным параметром ДУ является входное сопротивление для дифференциального сигнала  $R_{ВХД}$  или просто входное сопротивление  $R_{ВХ}$ . Это сопротивление со стороны одного из входов ДУ при заземленном другом входе. Если заземлить вход 2, то эмиттерная цепь транзистора  $T1$  будет нагружена на входное сопротивление транзистора  $T2$ , включенного по схеме ОБ. Входное сопротивление такого каскада при одинаковых параметрах транзисторов  $T1$  и  $T2$  определяется соотношением

$$R_{\dot{A}\dot{O}.\dot{A}} = r_{\dot{A}} + (\beta_0 + 1)(r_{\dot{Y}} + R_{\dot{A}\dot{O}.\dot{O}2}), \quad (3.131)$$

где

$$R_{ВХ.T2} = r_{\dot{O}} + \frac{r_B}{\beta_0 + 1}, \quad (3.132)$$

тогда

$$R_{\dot{A}\dot{O}.\dot{A}} = 2[r_{\dot{A}} + (\beta_0 + 1)r_{\dot{Y}}] \cong 2\beta_0 r_{\dot{Y}}. \quad (3.133)$$

Учитывая, что

$$r_{\dot{Y}} = \frac{m\varphi_T}{I_{\dot{Y}}} = \frac{2m\varphi_T}{I_0} \quad (3.134)$$

получим

$$R_{\dot{A}\dot{O}.\dot{A}} = \frac{4m\varphi_T}{I_0} \beta_0. \quad (3.135)$$

Таким образом, входное сопротивление ДУ обратно пропорционально общему эмиттерному току  $I_0$ .

*Точностные параметры ДУ.* При анализе ДУ предполагалось, что аллели его симметричны (параметры плеч одинаковы). В реальных усилителях плечи несимметричны. Поэтому при  $e_{Г1} = e_{Г2} = 0$  выходное напряжение ДУ на симметричном выходе не равно нулю,  $U_{ВЫХ} \neq 0$ . Кроме того, во входных цепях ДУ протекают входные токи  $I_{ВХ1}$ ,  $I_{ВХ2}$ , создавая

падения напряжений на «сопротивлениях  $R_{Г1}, R_{Г2}$ ». Если  $R_{Г1} \neq R_{Г2}$  или  $I_{BX1} \neq I_{BX2}$ , что даже при отсутствии входных сигналов ( $e_{Г1} = e_{Г2} = 0$ ) на входе усилителя появляется дифференциальное напряжение  $U_{BXД} = I_{BX1}R_{BX1} - I_{BX2}R_{BX2}$ , которое усиливается усилителем и является погрешностью ДУ. Для характеристики точности работы ДУ вводят точностные параметры.

*Напряжение смещения  $U_{СМ}$*  – это дифференциальное входное напряжение  $U_{СМ} = U_{BX1} - U_{BX2}$ , при котором  $U_{ВЫХ} = 0$ .

*Входной ток ДУ (средний входной ток)  $I_{BX}$*  – это среднее арифметическое значение входных токов  $I_{BX1}$  и  $I_{BX2}$  при условии, что  $U_{ВЫХ} = 0$

$$I_{BX} = \frac{I_{BX1} + I_{BX2}}{2}. \quad (3.136)$$

*Разность входных токов  $\Delta I_{BX}$*  – абсолютное значение разности входных токов, измеренных при  $U_{ВЫХ} = 0$

$$\Delta I_{BX} = |I_{BX1} - I_{BX2}|. \quad (3.137)$$

Обычно разность входных токов на порядок меньше входного тока. К точностным параметрам относится также коэффициент ослабления синфазных входных напряжений  $K_{Осл}$ .

### 3.6.3. Типы дифференциальных усилителей

Дифференциальные усилители широко применяются в аналоговых устройствах для усиления сигналов как постоянного, так и переменного тока. Их можно разделить на две группы:

- однокаскадные ДУ, которые выполняются в виде законченных ИС и применяются для усиления сигналов постоянного и переменного тока;
- дифференциальные усилители, являющиеся входными и последующими каскадами многокаскадных операционных усилителей.

К первой группе относятся различные варианты основной схемы ДУ (рис. 3.25), которые используются в качестве усилителей постоянного и переменного тока. Они содержат, как правило, дополнительные элементы и выводы, позволяющие менять режим работы транзистора ТЗ

стабилизатора тока (задавать разные значения тока  $I_0$ ). В некоторых типах усилителей предусмотрена возможность изменять ток  $I_0$  с помощью внешнего управляющего напряжения, подаваемого на базу транзистора  $T_3$ . Это позволяет изменять коэффициент усиления в широких пределах за счет изменения входного сопротивления (3.137) и используется для создания автоматической регулировки усиления.

Примерами ДУ настоящего тока являются усилители 122УД1, К198УТ1 и др. [11]. В усилителе К198УТ1 выходными каскадами являются эмиттерные повторители, что уменьшает выходное сопротивление. В нем предусмотрена также автоматическая регулировка усиления [11].

Дифференциальный усилитель К175УВ4 предназначен для усиления сигналов высокой частоты в полосе частот до 150 МГц. В качестве коллекторных нагрузок транзисторов включаются внешние навесные резисторы, через которые подается питающее напряжение, и навесной резонансный контур [11].

Во входных каскадах операционных усилителей применяют ДУ двух типов. В основу первого типа положен ДУ с резистивными нагрузками и стабилизатором тока (рис. 3.24). Для расширения полосы пропускания и повышения устойчивости к самовозбуждению вместо транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  применяют каскадные схемы ОЭ-ОБ (рис. 3.22, б). Входное сопротивление увеличивают применением составных транзисторов ОК-ОБ (рис. 3.22, в) или входных эмиттерных повторителей. При использовании составных транзисторов входное сопротивление ДУ (3.135) возрастает до значения

$$R_{\text{вх}} \cong \frac{4m\varphi_T}{I_0} \beta_1 \beta_2. \quad (3.138)$$

Однако применение составных транзисторов и эмиттерных повторителей приводит к увеличению напряжения смещения  $U_{\text{см}}$  и его температурного дрейфа.

В новых типах операционных усилителей применяют входные ДУ с несимметричным выходом. Упрощенная схема такого ДУ приведена на рис. 3.26. Коллекторными нагрузками входных  $p-n-p$  транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  является стабилизатор тока (транзисторы  $T_3$ ,  $T_4$ ).

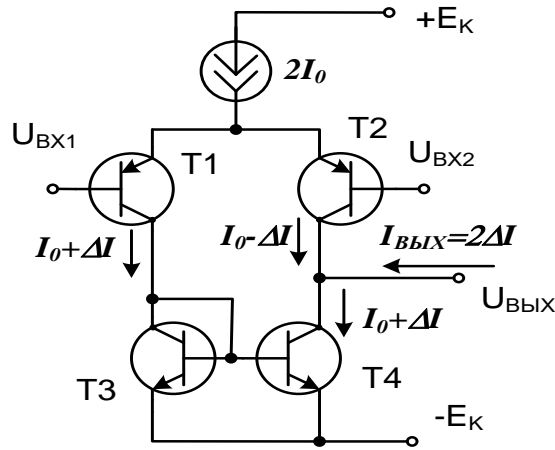


Рисунок 3.26 – ДУ с несимметричным выходом

Большое динамическое сопротивление стабилизатора позволяет получить большое усиление при небольшом питающем напряжении  $-E_K$  и требуемом уровне тока  $I_0$ . На несимметричном выходе ДУ получается полное изменение дифференциального сигнала в отличие от основной схемы ДУ (рис. 3.24), у которой с несимметричного выхода снимается только половина дифференциального сигнала. Достигается это следующим образом. Пусть напряжение  $U_{BX1}$  уменьшилось, а  $U_{BX2}$  увеличилось на  $\Delta U_{BX}$ . Тогда ток левого плеча  $I_{K1}$  увеличится, а ток правого плеча  $I_{K2}$  уменьшится на  $\Delta I$  относительно тока покоя

$$I_{K1} = I_0 + \Delta I, \quad I_{K2} = I_0 - \Delta I. \quad (3.139)$$

В отражателе тока  $T3, T4$  коллекторный ток транзистора  $T4$  (выходной ток отражателя  $I_{K4}$ ) всегда повторяет коллекторный ток транзистора  $T3$  (опорный ток  $I_{K3}$ ). Но  $I_{K3} = I_{K1}$  следовательно,

$$I_{K4} = I_{K3} \cong I_{K1} = I_0 + \Delta I. \quad (3.140)$$

Выходной ток ДУ

$$I_{ВЫХ} = I_{K4} - I_{K2} = (I_0 + \Delta I) - (I_0 - \Delta I) = 2\Delta I. \quad (3.141)$$

Таким образом, в нагрузке получается удвоенное изменение тока, т. е. на несимметричном выходе мы имеем полный дифференциальный сигнал. Полезным является и то, что потенциал на выходе ниже, чем на

входе. Это позволяет соединять выход ДУ непосредственно с последующими каскадами без дополнительных устройств смещения уровня.

Для увеличения входного сопротивления вместо транзисторов  $T1$  и  $T2$  применяют каскадные схемы ОК-ОК (рис. 3.22, в), МОП-транзисторы или супербета транзисторы, а в качестве нагрузки - отражатель тока. При использовании МОП-транзисторов входные токи уменьшаются до уровня  $10^{-9}$  А, а входное сопротивление достигает  $10^{11} \dots 10^{13}$  Ом. Недостатками ДУ с МОП транзисторами является сильная зависимость входных токов от температуры при изменении температуры на  $100^\circ\text{C}$  входные токи возрастают на два порядка), большое напряжение смещения (до 30...50 мВ) и большой его температурный дрейф (до 40 мкВ/ $^\circ\text{C}$ ). По этой причине в настоящее время отдают предпочтение ДУ с супербета транзисторами, которые имеют коэффициент передачи тока  $\beta = 3000 \dots 5000$  и позволяют снизить входные токи до десятков-единиц наноампер.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные параметры электронных усилителей.
2. Приведите классификацию электронных усилителей.
3. При каких условиях нелинейные искажения увеличиваются?
4. Сравните усилители с ОЭ, ОБ, ОК и с ОИ, ОЗ, ОС по коэффициентам усиления.
5. Сравните усилители с ОЭ, ОБ, ОК по значениям  $R_{вх}$  и  $R_{вых}$ . Чем обусловлено их различие?
6. Сравните частотные свойства каскадов с ОЭ, ОБ, ОК и с ОИ, ОЗ, ОС, объясните причины различия.
7. Какой усилитель (ОЭ, ОБ, ОК) обладает наибольшим коэффициентом усиления?
8. Какой усилитель (ОЭ, ОБ, ОК) обладает наибольшим входным сопротивлением, наибольшим выходным сопротивлением?
9. Какой усилитель (ОЭ, ОБ, ОК) обладает наибольшей температурной нестабильностью?
10. Объясните назначение всех компонентов схем усилителей с ОЭ, ОБ, ОК, ОИ, ОС, ОЗ.

11. Каковы основные способы задания режима транзистора в усилительных каскадах ОЭ, ОБ, ОК?

12. Когда следует применять усилительные каскады, включенные по схеме с ОЭ, ОБ, ОК или с ОС, ОИ, ОЗ?

13. Объясните влияние температуры на режим работы усилительных каскадов с ОЭ, ОБ, ОК.

14. Какие вы знаете способы температурной стабилизации режима работы усилительных каскадов?

15. Как влияет ООС на амплитудно-частотную характеристику усилителя?

16. Приведите схемы усилителей на биполярных и униполярных транзисторах с местными ООС по постоянному току и дайте их краткую характеристику.

17. Перечислите паразитные RC-цепочки в усилителях. Как они влияют на их АЧХ и форму усиливаемого прямоугольного импульса?

18. Какие элементы схем усилителей образуют интегрирующие и дифференцирующие цепи?

19. За счет чего в каскадных схемах усилителя расширяется полоса пропускания?

20. Чем объясняется свойство дифференциальных усилителей подавлять сигналы помех?

21. Почему в дифференциальных усилителях применяют генераторы тока?

22. Объясните механизм действия ООС по току и по напряжению.

23. Объясните назначение и механизм действия внутри каскадных и межкаскадных фильтров по питанию.

## 4. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

### 4.1. Общие характеристики нелинейных ключевых цепей

Импульсную электрическую или электронную цепь называют нелинейной, если хотя бы один из составляющих ее элементов имеет нелинейную вольт-амперную характеристику. Элементы с такой характеристикой, используемые в электронике, весьма многочисленны и разнообразны, однако все они объединяются важнейшим качеством - способностью работать в ключевом режиме. В статическом режиме ключевая схема находится либо в состоянии «включено» (ключ замкнут, открыт), либо в состоянии «выключено» (ключ разомкнут, закрыт). Переключение схемы из одного состояния в другое осуществляется воздействием на нее входных управляющих сигналов, имеющих форму импульсов или уровней напряжения.

В зависимости от назначения ключевые схемы подразделяются на цифровые и аналоговые.

Цифровые ключевые схемы (ключи) применяются для формирования и преобразования последовательностей электрических импульсов в виде тех или иных кодов.

Аналоговые ключевые схемы (ключи) предназначены для подключения или отключения аналоговых сигналов ко входам электронных усилительных или преобразующих устройств автоматики. Различное назначение цифровых и аналоговых ключей определяет и различные требования к ним.

Так как в цифровых ключах важен сам факт наличия или отсутствия импульса, требования к его амплитуде не столь существенны, а значит, и не столь важны электрические характеристики открытого и закрытого ключа. Зато на первый план выступает скорость переключения ключа, которая определяет число операций в единицу времени, т. е. производительность построенного на таких ключах устройства.

Аналоговые ключи передают сигналы, информация в которых представлена в виде амплитуды электрического напряжения или тока. Поэтому для них определяющей является характеристика открытого и закрытого состояния, остаточное напряжение (напряжение смещения) на замкнутом ключе  $U_{ост}$  при номинальном токе через него, которое

определяет погрешность, вносимую аналоговым ключом в передачу постоянной составляющей сигнала; сопротивление замкнутого ключа  $R_{ПР}$  (прямое сопротивление), равное значению первой производной  $dU/dI$  при заданном значении тока  $I$  через ключ ( $U$  – напряжение на ключе).

Параметры  $R_{ПР}$  и  $U_{ОСТ}$  определяют статическую погрешность ключа. Нелинейностью вольт-амперной характеристики ключа в инженерных расчетах обычно пренебрегают, т. е. считают  $U = U_{ОСТ} + I R_{ПР}$ .

Основные области применения цифровых ключей – дискретная автоматика, вычислительная техника, цифровая связь, преобразовательная техника.

Аналоговые ключи преимущественно находят применение в системах обегавшего контроля, измерения и управления, для построения аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, в измерительной технике, для построения многоканальных коммутаторов.

Электронные элементы, используемые в ключевых схемах, по своим ключевым свойствам можно разделить на два класса:

- элементы, ключевые свойства которых обеспечиваются заданием их режима работы;
- элементы, ключевые свойства которых определяются самим принципом их работы.

К первым относятся биполярные и полевые транзисторы, электронные лампы, диоды, ко вторым – однопереходные транзисторы, туннельные диоды, тиристоры, газонаполненные приборы (тиратроны, лампы с холодным катодом) и т. д.

Строго говоря, такое разделение на классы достаточно условное, так как существуют режимы, когда даже такие приборы, как тиристоры или туннельные диоды, имеющие ярко выраженные ключевые характеристики, могут работать и в линейном или квазилинейном режиме. Однако такие режимы скорее являются исключением. Важным отличительным свойством элементов второго класса является наличие участка вольт-амперной характеристики, имеющего отрицательное сопротивление, что обеспечивает регенеративный (лавинобразный) переход таких элементов из выключенного состояния во включенное практически независимо от параметров входного переключающего сигнала.

Элементы первого класса не имеют на своей вольт-амперной характеристике участка с отрицательным сопротивлением и их работа в

линейном или ключевом режиме определяется исключительно параметрами входного сигнала. При слабых входных сигналах рабочая точка перемещается на малом участке вольт-амперной характеристики и ее нелинейность проявляется слабо, нелинейные искажения сигнала имеют место, но лишь как побочный, нежелательный результат усилительного процесса. В импульсных цепях приборы работают, как правило, в режиме большого сигнала, когда рабочая точка перемещается в широком диапазоне значений тока и напряжения, и нелинейные свойства прибора проявляются в полной мере. Общих методов анализа импульсных процессов в нелинейных цепях, обеспечивающих получение точных аналитических выражений для искомых параметров, или, как говорят, решения в квадратурах, не существует.

Введение нелинейных зависимостей тока от напряжения для соответствующих нелинейных элементов цепи приводит к тому, что описывающее цепь дифференциальное уравнение оказывается также нелинейным и аналитически решается лишь в ограниченном числе случаев. Поэтому непосредственно нелинейные зависимости тока от напряжения используются редко. Инженерным методом анализа процессов в нелинейных импульсных цепях является метод линейной аппроксимации.

При этом методе нелинейную функцию разбивают на ряд участков, на каждом из которых нелинейная функция заменяется линейной с соответствующим углом наклона. Дискретность разбиения определяется требуемой точностью аппроксимации и видом аппроксимируемой функции. Как результат такого разбиения получают кусочно-линейно-аппроксимированную вольт-амперную характеристику, переход от которой к аналитическим выражениям осуществляют с помощью эквивалентных схем замещения прибора. Различают статические и динамические эквивалентные схемы. Первую используют как в статическом режиме, так и при медленно изменяющихся процессах. Поэтому такие схемы также называют эквивалентными схемами для области низких частот. Статическую эквивалентную схему получают исходя из рассмотрения положения аппроксимирующего отрезка вольт-амперной характеристики, что позволяет представить элемент в виде резистора, генератора тока, генератора напряжения или комбинации этих элементов.

Динамическую эквивалентную схему получают из статической путем добавления реактивных параметров прибора. Физическая природа этих добавляемых параметров объясняется инерционностью носителей заряда в полупроводнике, возникновением паразитных емкостей между электродами, наличием индуктивности выводов. Последний параметр в импульсной технике обычно не учитывают из-за его небольшой величины и слабого влияния на импульсные процессы. Учет реактивных параметров прибора делает динамическую эквивалентную схему пригодной для анализа быстрых процессов, в частности для анализа процессов, возникающих при воздействии на нелинейную цепь фронта импульса.

Следует отметить, что для большинства импульсных устройств, цепи соединения которых между отдельными составляющими их ключами имеют много большие реактивные параметры, чем паразитные параметры электронных приборов, переходные процессы в последних практически не учитывают, и для расчетов используются статические эквивалентные схемы приборов. Кроме того, такие устройства, как правило, имеют два устойчивых (квазиустойчивых состояния), в течение которых в схеме наблюдаются только медленно изменяющиеся процессы, что позволяет рассчитывать и анализировать эти устройства по статическим схемам замещения, составными элементами которых являются статические эквивалентные схемы приборов.

К нелинейным электронным элементам, как к ключевым приборам предъявляются следующие требования:

- минимальные, стремящиеся к нулю, сопротивление и остаточное падение напряжения в открытом, включенном состоянии (рис. 4.1);
- максимальное, стремящееся к бесконечности, сопротивление закрытого, выключенного ключа и минимальные тепловые токи и токи утечки в закрытом состоянии;
- высокое быстродействие ключа;
- небольшое пороговое напряжение – напряжение, в окрестностях которого сопротивление ключа резко меняется;
- высокая помехоустойчивость, которая является характеристикой чувствительности электронного ключа к воздействиям импульсной помехи;
- высокая надежность ключа и большое число допустимых переключений в процессе эксплуатации.

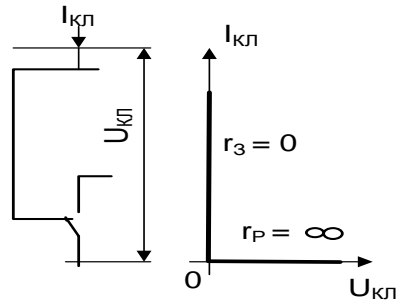


Рисунок 4.1 – Вольт-амперная характеристика идеального ключа

Кроме общих перечисленных требований каждый электронный элемент, работающий в ключевом режиме, характеризуется рядом дополнительных требований, определяемых его особенностями.

Вольт-амперная характеристика идеального ключа совпадает с осями координат (рис. 4.1). Его сопротивление в разомкнутом состоянии  $r = \infty$ , а в замкнутом  $r = 0$ . В реальном электрическом ключе величины  $r_з$  и  $r_р$  отличаются от своих идеальных значений, имеют конечную величину, а вольт-амперная характеристика такого ключа для замкнутого и разомкнутого состояний имеет угол наклона к осям, определяемый величиной сопротивлений  $r_з$  и  $r_р$  (рис. 4.2).

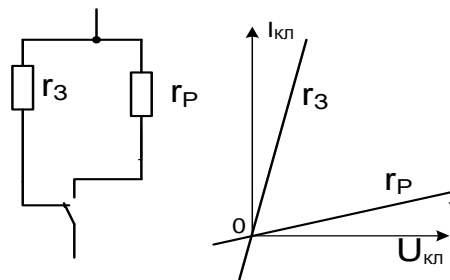


Рисунок 4.2 – Вольт-амперная характеристика ключа для замкнутого и разомкнутого состояний

Существенным отличием электронных ключей является смещение их вольт-амперной характеристики относительно начала координат на величину  $U_з$  и  $I_з$  соответственно (рис. 4.3). Кроме того, большинство электронных ключей имеют ярко выраженные выпрямительные свойства, что определяет их область работы - первый квадрант системы координат. Исключением являются симметричные тиристоры, предназначенные для

работы в цепях переменного тока и имеющие вольт-амперную характеристику, симметричную относительно начала координат.

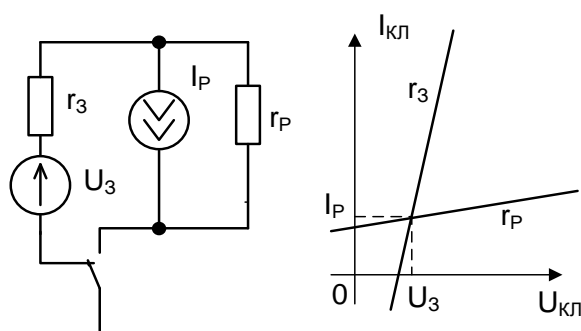


Рисунок 4.3 – Смещение вольт-амперной характеристики относительно начала координат

Рассмотрим особенности применения электронных приборов в ключевых режимах, их статические и динамические характеристики, условия реализации оптимальных режимов и принципы формирования импульсов на базе этих ключей.

## 4.2. Диодные ключи

В диодных электронных ключах преимущественно используют полупроводниковые диоды трех типов: точечные, плоскостные сплавные и плоскостные диффузионные.

Точечные диоды (например, Д18, Д101) имеют малую барьерную емкость ( $C_{БАР} = 1 \dots 2$  пФ) и сравнительно низкое допустимое обратное напряжение ( $U_{Д.ОБР} \leq 20$  В).

Плоскостные сплавные диоды, например Д219, обладают большой барьерной емкостью ( $C_{БАР} = 10 \dots 20$  пФ), но могут работать при значительных обратных напряжениях ( $U_{Д.ОБР} \approx 70$  В). Разброс их параметров значительно меньше, чем у точечных диодов. Плоскостные диффузионные диоды (например, меза-диоды Д312) сочетают в себе лучшие качества точечных и плоскостных сплавных диодов. Их барьерная емкость  $C_{БАР} \leq 1 \dots 3$  пФ, допустимое обратное напряжение порядка 70 ... 100 В, поэтому они находят наиболее широкое применение в ключах различного назначения.

Основные схемы диодных ключей, наиболее широко используемых в импульсной технике, представлены на рис. 4.4. Схема (рис. 4.4, а) является основой для реализации логической функции И, схема рис. 4.4, б) – для реализации логической функции И.

Рассмотрим статический режим работы этих схем.

Схема рис. 4.4, а с учетом того, что  $R_{BX} \approx 0$ , может быть приведена к базовой схеме рис. 4.5, а, где

$$E_{\text{Э}} = \frac{R_H}{R_H + R_O} \cdot E_O; \quad R_{\text{Э}} = \frac{R_H R_O}{R_H + R_O}. \quad (4.1)$$

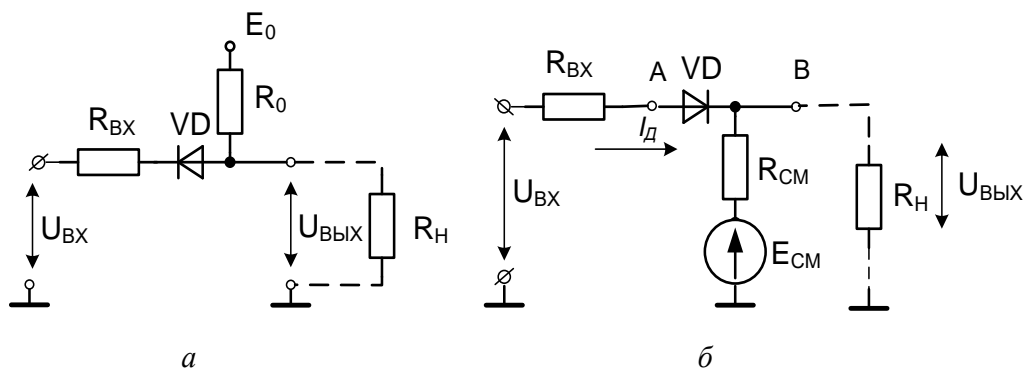


Рисунок 4.4 – Схемы диодных ключей

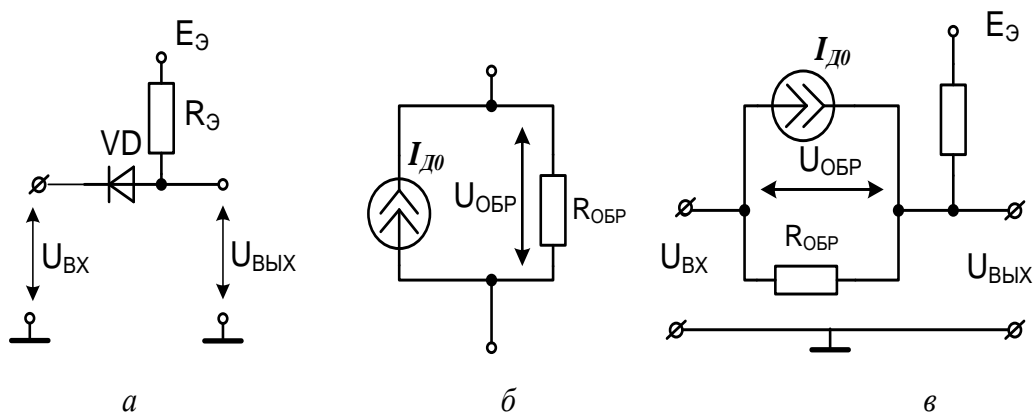


Рисунок 4.5 – Статический режим диодных ключей

В статическом режиме диод может быть в двух состояниях: смещен в прямом направлении и смещен в обратном направлении.

В прямом направлении диод открыт и его для инженерных расчетов представляют активным сопротивлением  $R_{ПП}$ , характеризующим средний наклон вольт-амперной характеристики.

При смещении в обратном направлении ток через диод состоит из двух составляющих: тока утечки  $I_U = f_1(U_{ОБР})$  и теплового тока  $I_{ДО} = f_2(t^{\circ}C)$ . Первая составляющая прямо пропорциональна величине обратного напряжения, а вторая не зависит от напряжения, постоянна при данной температуре и удваивается при увеличении ее на каждые  $10^{\circ}C$ .

Если линеаризовать обратную характеристику диода, то можно записать

$$I_{\dot{A}B} = I_{\dot{A}1} + \frac{U_{\dot{A}B}}{R_{\dot{A}B}}, \quad (4.2)$$

где  $R_{ОБР}$  – величина обратного сопротивления диода.

В соответствии с уравнением (4.2) эквивалентная схема обратно смещенного диода представлена на рис. 4.5, б.

Запертое или открытое состояние диода зависит от соотношения напряжения  $U_{ВХ}$  и  $E_{\mathcal{E}}$ . Можно выделить три случая соотношений этих величин, при которых диодный ключ (рис. 4.5, а) работает в разных режимах.

1. В режиме А  $U_{ВХ} > E_{\mathcal{E}}$  и диод заперт. Эквивалентная схема ключа принимает вид рис. 4.5, в. Напряжение на выходе

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= \frac{U_{ВХ} R_{\mathcal{E}}}{R_{\mathcal{E}} + R_{ОБР}} + E_{\mathcal{E}} \cdot \frac{R_{ОБР}}{R_{\mathcal{E}} + R_{ОБР}} + I_{ДО} \frac{R_{\mathcal{E}} R_{ОБР}}{R_{\mathcal{E}} + R_{ОБР}} = \\ &= \frac{U_{ВХ}}{1 + \frac{R_{ОБР}}{R_{\mathcal{E}}}} + \frac{E_{\mathcal{E}} + I_{ДО} R_{\mathcal{E}}}{1 + \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_{ОБР}}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

При  $R_{\mathcal{E}} \ll R_{ОБР}$   $U_{ВЫХ} = E_{\mathcal{E}} + I_{ДО} R_{\mathcal{E}}$  т. е. величина  $U_{ВЫХ}$  зависит от температуры. Для уменьшения этого влияния следует выбирать  $R_{\mathcal{E}}$  из условия  $I_{ДО \max} R_{\mathcal{E}} \ll E_{\mathcal{E}}$  или использовать кремниевые диоды, имеющие существенно меньшую тепловую составляющую тока. Тогда можно записать

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} \approx E_{\hat{Y}}. \quad (4.4)$$

2. В режиме В  $U_{BX} < E_{\mathcal{E}}$ , диод открыт и на выходе схемы напряжение

$$U_{B\hat{Y}\hat{X}} = \frac{U_{BX}}{1 + \frac{R_{PP}}{R_{\mathcal{E}}}} + \frac{E_{\mathcal{E}}}{1 + \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_{PP}}}. \quad (4.5)$$

При  $R_{\mathcal{E}} \gg R_{PP}$ ,  $U_{BX} \approx U_{B\hat{Y}\hat{X}}$ .

3. В режиме С  $U_{B\hat{Y}\hat{X}} = E_{\mathcal{E}}$ , при этом ток через диод равен нулю и, т.е.  $U_{BX} = U_{B\hat{Y}\hat{X}}$  соответствует режиму В.

На практике в таких ключах используют параллельное включение нескольких диодов, а входными сигналами  $U_{BX}$  служат два уровня напряжения  $U^1_{BX}$ , соответствующий высокому единичному уровню, и  $U^0_{BX}$  соответствующий низкому нулевому уровню. В этой схеме единичный уровень сигнала будет на выходе только тогда, когда все три входных сигнала равны  $U^1_{BX}$ . Если хотя бы один входной сигнал равен  $U^0_{BX}$ , то на выходе будет  $U^0_{BX}$ , т. е. такая схема реализует логическую функцию И.

В схеме рис. 4.4, б возможны два режима.  $U_{BX} > E_{CM}$  и  $U_{BX} < E_{CM}$ . Величину  $R_H$  для упрощения принимаем равной нулю.

При  $U_{BX} > E_{CM}$  диод открыт и  $U_{BX} \approx U_{B\hat{Y}\hat{X}}$ .

При  $U_{BX} < E_{CM}$  диод закрыт и на выходе схемы напряжение

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = \frac{R_i}{R_i + R_{\hat{N}\hat{I}}} \cdot E_{\hat{N}\hat{I}}. \quad (4.6)$$

Если  $R_{\mathcal{E}CM} \ll R_H$ , то  $U_{B\hat{Y}\hat{X}} \approx E_{CM}$ . Источник  $E_{CM}$  применяется при использовании диодного ключа в качестве ограничителя импульсных сигналов. В логических схемах  $E_{CM} = 0$ . Кроме того, для реализации функций с несколькими входами используется параллельное включение нескольких диодов. В случае если входные сигналы  $U^1_{BX}$  будут на одном или нескольких входах, т.е. реализуется логическая функция ИЛИ.

Переходные процессы в диодном ключе при переходе его из одного статического состояния в другое обусловлены:

– инерционностью процессов, происходящих в самом  $p-n$  переходе и определяемых проходной емкостью  $C_D$  и постоянной времени  $\tau_D$ , равной

времени жизни неосновных носителей;

– влиянием емкостей нагрузки  $C_H$  и монтажа  $C_M$ , шунтирующих выходные зажимы ключа.

Для различных диодов характерны различные значения емкости  $C_D$  и времени жизни носителей.

Постоянная времени  $\tau_D$  определяет время установления прямого сопротивления диода при его включении, которое зависит от накопления избыточных носителей в базе диода. Величина времени установления  $t_{уст}$  приблизительно может быть оценена соотношением  $t_{уст} \approx 3\tau_D$ .

Процесс запираания диода обратным перепадом напряжения более инерционный и определяется рассасыванием избыточных носителей, накопленных в базе. Этот процесс длится до тех пор, пока заряд носителей в базе не уменьшится до уровня, соответствующего равновесному состоянию диода. Длительность рассасывания  $t_P$  тем меньше, чем меньше постоянная времени  $\tau_D$  и прямой ток  $I_{пр}$  диода (при этом меньше избыточный заряд в базе) и чем больше запирающий ток  $I_{зап}$ , который практически равен отношению обратного напряжения на диоде к сопротивлению в цепи диода, так как пока идет рассасывание избыточных носителей, переход смещен в прямом направлении и обратное сопротивление диода мало. Можно считать, что

$$t_P \approx \tau_D \ln \left( 1 + \frac{I_{пр}}{I_{зап}} \right). \quad (4.7)$$

После завершения рассасывания избыточных носителей начинается спад тока и в течение некоторого времени  $t_C$  диод закрывается.

У современных импульсных диодов время установления прямого сопротивления (прямого тока)  $t_{уст}$  и время восстановления обратного сопротивления (обратного тока)  $t_{вост} = t_P + t_C$  не превосходят десятых долей микросекунды. Поэтому во многих случаях при изучении переходных процессов в диодных ключах ограничиваются анализом переходных процессов во внешних элементах ключа, пренебрегая инерционностью самого диода.

На схеме рис. 4.6, а представлена эквивалентная схема диодного ключа, в которой через  $C_0$  обозначена суммарная шунтирующая емкость  $C_0 = C_M + C_H$  (предполагается, что  $C_D \ll (C_M + C_H)$ ).

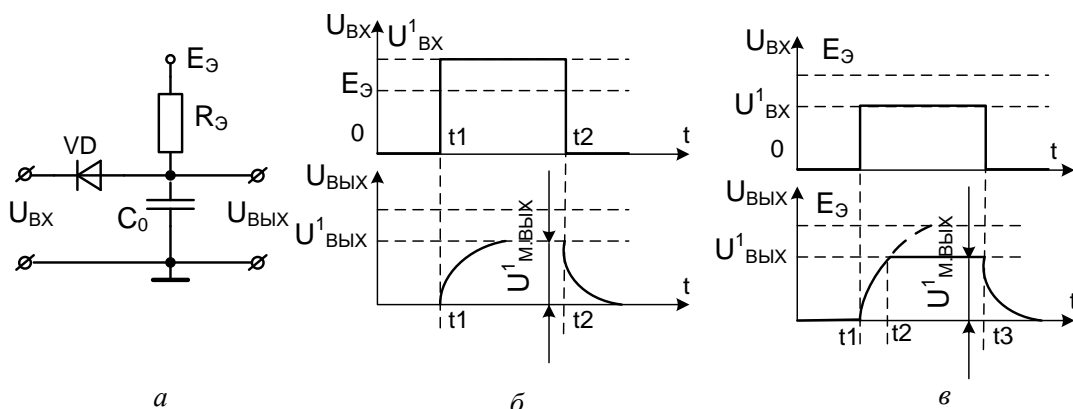


Рисунок 4.6 – Эквивалентная схема диодного ключа

Пусть в момент  $t_1$  на вход ключа от идеального генератора ( $R_{Г} = 0$ ) подается перепад напряжения  $U^1_{ВХ} > E_{Э}$  (режим А). Положим, что диод закрылся мгновенно, так что в момент  $t_2$  скачок напряжения на выходе отсутствует. Начинает заряжаться от источника  $E_{Э}$  конденсатор  $C_0$ , формируя по экспоненциальному закону выходное напряжение  $U_{ВЫХ}(t)$  с постоянной времени  $\tau^1 = C_0(R_{Э} // R_{ОБП}) \approx C_0R_{Э}$ .

Длительность фронта выходного импульса составляет

$$t_{\phi}^+ \approx 3\tau^1 = 3C_0R_{Э}. \quad (4.8)$$

В момент  $t_2$  импульс заканчивается, диод открывается и емкость  $C_0$  разряжается с постоянной времени (рис. 4.6, б)  $\tau = C_0(R_{Э} // R_{ПР}) \approx C_0R_{ПР}$  и в течение короткого промежутка времени  $t_{\phi}^0 \approx 3\tau^0 = 3C_0R_{Э}$  выходное напряжение практически достигает уровня  $U^0_{ВЫХ} \approx 0$ .

В режиме В, когда  $U^1_{ВХ} < E_{Э}$  (рис. 4.6, в), процесс несколько отличается. На первом этапе ( $t_1 - t_2$ ) в течение  $t_{\phi}^+$  диод закрыт, так как напряжение на конденсаторе  $C_0$  меньше  $U^1_{ВХ}$ . В момент  $t_2$  заряд на конденсаторе достигает значения  $U^1_{ВХ}$  и диод открывается, фиксируя выходное напряжение на этом уровне до момента времени  $t_3$ . Процесс разряда конденсатора по окончании входного импульса аналогичен режиму А. Длительность фронта для этого случая

$$t_{\phi}^{+} = \tau^1 \ln \frac{E_{\mathcal{E}} + I_{\text{ДО}} R_{\mathcal{E}}}{E_{\mathcal{E}} + I_{\text{ДО}} R_{\mathcal{E}} - U_{\text{ВХ}}^1} = \tau^1 \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{\text{МАХ.ВЫХ}}}{E_{\mathcal{E}} + I_{\text{ДО}} R_{\mathcal{E}}}}, \quad (4.9)$$

если

$$\frac{U_{\text{МАХ.ВЫХ}}}{E_{\mathcal{E}} + I_{\text{ДО}} R_{\mathcal{E}}} \ll 1, \quad (4.10)$$

то

$$t_{\phi}^{+} \approx \tau^1 \frac{U_{\text{МАХ.ВЫХ}}}{E_{\mathcal{E}}}. \quad (4.11)$$

Легко заметить, что длительность фронта  $t_{\phi}^{+}$  в режиме В тем меньше, чем амплитуда входного сигнала  $U_{\text{ВХ}}^1 \approx U_{\text{МАХ.ВЫХ}}$  меньше напряжения  $E_{\mathcal{E}}$ . При конечной длительности фронтов  $t_{\phi.\text{ВХ}}$  поступающих на вход импульсов длительность фронта выходного импульса можно записать по приближенной формуле

$$t_{\phi.\text{ВЫХ}}^{+} = \sqrt{t_{\phi.\text{ВХ}}^2 + t_{\phi}^{+2}}, \quad (4.12)$$

где  $t_{\phi}^{+}$  – длительность фронта выходного перепада напряжения для случая идеального прямоугольного импульса.

### 4.3. Ключи на биполярных транзисторах

Простейшая схема ключа состоит из транзистора  $T$  и резистора  $R_K$  (рис. 4.7). Ключ управляется от источника  $E_G, R_G$ . В зависимости от значения  $E_G$  (низкий уровень  $E_G^0$  или высокий  $E_G^1$ ) транзистор должен быть в закрытом (режим отсечки) или насыщенном статическом состоянии. В первом случае напряжение на выходе ключа близко к  $E_K$ , во втором – к нулю. Таким образом, ключ представляет собой простейший логический элемент НЕ – инвертор. Условия, при которых обеспечиваются статические состояния, рассмотрим с помощью аппроксимированных входных и выходных характеристик транзистора (рис. 4.8). Здесь предполагается, что обратные токи переходов равны нулю, а в режиме насыщения ( $I_B > I_{B.KP}$ ) напряжение на базе не зависит от тока базы (рис. 4.8, а).

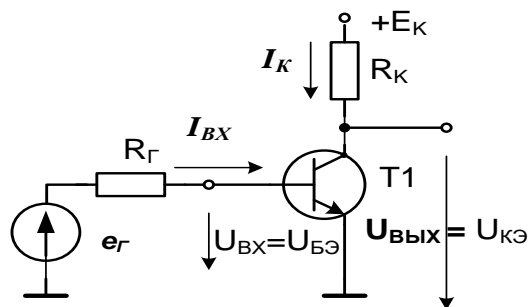


Рисунок 4.7 – Схема ключа на биполярных транзисторах

Из входной характеристики следует, что условием запирания транзистора является

$$U_{АУ} < U_{АУ0}. \quad (4.13)$$

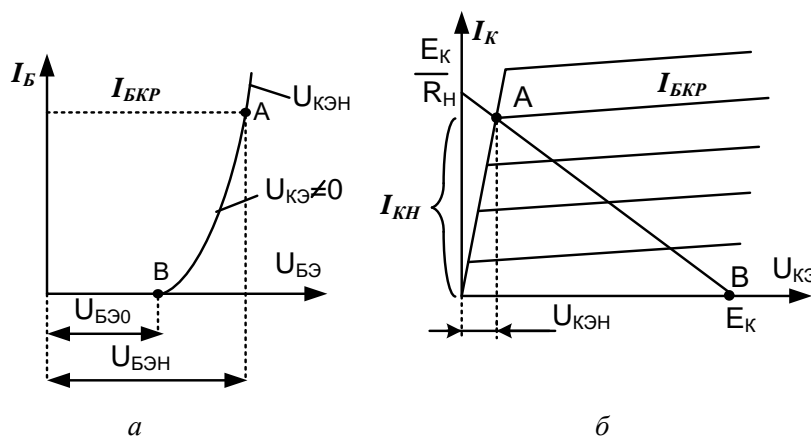


Рисунок 4.8 – Аппроксимированные входные и выходные характеристики транзистора

Для транзисторов ИС  $U_{БЭ0} = 0,6...0,7$  В.

Если в качестве источника управляющего сигнала используется подобный ключ (на рис. 4.9 это  $T_r$  и  $R_k$ ), то низкий уровень  $U_{БЭ} = U_{КЭН}$  не превышает 0,2 В и обеспечивает надежное запираание транзистора  $T$ .

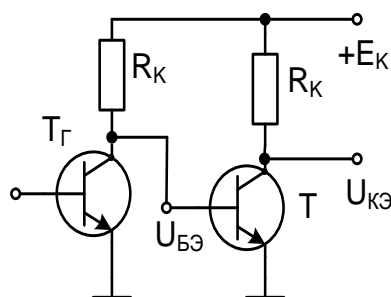


Рисунок 4.9 – Транзисторный ключ в качестве источника управляющего сигнала

В области насыщения оба перехода транзистора смещены в прямом направлении. При этом  $U_{БЭ} = U_{БЭН}$ ;  $U_{БК} = U_{БКН}$  и они близки друг к другу (около 0,7...0,8 В). Поэтому  $U_{КЭ} = U_{БЭ} - U_{БК} = U_{КЭН}$  очень мало (в ряде случаев полагают равным нулю). Ток коллектора (рис. 4.8, б, точка А)

$$I_{КН} = \frac{E_K - U_{КЭН}}{R_K} \approx \frac{E_K}{R_K}. \quad (4.14)$$

Он соответствует так называемому критическому току базы  $I_{Б.КР}$ , при котором транзистор находится на границе активного и насыщенного режимов и ещё справедливы известные соотношения между токами в транзисторе, работающем в активном режиме. В частности,

$$I_{КН} = \beta I_{Б.КР}, \quad (4.15)$$

где  $\beta$  – статический коэффициент передачи тока транзистора. Дальнейшее увеличение тока базы практически уже не приводит к росту коллекторного тока. Таким образом, условием насыщения транзистора ключа является неравенство

$$I_B \geq I_{Б.КР} = \frac{I_{КН}}{\beta}. \quad (4.16)$$

Для схемы рис. 4.7 условие насыщения, выраженное через параметры элементов ключа, имеет вид

$$\frac{E_{\Gamma}^1 - U_{БЭН}}{R_{\Gamma}} \geq \frac{E_K - U_{КЭН}}{\beta R_K}. \quad (4.17)$$

Для схемы рис. 4.9 обычно  $E_K \gg U_{БЭН}$ , поэтому условие насыщения упрощается:  $\beta R_K \gg R_{КГ}$ . Степень насыщения транзистора характеризует коэффициент

$$S_H = \frac{I_B}{I_{Б.КР}} = \frac{\beta I_B}{I_{КН}}. \quad (4.18)$$

На границе насыщения  $I_B = I_{Б.КР}$ ,  $S_H = 1$ . С увеличением  $S_H$  увеличивается нагрузочная способность ключа (условие насыщения удовлетворяется при большем значении тока  $I_{КН}$ ), уменьшается влияние различных дестабилизирующих факторов на состояние ключа, но, как будет показано ниже, ухудшается его быстродействие. Поэтому степень насыщения во всех случаях выбирают из компромиссных соображений, исходя из условий конкретной задачи. При этом в связи со значительным технологическим разбросом параметра  $\beta$ , а также зависимостью его от температуры условие насыщения транзистора должно быть выполнено при минимальном  $\beta$ .

Быстродействие ключа определяется суммарным временем перехода из закрытого (выключенного) состояния в открытое (включенное) и обратно.

Для упрощения оценки длительности переходных процессов (рис. 4.10) при переключениях примем следующие допущения: управляющий сигнал представляет собой идеальный прямоугольный импульс с низким уровнем  $E_{\Gamma}^0 = 0$ , ключ не нагружен ( $C_H = 0$ ,  $R_H = \infty$ ) и  $R_{\Gamma} = R_K$ .

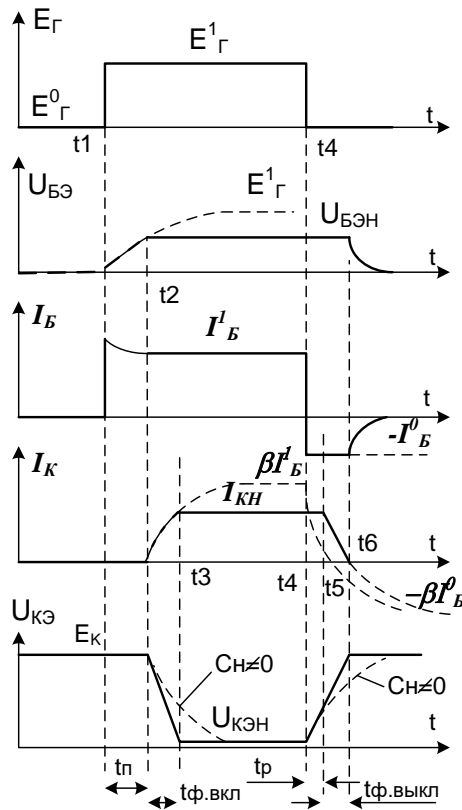


Рисунок 4.10 – Длительность переходных процессов

В исходном состоянии, на интервале времени  $0 - t_1$ ,  $E_G = E_G^0 = 0$ , поэтому  $U_{БЭ} = 0$ , транзистор закрыт и  $U_{КЭ} = E_K$ . Включение ключа. При поступлении в момент времени  $t_1$  перепада  $E_G = E_G^1$  напряжение на базе транзистора нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_3 \approx (C_{Э} + C_K)R_G$  ( $C_{Э}$  и  $C_K$  барьерные емкости переходов транзистора) и стремится к уровню  $E_G^1$ . При достижении значения  $U_{БЭ0} \approx U_{БЭН}$  эмиттерный переход открывается, его сопротивление резко уменьшается и дальнейший заряд емкостей прекращается. В течение времени подготовки к включению  $t_n$  транзистор продолжает оставаться в закрытом состоянии. Эту задержку можно определить, воспользовавшись известным правилом, согласно которому длительность любого начального участка экспоненциального процесса (рис. 4.11)

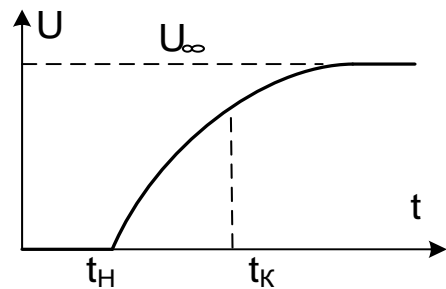


Рисунок 4.11 – Длительность начального участка

$$t_K - t_H = \tau \ln \frac{U(\infty) - U(t_H)}{U(\infty) - U(t_K)}, \quad (4.19)$$

где  $\tau$  – постоянная времени процесса,  $U(\infty) - U(t_H)$  – полный размах экспоненты,  $U(\infty) - U(t_K)$  – оставшаяся после  $t_K$  часть экспоненты. Таким образом,

$$t_{II} = \tau_3 \ln \frac{E_{\Gamma}^1}{E_{\Gamma}^1 - U_{БЭН}}. \quad (4.20)$$

В момент времени  $t_2$  транзистор переходит в активный режим. Его коллекторный ток нарастает с постоянной времени  $\tau'_B \approx \tau_B$  (при  $C_H = 0$ ), стремясь к уровню

$$\beta I_B^1 = \beta \frac{E_{\Gamma}^1 - U_{БЭН}}{R_{\Gamma}}. \quad (4.21)$$

При достижении значения  $I_{KH}$  транзистор переходит в режим насыщения и рост тока коллектора прекращается. Так как емкость нагрузки  $C_H = 0$ , то напряжение на коллекторе изменяется аналогично току  $I_K$  и в момент времени  $t_2$  достигает уровня  $U_{КЭН}$ .

В соответствии с выражением (4.20) длительность фронта включения

$$t_{\phi.ВКЛ} = t_3 - t_2 = \tau'_B \ln \frac{\beta I_B^1}{\beta I_B^1 - I_{KH}} = \tau'_B \ln \frac{S_{II}}{S_{II} - 1}. \quad (4.22)$$

Для уменьшения времени задержки включения  $t^{1,0}_{3д} = t_{II} + t_{\phi.ВКЛ}$  необходимо увеличить включающий ток  $I_B^1$  и повышать степень насыщения транзистора (увеличивать  $E_{\Gamma}^1$  уменьшать  $R_{\Gamma}$ ). Для типовых транзисторов и источников сигнала управления в ИС время включения ключа составляет единицы наносекунд.

По истечении времени  $t^{1,0}_{3д}$  транзистор находится в режиме насыщения, его токи практически не меняются, а заряд избыточных носителей в базе продолжает нарастать до уровня  $\tau_H I_B^1$  с постоянной времени накопления  $\tau_H$  обычно  $\tau_H \approx \tau_B$ . За время  $t_{II} = (2...3) \tau_H$  процесс накопления зарядов практически завершается и транзистор переходит в стационарный режим насыщения.

*Выключение ключа.* В момент времени  $t_4$  управляющий сигнал  $E_{\Gamma} = E_{\Gamma}^0 = 0$ . За счет накопленных неосновных носителей в области базы переходы транзистора остаются открытыми и на них поддерживается напряжение, близкое к  $U_{БЭН}$ . В базовой цепи протекает обратный (выключающий) ток (объемное сопротивление тела базы не учтено):

$$I_B^0 = \frac{U_{БЭН}}{R_{\Gamma}}. \quad (4.23)$$

Наряду с рекомбинационным процессом этот ток, протекая в обратном направлении, уменьшает накопленный заряд  $Q$  с постоянной времени  $\tau_H$ . Процесс стремится к асимптотическому уровню  $-I_B^0 \tau_H$ . Пока заряд не достиг критического значения  $I_{Б.КР} \tau_H$  (этот интервал называют временем рассасывания), коллекторный ток и напряжение  $U_{КЭ}$  не меняются. В соответствии с (4.21) время рассасывания

$$t_P = \tau_H \ln \frac{Q(\infty) - Q(t_4)}{Q(\infty) - Q(t_5)} \approx \tau_B \ln \frac{I_B^0 + I_B^1}{I_B^0 + I_{Б.КР}} = \tau_B \ln \frac{\beta I_B^0 + \beta I_B^1}{\beta I_B^0 + I_{КН}}. \quad (4.24)$$

Последняя форма записи выражений (4.21) позволяет иллюстрировать процесс накопления и рассасывания заряда с помощью временной диаграммы для кажущегося коллекторного тока  $I_K = \beta I_B$  (на рис. 4.10 этот ток показан пунктирной линией).

Итак, для уменьшения времени рассасывания необходимо уменьшать степень насыщения транзистора (при  $S_H = 1$  время  $t_P = 0$ ) и увеличивать выключающий ток  $I_B^0$ . В момент времени  $t_5$  транзистор вновь переходит в активный режим. Коллекторный ток уменьшается с постоянной времени  $\tau'_B$ , стремясь к уровню  $-\beta I_B^0$ . При достижении нулевого уровня транзистор запирается. Формирование фронта выключения заканчивается:

$$t_{\Phi.ВЫКЛ} = \tau'_B \ln \frac{\beta I_B^0 + I_{КН}}{\beta I_B^0}. \quad (4.25)$$

Очевидно, для уменьшения  $t_{\Phi.ВЫКЛ}$  необходимо увеличивать выключающий ток  $I_B^0$ . Как и при включении, наличие емкости нагрузки  $C_H$  приводит к возрастанию  $t_{\Phi.ВЫКЛ}$ . Это увеличение не превосходит

величины  $2,2 C_H R_K$ , соответствующей  $t_{\phi.VЫКЛ}$  при мгновенном запираании транзистора.

Задержка выключения ключа  $t_{зд}^{0,1} = t_P + t_{\phi.VЫКЛ}$  определяется главным образом временем  $t_P$  и может составлять десятки наносекунд.

*Быстродействие* ключа характеризуют максимальной частотой следования входных сигналов

$$F = \frac{1}{t_{зд}^{0,1} + t_{зд}^{1,0}} = \frac{1}{t_{П} + t_{\phi.VЫКЛ} + t_P + t_{\phi.ВКЛ}}, \quad (4.26)$$

при которой успевают завершиться переходные процессы на всех этапах при включении и выключении. Часто для характеристики быстродействия используется среднее время задержки сигнала

$$t_{зд.СР} = 0,5(t_{зд}^{0,1} + t_{зд}^{1,0}). \quad (4.27)$$

При конечной длительности фронта входного сигнала, что обычно и имеет место, задержки включения и выключения принято отсчитывать на заданных (чаще 50-процентных) уровнях входного и выходного сигналов и называть, соответственно, временем задержки распространения сигнала при включении и выключении.

Анализ переходных процессов в ключе показывает, что задержки включения и выключения зависят, соответственно, от включающего и выключающего токов базы. Чем больше токи, тем круче фронты и меньше время подготовки. Однако ток включения  $I_B^1$  влияет не только на задержку включения, но и выключения. Так, желание уменьшить  $t_{зд}^{1,0}$  путем увеличения тока  $I_B^1$  приводит к повышению степени насыщения  $S_H$  и, следовательно, к росту времени рассасывания при выключении. Поэтому на практике в отношении тока  $I_B^1$  принимается компромиссное решение. Что касается тока  $I_B^0$ , то он влияет только на этапе выключения. Поэтому его стремятся сделать максимально возможным. Распространенным приемом в ИС является создание низкоомных цепей для выключающего тока с помощью диода Шотки, шунтирующего сопротивление  $R_G$  (рис. 4.12, а). Низкоомная цепь создается также в схеме рис. 4.12, где в роли  $R_G^0$  выступает выходное сопротивление насыщенного транзистора  $E_G$ .

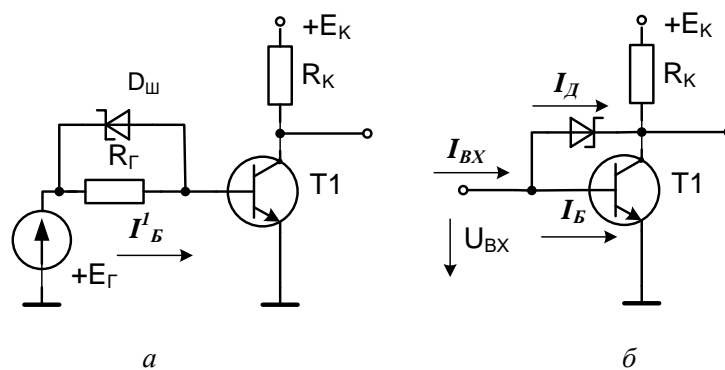


Рисунок 4.12 – Низкоомная цепь

Наиболее продолжительным этапом при переключениях является *рассасывание*. Поэтому быстродействие ключей повышается более существенно при использовании в них нелинейной обратной связи с помощью диодов Шотки (рис. 4.12, б), позволяющей практически исключить насыщение и, следовательно, этап рассасывания.

Когда транзистор закрыт или работает в активном режиме, напряжение на коллекторе достаточно высокое, диод закрыт и не влияет на работу ключа. При подходе транзистора к режиму насыщения, когда напряжение между базой и коллектором  $U_{БК} = U_{БЭ} - U_{КЭ}$  достигает порога отпираания диода  $U_{ДО}$ , диод шунтирует коллекторный переход, фиксируя на нем напряжение на уровне, близком к  $U_{ДО}$ . Так как  $U_{ДО} = 0,3...0,4$  В, т.е. меньше порога отпираания  $U_{БКО}$ , коллекторный переход не отпирается и транзистор в режим насыщения не входит. Благодаря этому при выключении время  $t_P = 0$ . Однако платой за повышение быстродействия здесь является некоторое повышение нижнего уровня напряжения на открытом ключе.

#### 4.4. Ключи на МОП–транзисторах

Создание цифровых ИС с повышенной степенью интеграции обусловило особый интерес к базовым логическим элементам с очень малыми потребляемой мощностью и занимаемой на кристалле площадью. Традиционный способ повышения экономичности за счет увеличения сопротивления резисторов неизбежно приводит к увеличению их геометрических размеров и паразитной емкости на подложку. Кардинальным способом решения проблемы явилось использование в

ключевых схемах вместо резисторов динамической нагрузки – МОП- транзисторов. Они способны хорошо работать в режиме микротоков и имеют малые габариты.

Получили распространение две схемы ключевых элементов: на транзисторах с каналами одного типа проводимости и на комплементарных транзисторах – на парах транзисторов с каналами разного типа проводимости

*Ключ, на одностипных МОП-транзисторах.* Широкое применение находят *n*-канальные транзисторы, поскольку они обеспечивают более высокое быстродействие, чем *p*-канальные, а логические элементы на их основе легко согласуются с логическими элементами на биполярных транзисторах. Принципиальная схема ключа на *n*-канальных транзисторах и поясняющие его работу временные диаграммы приведены на рис. 4.13.

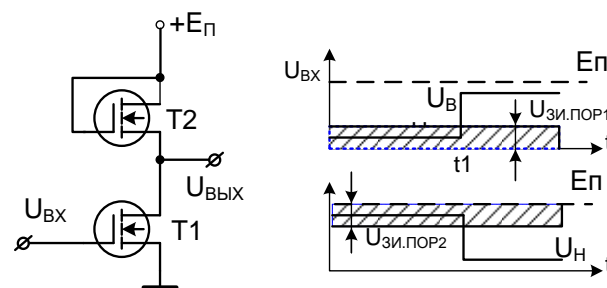


Рисунок 4.13 – Принципиальная схема ключа на *n*-канальных транзисторах

Роль динамической нагрузки выполняет транзистор *T2*, у которого затвор соединен со стоком, образуя двухполосник.

В запертом состоянии *T1*, когда на его затвор подано напряжение  $U_{ВХ}$ , не превышающее порога отпираания  $U_{ЗИ.ПОР1}$  (рис. 4.14, а), ток через *T2* практически не протекает, поэтому падение напряжения  $U_{СИ.2} \approx 0$  и  $U_{ВЫХ} = E_{П}$ . Отсюда следует, что  $U_{ЗИ.2} \approx 0$  и *T2* тоже закрыт. Точное значение  $U_{ВЫХ}^I$  определяется точкой пересечения выходной характеристики транзистора *T1* при  $U_{ЗИ.1} \approx 0$  и линии нагрузки, представляющей собой динамическую характеристику  $I_{C2} = f(U_{ЗИ.2})$  транзистора *T2* (точка А на рис. 4.14, б).

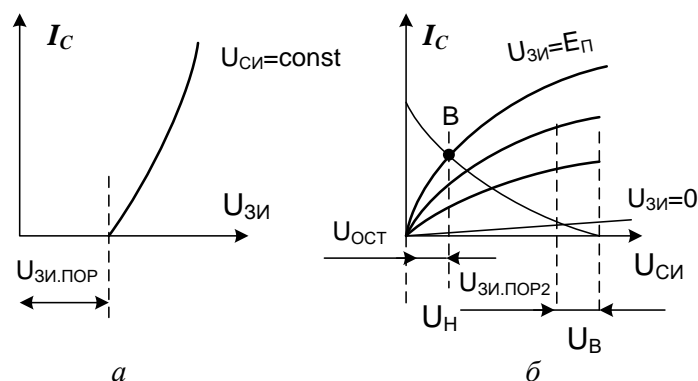


Рисунок 4.14 – Временные диаграммы диодного ключа

Эта точка находится в интервале  $E_{П} \cdot (E_{П} - U_{ЗИ.ПОР2})$ , смещаясь к одной или другой границе интервала в зависимости от соотношения токов утечки транзисторов. С учетом этого из рис. 4.13 видно, что последующий ключ будет надежно открыт, если минимально возможное выходное напряжение данного ключа  $E_{П} - U_{ЗИ.ПОР2} > U_{ЗИ.ПОР1}$ . Отсюда следует требование к напряжению источника питания:  $E_{П} > U_{ЗИ.ПОР1} + U_{ЗИ.ПОР2}$ .

В открытом состоянии ключа, когда на затвор транзистора  $T1$  подано  $U_{ВХ} \approx E_{П}$  его канал имеет низкое сопротивление, и напряжение  $U_{ВЫХ} = U_{ОСТ}$  (точка В на рис. 4.14, б). Если при этом  $U_{ЗИ2} = E_{П} - U_{ОСТ} > U_{ЗИ.ПОР2}$ , то открыт также транзистор  $T2$ , Остаточное напряжение  $U_{ОСТ}$  для аналогичного последующего ключа является выключающим, следовательно, должно удовлетворять неравенству:  $U_{ОСТ} < U_{ЗИ.ПОР1}$ , т. е. быть близким к нулю. Это возможно, когда сопротивление канала открытого транзистора  $T1$  значительно (до двух порядков) меньше (до двух порядков) сопротивления канала открытого  $T2$ . Иными словами, удельная крутизна транзистора  $T1$  должна быть существенно выше удельной крутизны  $T2$ . На практике это достигается в основном использованием транзисторов разной геометрии:  $T1$  имеет короткий и широкий канал, а  $T2$  – узкий и длинный.

Поскольку минимальное сопротивление канала открытого транзистора  $T1$  обычно составляет сотни и более Ом, сопротивление канала открытого транзистора  $T2$  должно быть десятки кОм. Последнее обстоятельство существенно ухудшает быстродействие ключа. Действительно, на этапе выключения, когда транзистор  $T1$  быстро запирается, заряд паразитной емкости нагрузки происходит через высокоомную цепь – транзистор  $T2$ . Даже при незначительной емкости

(единицы пФ) постоянная времени цепи заряда составляет десятки наносекунд. Поэтому ключевые элементы на однотипных МОП-транзисторах применяются главным образом в БИС, где паразитные емкости незначительны и, кроме того, реализуются такие преимущества, как малая площадь, простота и низкая стоимость изготовления.

*Ключ на комплементарных МОП-транзисторах.* Схема и временные диаграммы работы ключа на комплементарных МОП-транзисторах приведены на рисунке 4.15. В нем затворы транзисторов объединены, исток  $T1$  подключен к общей шине, а исток  $T2$  – к шине источника питания  $E_{п}$ .

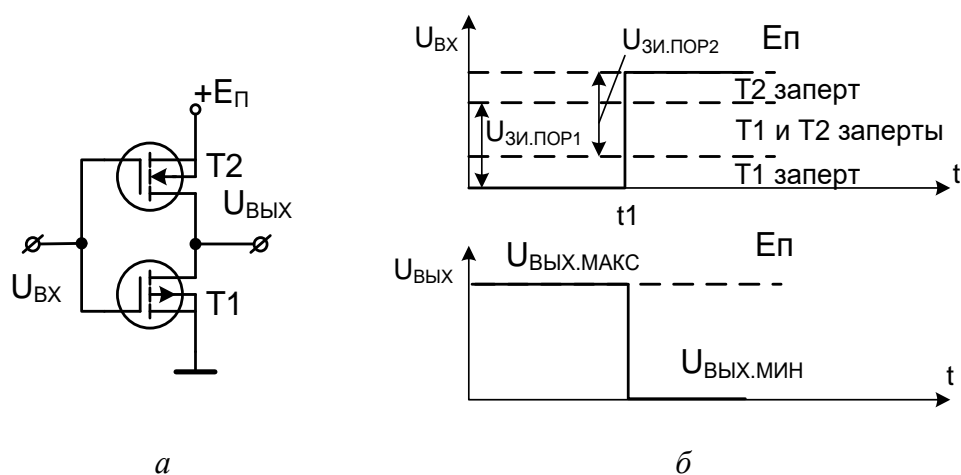


Рисунок 4.15 – Ключ на МОП-транзисторах

Пусть на интервале  $0...t_1$  на входе  $U_{вх} < U_{зи.пор1}$ . Транзистор  $T1$  закрыт. Если при этом  $|U_{зи2}| = |U_{вх} - E_{п}| > |U_{зи.пор2}|$ , то транзистор  $T2$  открыт. Ток в общей цепи определяется током утечки транзистора  $T1$ , т. е. ничтожно мал.

Поэтому напряжение на низкоомном канале  $T2$  тоже очень мало, и  $U_{вых} \approx E_{п}$ . При  $U_{вх} > U_{зи.пор1}$  и  $|U_{зи2}| < |U_{зи.пор2}|$  (рис. 4.15, б,  $t > t_1$ ) соответственно открыт  $T1$  и закрыт  $T2$ . Ток в общей цепи по-прежнему равен току утечки запертого транзистора (теперь уже  $T2$ ). Поэтому  $U_{вых} \approx 0$ .

Итак, ввиду весьма малых остаточных напряжений на открытых транзисторах перепад выходных уровней ключа приближается к напряжению источника питания  $E_{п}$ .

Выходное сопротивление ключа определяется сопротивлением открытого транзистора. В интересах повышения быстродействия оно делается по возможности малым. Благодаря этому быстродействие ключей на комплементарных МОП-транзисторах не уступает быстродействию ключей на биполярных транзисторах.

В обоих статических состояниях мощности от источника питания ключ почти не потребляет, так как один из транзисторов закрыт. Для избегания одновременного отпираания обоих транзисторов при переключениях, когда  $U_{ВХ}$  меняется в пределах  $0 \dots E_{П}$ , необходимо обеспечить условие  $U_{ЗИ.ПОР1} + |U_{ЗИ.ПОР2}| \geq E_{П}$ .

С увеличением частоты переключений растет средний ток перезаряда емкости нагрузки, обуславливая рост динамической потребляемой мощности. Она может стать ограничивающим фактором на допустимую частоту переключений и емкость нагрузки.

#### 4.5. Переключатель тока

Переключатель тока выполняется обычно на биполярных транзисторах и представляет собой дифференциальный усилительный каскад (рис. 4.16, а), работающий в режиме большого сигнала, но без насыщения транзисторов.

В нем, в зависимости от входного напряжения, ток эмиттерной цепи  $I_0$ , создаваемый источником  $E_{П}$ , протекает либо через  $T1$ , либо через  $T2$ , т. е. переключается из одного плеча схемы в другое. На базу транзистора  $T1$  подается входное управляющее напряжение, а на базу транзистора  $T2$  – постоянное опорное напряжение  $E_{ОП} \approx 0,5 (U_{ВХ.МАКС} + U_{ВХ.МИН})$ . Коллекторные цепи транзисторов подключены к общей шине ( $E_{К} = 0$ ).

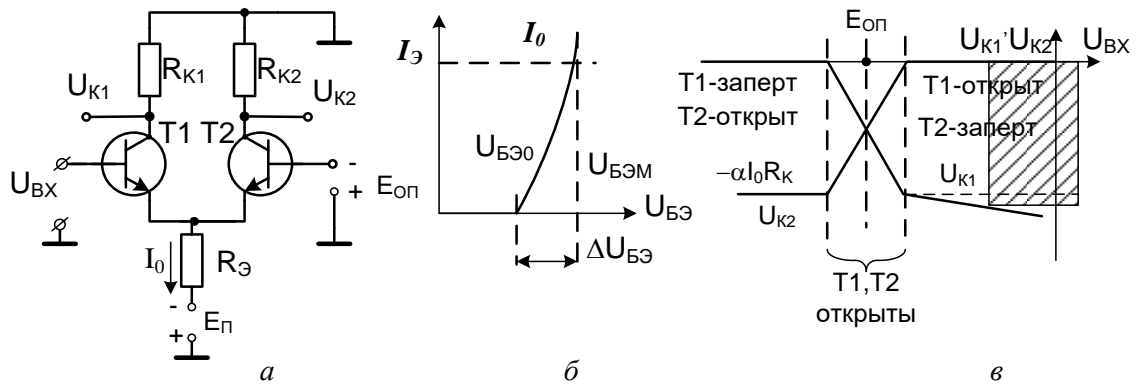


Рисунок 4.16 – Переключатель тока

Если принять аппроксимацию входной характеристики транзисторов, как показано на рисунке 4.16, б, то для полного переключения тока  $I_0$  из одного плеча в другое достаточно уменьшить напряжение  $U_{БЭ}$  у открытого транзистора на величину  $\Delta U_{БЭ}$ , а у закрытого – увеличить на  $\Delta U_{БЭ}$ . Следовательно, ширина активного участка передаточных характеристик (области переключения) дифференциального каскада (рис. 4.16, в) составляет  $2\Delta U_{БЭ}$  (порядка 0,2...0,3 В). При  $U_{ВХ} \leq E_{ОП} - \Delta U_{БЭ}$  транзистор  $T1$  закрыт, а  $T2$  открыт, напряжение  $U_{K1} = 0$ ,  $U_{K2} = -\alpha I_0 R_K$ . При  $U_{ВХ} \geq E_{ОП} + \Delta U_{БЭ}$   $T1$  открыт, а  $T2$  закрыт, соответственно  $U_{K1} \approx -\alpha I_0 R_K$ ,  $U_{K2} = 0$ . Заметим, что в последнем случае при увеличении  $U_{ВХ}$  напряжение  $U_{K1}$  продолжает несколько спадать и после переключения транзисторов. Однако спад невелик, так как коэффициент передачи каскада ОЭ на транзисторе  $T1$  с эмиттерной нагрузкой  $R_Э$ , равный примерно  $R_K/R_Э$ , значительно меньше единицы. Дальнейшее увеличение  $U_{ВХ}$  может привести к насыщению транзистора  $T1$ . Если принять условие насыщения  $U_{БК} \geq 0$ , то на высокий уровень входного напряжения необходимо наложить ограничение  $U_{ВХ.МАКС} \leq -\alpha I_0 R_K$ . Таким образом, требуемые статические состояния переключателя тока обеспечиваются при

$$\left. \begin{aligned} U_{ВХ.МИН} &\leq E_{ОП} - \Delta U_{БЭ} \\ E_{ОП} + \Delta U_{БЭ} &\leq U_{ВХ.МАКС} \leq -\alpha I_0 R_K \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

Рисунок 4.17 иллюстрирует работу переключателя временными диаграммами. Быстродействие переключателя тока может быть высоким. Это обусловлено следующими факторами.

Во-первых, открытые транзисторы не переходят в насыщение, вследствие чего в переходных процессах отсутствует этап рассасывания избыточных зарядов.

Во-вторых, транзистор  $T2$  работает в режиме схемы ОБ, при которой достигается наиболее высокая скорость его переключения.

В-третьих, для переключения тока  $I_0$  требуются небольшие перепады входного сигнала. Полагая, что они создаются аналогичными

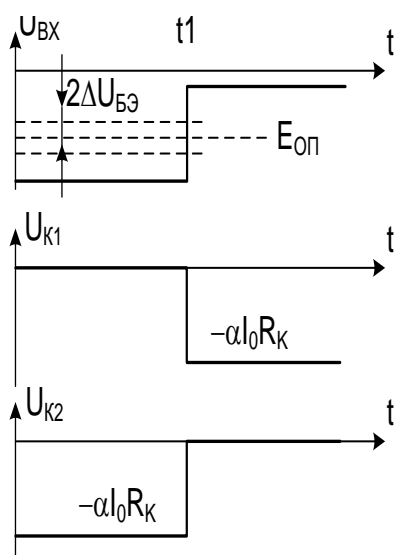


Рисунок 4.17 – Временные диаграммы переключателя

переключателями тока, имеется возможность использовать резисторы  $R_K$  с малым сопротивлением (сотни Ом), что значительно уменьшает влияние емкости  $C_K$  транзисторов на время переключения. Общая длительность переходного процесса при переключениях может составлять десятые доли наносекунды. Однако, учитывая, что наилучшие частотные свойства транзисторов проявляются при значительных коллекторных токах, потребляемая от источника питания мощность велика (десятки милливатт).

#### 4.6. Способы повышения быстродействия транзисторных ключей

Рассмотрим наиболее широко распространенные схемные способы повышения быстродействия ТК, среди которых можно выделить:

1. Форсирование динамического режима включения и отключения с помощью RC-цепей.
2. Использование фиксирующих диодов.
3. Использование нелинейной обратной связи.
4. Применение переключателей тока.

Форсирование динамического режима включения и отключения (рис. 4.18, а).

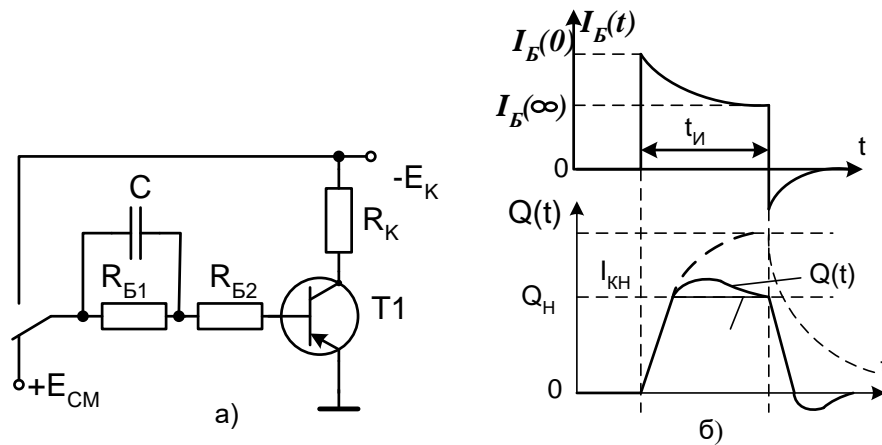


Рисунок 4.18 – Схема повышения быстродействия ТК

Шунтирование части базового резистора  $R_{B1}$  конденсатором  $C$  создает зарядную цепь  $C R_{B1}$  в которой в момент включения устанавливается ток

$$I_{Б.ВКЛ}(0) \approx \frac{E_K}{R_{B2}} \gg I_{БН}. \quad (4.29)$$

По мере заряда конденсатора базовый ток уменьшается, и в установившемся режиме становится равным

$$I_{Б.ВКЛ}(\infty) \approx \frac{E_K}{R_{B1} + R_{B2}} \approx I_{БН}. \quad (4.30)$$

Изменение базового тока происходит в соответствии с уравнением

$$I_{Б.ВКЛ}(t) = I_{Б.ВКЛ}(\infty) + [I_{Б.ВКЛ}(\infty) - I_{Б.ВКЛ}(0)] e^{-\frac{t}{\tau_{ВКЛ}}}. \quad (4.31)$$

где  $\tau_{ВКЛ} = C(R_{B1} // R_{B2})$ .

Запирание транзистора также сопровождается динамическим форсированием из-за разряда конденсатора  $C$ , добавляющего к постоянному запирающему смещению экспоненциально уменьшающийся

потенциал, величина которого в начальный момент времени равна  $U_C(0) = I_{Б.ВКЛ}(\infty)R_{Б1}$ . Изменение базового тока отключения происходит в соответствии с уравнением

$$I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(t) = - \left\{ I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(\infty) - [I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(\infty) - I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(0)] e^{-\frac{t}{\tau_{\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}}} \right\}, \quad (4.32)$$

где

$$I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(\infty) = \frac{\dot{A}\dot{N}\dot{I}}{R_{\dot{A}1} + R_{\dot{A}2}}; I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(0) = \frac{\dot{A}\dot{N}\dot{I} + I_{\dot{A}\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}}(\infty)R_{\dot{A}1}}{R_{\dot{A}2}}; \quad (4.33)$$

$$\tau_{\dot{I}\dot{O}\dot{E}\dot{E}} = \tau_{\dot{A}\dot{E}\dot{E}}$$

На рис. 4.18, б показаны временные диаграммы изменения базового и коллекторного токов и заряда в базе сплошными линиями для схемы с динамическим форсированием, штриховыми – без нее. Из этих диаграмм видно, что динамическое форсирование позволяет существенно уменьшить время рассасывания, обеспечивая одновременно малую длительность фронтов импульсов.

*Фиксирующие диоды.* Устранить насыщение можно путем фиксации потенциала коллектора открытого транзистора на уровне  $E_\phi$  (рис. 4.19), причем  $|E_\phi| < |E_K|$ , но  $|E_\phi| > |U_{KH}|$ , где  $U_{KH}$  – напряжение на коллекторе в режиме насыщения.

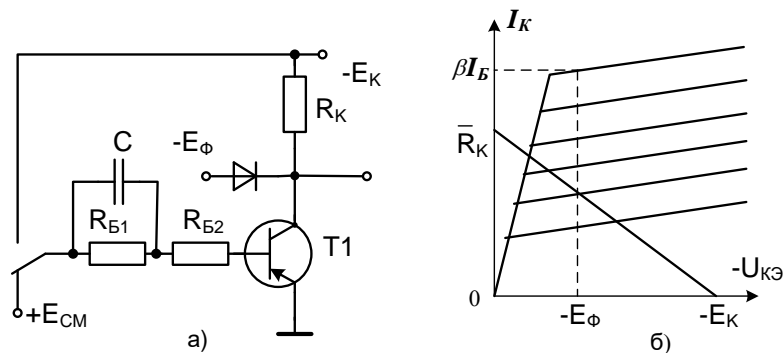


Рисунок 4.19 – Фиксирующие диоды

По мере отпирания транзистора потенциал  $U_K$  коллектора растет (т. е. уменьшается по абсолютному значению), при  $|U_K| \leq |E_\phi|$  диод  $D$  отпирается и потенциал коллектора фиксируется на уровне  $E_\phi$  (если пренебречь напряжением на открытом диоде). Теперь при токе базы  $I_B > I_{BH} = E_K/\beta R_K$  коллекторный ток равен  $\beta I_B$ ; часть этого тока

$$I_{RK} = \frac{E_K - E_\Phi}{R_K} \quad (4.34)$$

идет через резистор  $R_K$  остальная часть – через диод  $D$ .

При запираании транзистора коллекторный ток начинает убывать с постоянной времени  $\tau_p$ , но потенциал коллектора остается постоянным и равным  $E_\Phi$  до тех пор, пока диод  $D$  не закроется. Передний фронт импульса напряжения укорачивается, так как он формируется на коротком участке. Задний фронт, как и в насыщенном транзисторе, формируется с запаздыванием, которое можно устранить введением в схему отрицательной обратной связи (ООС), препятствующей насыщению транзистора.

*Нелинейная обратная связь* (рис. 4.20). В этой схеме насыщение транзистора предотвращается тем, что коллекторный потенциал с помощью диода  $D$  фиксируется на уровне потенциала базы.

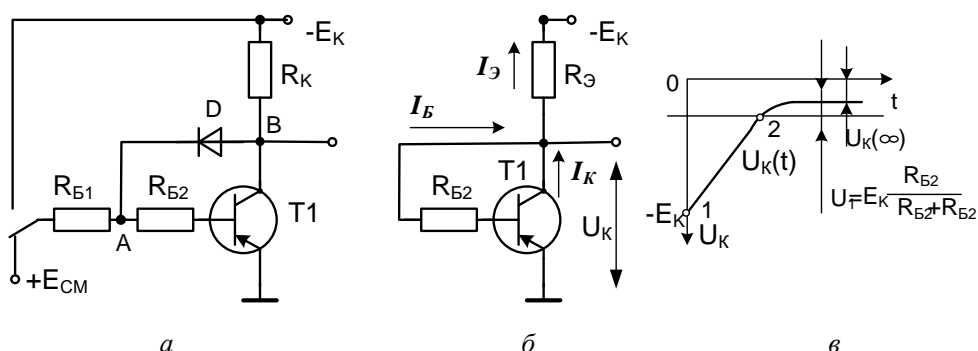


Рисунок 4.20 – Нелинейная обратная связь

При включении транзистора в первый момент времени потенциал анода диода  $D$  равен почти  $-E_K$ , а потенциал катода

$$U_1 = -E_K \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}. \quad (4.35)$$

Диод закрыт и базовый ток транзистора равен

$$I_B = \frac{E_K}{R_{B1} + R_{B2}} \gg I_{BH} \quad (4.36)$$

Транзистор форсировано открывается до точки 2 (рис. 4.20, в). В точке 2 напряжение  $U_K(t) = U_I$  и диод открывается. Схема приобретает вид (рис. 4.20, б), где  $R_{\mathcal{O}} = R_{B1} // R_{B2}$ . Вступает в действие ООС между коллектором и базой. Теперь ток  $I_B$  определяется величиной  $U_K(t)$ , которая, в свою очередь, зависит от  $I_B$ . Схема дотягивает до динамического установившегося значения  $U_K(\infty)$ , причем транзистор работает в активном (ненасыщенном) режиме. Величина  $U_K(\infty)$  может быть определена из эквивалентной схемы (рис. 4.20, б).

Можно записать

$$E_K = U_K(\infty) + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}, \quad (4.37)$$

где  $I_{\mathcal{O}} = I_K + I_B = \beta I_B + I_B = I_B(1 + \beta)$ .

Подставляя значение  $I_{\mathcal{O}}$  в уравнение (4.37), после преобразования получим

$$E_K(\infty) = \frac{E_K}{1 + \frac{(1 + \beta)R_{\mathcal{O}}}{R_{B2}}}. \quad (4.38)$$

Существенного повышения быстродействия можно добиться только при использовании в качестве  $D$  диодов, имеющих малое время восстановления, т.е. высокочастотных. Для низкочастотных диодов, у которых время рассасывания заряда, накопленного в базе, велико, эффект от введения нелинейной обратной связи будет незначительным. Максимальное быстродействие ТК обеспечивается при включении в качестве диода  $D$  диода Шоттки (рис. 4.20, а). Так как диод отпирается при более низком напряжении между коллектором и базой, когда транзистор еще находится на границе активного режима, отпадает необходимость во введении дополнительного источника смещения.

Кроме существенного повышения быстродействия ТК с нелинейной ОС имеет и недостатки, основными из которых являются:

- относительно большее (порядка 0,5 В и более) падение напряжения на открытом ключе;
- худшая помехоустойчивость, что объясняется более высоким входным сопротивлением в открытом состоянии;
- существенно худшая температурная стабильность.

## 4.7. Ключи на тиристорах

Тиристоры составляют наиболее широкий класс полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением и предназначены в основном для коммутации токов и напряжений в силовых схемах. Большое число типов тиристоров с разнообразными характеристиками определяют многообразие ключевых и коммутирующих схем на их основе, тем не менее, общее свойство этих приборов –  $S$ -образная вольт-амперная характеристика – позволяет обобщенно подходить к анализу статических и динамических свойств тиристорных ключей.

Для обеспечения работы ключа в двух устойчивых режимах его нагрузочная прямая должна пересекать вольт-амперную характеристику в трех точках, из которых два положения являются устойчивыми. Если при отсутствии входного сигнала приложенное к тиристорному прямое напряжение не превышает  $U_{ВКЛ}$ , то ключ находится в закрытом состоянии. Однако с приближением напряжения на тиристоре к величине, равной  $U_{ВКЛ}$ , закрытое состояние оказывается неустойчивым. Более того, некоторые образцы тиристоров могут самопроизвольно отпираться при выдержке под напряжением, значительно меньшем  $U_{ВКЛ}$ , что проявляется особенно сильно с увеличением температуры. Поэтому закрытое состояние тиристора характеризуется лишь частью напряжения  $U_{ВКЛ}$ , т. е. максимально допустимым прямым напряжением  $U_{ПР.МАКС}$ , находясь под которым прибор должен оставаться закрытым в течение всего срока службы.

Для трехэлектродных тиристоров значение  $U_{ПР.МАКС}$  можно увеличить, если шунтировать управляющий переход или подать на него отрицательное смещение, что вызывает протекание в цепи управляющего электрода запирающего тока  $I_{У.ОБР}$ , причем в случае шунтирования управляющего перехода ток  $I_{У.ОБР}$  является частью тока анода, ответвляющейся в цепь шунта.

Сопротивление тиристорного ключа в закрытом состоянии определяется током утечки в прямом направлении  $I_{УТ}$ , измеренным при напряжении  $U_{ПР.МАКС}$  и максимально допустимой температуре, и током  $I_{К0}$  центрального перехода  $P_2$ . Это позволяет использовать в качестве эквивалентной схемы тиристора в закрытом состоянии сопротивление, величина которого равна  $R_{ОБР}$ , и источник тока  $I_{К0}$ .

Сопротивление ключа в открытом состоянии определяется остаточным напряжением  $U_{OBR}$ , измеренным при протекании максимального прямого тока  $I_{ПР.МАХ}$ , который задается исходя из максимально допустимой мощности рассеивания на тиристоре  $P_{МАХ}$ . Это позволяет заменить открытый тиристор эквивалентным сопротивлением  $R_{ПР}$ , величина которого равна  $R_{ПР} = U_{OCT} / I_{ПР.МАХ}$  и источником напряжения  $U_{OCT}$ .

Переключение тиристора из закрытого состояния в открытое должно осуществляться подачей отпирающего импульса в цепь управления для трехэлектродных приборов – триодных (ТТ) и запираемых (ЗТ) тиристоров или в цепь анод-катод для диодных тиристоров (ДТ). Между амплитудой импульса  $U_{ВКЛ.ИМП}$ , переключающего ДТ в открытое состояние, которую в соответствии со справочными обозначениями, принятыми для диодных тиристоров, будем обозначать  $U_{ПУСК}$ , и статическим значением  $U_{ВКЛ}$  не существует корреляционного соответствия. Амплитуда  $U_{ПУСК}$  в основном зависит от длительности фронта импульса отпирающего напряжения на аноде тиристора  $t_{\phi}$ , емкости участка анод-катод закрытого диодного тиристора  $C_{ДТ} \approx C_{П2}$  где  $C_{П2}$  – емкость центрального  $p-n$  перехода, а следовательно, и от внутреннего сопротивления генератора отпирающих импульсов  $R_{ВН}$ .

Для отпираания импульсного ключа, выполненного на трехэлектродном приборе (ТТ или ЗТ), и запираания ключа на ЗТ необходимо обеспечить протекание определенного импульса тока в цепи управления тиристора. Амплитуда этого импульса, прежде всего, зависит от его длительности, а при запираании – и от величины прямого тока анода  $I_{ПР}$ , протекающего через открытый тиристор.

Одним из основных параметров, характеризующих процесс отпираания трехэлектродных тиристоров, является импульсный ток спрямления  $I_{СПР}$ , под которым следует понимать минимальную амплитуду положительного импульса тока управления заданной длительности, переключающего тиристор в открытое состояние при определенном напряжении на аноде.

Поскольку импульсный ток управления  $I_{У.ОБР}$  запирающий тиристор, зависит от тока анода  $I_{ПР}$ , то управляемость запираемого тиристора характеризуется импульсным коэффициентом запираания  $V_{ЗАП} = I_{ПР} / I_{ЗАП}$  (при  $I_{У.ОБР} = I_{ЗАП}$  тиристор запирается).

Длительность процесса отпирания характеризуется временем задержки  $t_3$  (ток анода возрастает до  $0,1 I_{ПР}$ ) и временем установления прямого сопротивления  $t_{УСТ}$  (ток анода изменяется от  $0, I_{ПР}$  до  $0,9 I_{ПР}$ ), которые в сумме составляют время включения  $t_{ВКЛ}$ , а длительность процесса запираания характеризуется временем запаздывания  $t_{3П}$  (ток анода уменьшается до  $0,9 I_{ПР}$ ) и временем спада  $t_{СП}$  (ток анода изменяется от  $0,9 I_{ПР}$  до  $0,1 I_{ПР}$ ), которые в сумме составляют время запираания  $t_{ЗАП}$ .

Время переключения тиристорного ключа, несмотря на действие сильной внутренней положительной обратной связи составляет существенно большую величину, чем аналогичный параметр у транзисторных ключей. Это объясняется режимом глубокого насыщения  $p-n-p-n$  структуры и связанным с ним накоплением и рассасыванием большого объемного заряда. Из-за этого время включения тиристора составляет единицы микросекунд, а выключения – десятки и сотни микросекунд, уменьшаясь у высокочастотных тиристорных и тиристорных, прямой ток которых существенно меньше максимально допустимого.

Заметим, что при активно-индуктивном характере нагрузки тиристорного ключа нарастание прямого тока определяется не только и не столько инерционностью самого прибора, сколько постоянной времени нагрузки. Для таких ключей длительность управляющих импульсов выбирается не только по минимально заданным справочным данным, но и в зависимости от постоянной времени нагрузки, учитывая, что в течении длительности импульса управления прямой ток должен успеть превысить величину  $I_{ВЫКЛ}$ .

К числу параметров, характеризующих отпирание тиристорного ключа, следует отнести и максимально допустимую скорость нарастания анодного тока  $(dI_{ПР}/dt)_{МАХ}$ . Ограничение скорости  $(dI_{ПР}/dt)$  сверху обусловлено влиянием неоднородных явлений на процесс отпирания тиристора и оказывается особенно сильным в режимах, когда амплитуда импульса прямого тока  $I_{ПР.ИМП} \gg I_{ПР.МАХ}$ . Значения  $(dI_{ПР}/dt)$  и  $I_{ПР.ИМП.МАХ}$  зависят от длительности импульсов прямого тока и частоты их следования.

Построение и расчет цепей отпирания, выключения и запираания тиристорных ключей являются первоочередными задачами, которые приходится решать при проектировании тиристорных устройств. При этом под выключением тиристорных понимается их выключение по анодной цепи, а под запираанием – выключение по цепи управляющего электрода.

*Анализ цепей отпирания.* Цепь отпирания должна обеспечить включение от импульса сигнала управления, защиту тиристора от отпирающего импульса помехи и запас по минимально допустимому режиму входной цепи прибора. Эти требования необходимо удовлетворить в заданном диапазоне внешних, например, температурных, воздействий для любого тиристора выбранного типа.

Для обеспечения гарантированного включения тиристора и исключения его срабатывания от сигнала помехи  $U_{ПOM}$  необходимо удовлетворить неравенства

$$U_{\gamma} \geq U_{УСПР} + R_{ВН} I_{УСПР}, \quad (4.39)$$

$$U_{ПOM} \leq U_{ПOM.У} + R_{ВН} I_{ПOM.У}, \quad (4.40)$$

где  $U_{ПOM.У}$  и  $I_{ПOM.У}$  – допустимые значения напряжения и тока помехи, действующей в управляющей цепи.

В случае индуктивного характера нагрузки (рис. 4.21, а) длительность импульса управления необходимо увеличить до значения

$$t_{\gamma} \approx \frac{I_{ВЫКЛ}}{I_{ПР}} \tau_H + t_{ВКЛ}, \quad (4.41)$$

где  $I_{ПР}$  – установившееся значение тока нагрузки;  $\tau_H = L_H/R_H$ ;  $t_{ВКЛ}$  – длительность импульса управления при чисто активной нагрузке.

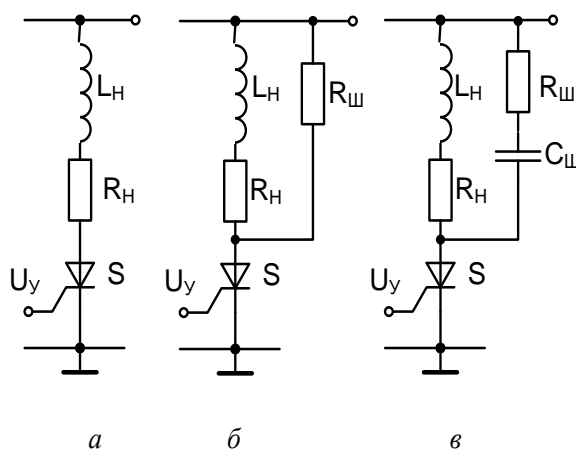


Рисунок 4.21 – Индуктивная нагрузка

Для уменьшения длительности управляющих импульсов индуктивную нагрузку целесообразно шунтировать активным сопротивлением или последовательной RC-цепью (рис. 4.20, б и в), параметры которых для схемы рис. 4.20, а выбираются из условия

$$R_{Ш} \leq \frac{E - U_{ОСТ}}{I_{ВЫКЛ}}, \quad (4.42)$$

а для схемы рис. 4.20

$$R_{Ш} \leq \frac{E - U_{ОСТ}}{3I_{ВЫКЛ}}; C_{Ш} \geq \frac{3t_{ВКЛ} I_{ВЫКЛ}}{E - U_{ОСТ}}. \quad (4.43)$$

Применение резистивно-емкостного шунта уменьшает потери мощности по сравнению с чисто резистивным шунтом, однако при

$$L_{И} \geq \frac{(R_{Ш} + R_{И})^2 C_{Ш}}{4}, \quad (4.44)$$

в схеме могут возникнуть колебательные процессы. Основные схемы цепей отпираания ключей на тиристорах показаны на рис. 4.22. Включение диода в управляющую цепь тиристора (рис. 4.22, а и б) исключает протекание обратного тока через управляющий переход, что не допускается для обычных триодных тиристорov, а включение  $R_{Ш}$  повышает устойчивость тиристорov против самопроизвольного включения. В схеме (рис. 4.22, б) роль сопротивления шунта играет малое по постоянному току сопротивление выходной обмотки трансформатора. Включение разделительной емкости  $C_P$  в схеме рис. 4.22, в позволяет сформировать управляющий импульс с формой, близкой к оптимальной, т.е. крутым и большим по амплитуде передним фронтом и экспоненциально убывающей вершиной.

Схемы цепей отпираания ключей на диодных тиристорах приведены на рис. 4.22, г-е. При подаче короткого импульса положительной (рис. 4.22, г) или отрицательной (рис. 4.22, д) полярности в цепи анод-катод тиристора через емкость центрального перехода  $C_{П2} = C_S$  протекает ток, который обеспечивает накопление в базах S заряда  $Q_{ВКЛ}$ , необходимого для

отпирания прибора. Диод  $D_1$  увеличивает входное сопротивление схемы. Для отпирания  $S$  в схеме рис. 4.22,  $\delta$  должны выполняться неравенства

$$U_y \geq U_{\text{ПУСК}} + E \text{ и } R_{\text{ВН}} < \frac{t_{\phi.\text{MAX}}}{2,3C_S}. \quad (4.45)$$

а в схеме рис. 4.22,  $\varepsilon$  и  $\delta$  – неравенства

$$U_y \geq U_{\text{ПУСК}} \text{ и } R_{\text{ВН}} < \frac{t_{\phi.\text{MAX}}}{2,3C_S}, \quad (4.46)$$

где  $t_{\phi.\text{MAX}}$  – максимальная длительность фронта входного импульса  $C_S$  – емкость тиристора.

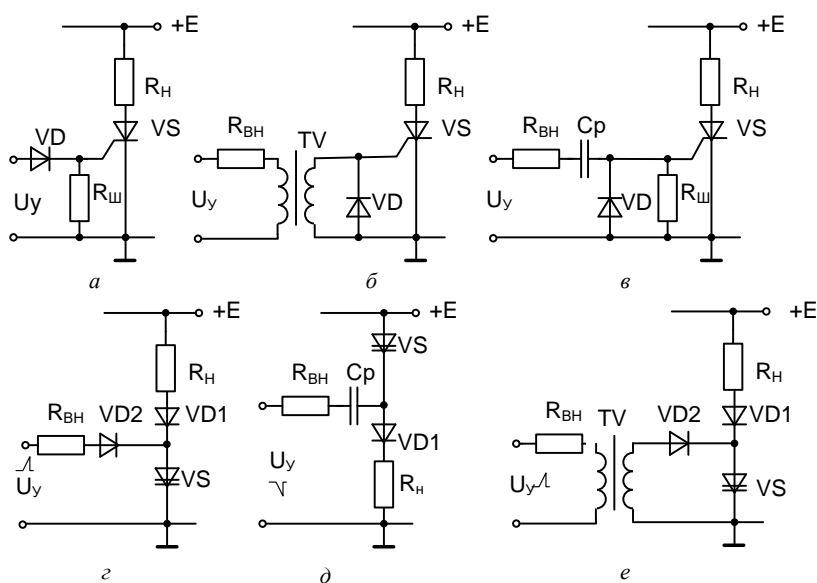


Рисунок 4.22 – Схемы цепей отпирания ключей на тиристорах

*Анализ цепей выключения.* Для выключения тиристора по аноду необходимо уменьшить протекающий через тиристор ток до величины меньшей  $I_{\text{ВЫКЛ.МІN}}$ , на время большее  $t_{\text{ВЫКЛ.}}$ . В цепях постоянного тока эта задача решается с помощью транзисторного ключа или коммутирующих реактивных элементов

Схемы выключения тиристорного ключа с последовательным и параллельным транзисторами показаны на рис. 4.23, *а* и *б*. Последовательный транзистор, запираясь положительным импульсом, прерывает протекание тока через тиристор на время  $t_{\text{И}} > t_{\text{ВЫКЛ.}}$ . Дополнительное подключение  $E_0$  повышает надежность выключения,

компенсируя ток  $I_{K0}$  закрытого транзистора, и способствует повышению скорости рассасывания объемного заряда и, тем самым, уменьшает время выключения тиристора.

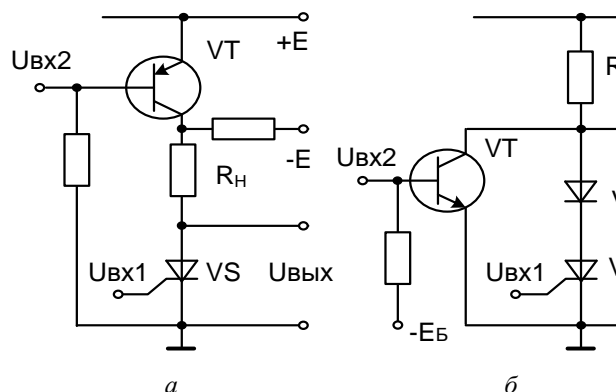


Рисунок 4.23 – Схемы выключения тиристорного ключа

В схеме с параллельным транзистором при его отпирании основная часть анодного тока тиристора ответвляется через транзистор, прямой ток тиристора уменьшается ниже  $I_{ВЫКЛ.МІN}$  и тиристор запирается. Для повышения надежности запираания последовательно с тиристором можно включить диод  $D$ , который увеличивает остаточное напряжение и сопротивление шунтируемой транзистором цепи и тем самым уменьшает протекающий в ней при открытом транзисторе ток.

Поскольку в тиристорных ключах с транзисторными схемами выключения рассасывание накопленного в структуре заряда происходит только за счет процессов рекомбинации, то время выключения тиристорov затягивается, а амплитуды коммутируемых токов и напряжений, определяемые характеристиками транзисторов, ограничивают область применения тиристорных ключей. Такие схемы выключения применяются только для маломощных тиристорov.

Более широко в импульсной технике используются схемы выключения с помощью заряженного конденсатора и вспомогательного тиристора. Суть работы этих схем выключения заключается в том, что предварительно заряженный конденсатор с помощью вспомогательного тиристора подключается к основному тиристору таким образом, что ток его разряда направлен навстречу прямому току основного тиристора, что обеспечивает его форсированное запираение. Коммутирующий конденсатор

$C$  может быть подключен с помощью вспомогательного тиристора  $S2$  параллельно основному тиристорному  $S1$  (рис. 4.24, *а - в*), параллельно нагрузке (рис. 4.24, *г и д*) или к соединенным последовательно тиристорному  $S1$  и нагрузке (рис. 4.24, *е*). Соответственно различают параллельную (рис. 4.24, *а - д*) и последовательную (рис. 4.24, *е*) коммутации.

Параметры коммутирующей емкости  $C$  и дросселя  $L$  рассчитывают исходя из условия, при котором на основном тиристоре за время перезаряда конденсатора до нуля сохраняется обратное напряжение течение отрезка времени длительностью не меньше  $t_{ВЫКЛ}$ . Заряд конденсаторов  $C$  обеспечивается специальной зарядной цепью, которая на (рис. 4.24, *б и е*) не показана.

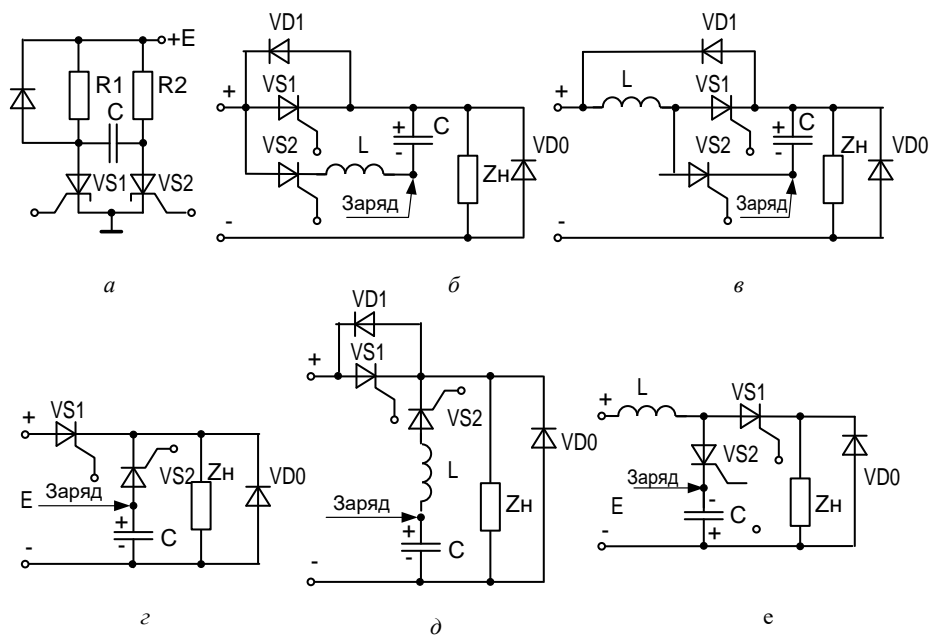


Рисунок 4.24 – Схемы выключения тиристорного ключа

Для формирования мощных коротких импульсов используется выключение тиристорных с помощью последовательного LC-контура. Основное преимущество способа заключается в простоте коммутирующих цепей (рис. 4.25), не содержащих вспомогательных тиристорных и зарядных цепей. Для выключения тиристора с помощью LC-контура ударного возбуждения при  $R < E/I_{ВЫКЛ}$  прежде всего необходимо, чтобы конденсатор разряжался (рис. 4.25, *а и б*) или заряжался (рис. 4.24, *в*) по колебательному закону и при этом выполнялось условие

$$I_1 \geq \frac{E}{R + R1}, \quad (4.47)$$

где  $I_1$  – значение первого отрицательного экстремума переменной составляющей тока, протекающего через индуктивность контура;  $R1$  – сопротивление, учитывающее омическое сопротивление катушки и нагрузки.

В схеме рис. 4.25, а после отпирания тиристора  $S$  и изменения направления тока, протекающего через индуктивность контура, открывается диод  $D$ . К тиристорам в течение времени  $\Delta t$  (пока открыт диод  $D$  и ток контура  $C - R1 - L - D$  превышает ток, равный  $E/(R+R1)$ ) прикладывается обратное напряжение. Значения  $L$  и  $C$  можно рассчитать по формулам

$$C = \frac{t_{\text{зап}} E}{\pi R1}; L = \frac{t_{\text{зап}}^2 R1}{2\pi}. \quad (4.48)$$

Коммутирующая цепь (рис. 4.25, а) позволяет построить схемы формирователей импульсов длительностью  $t_{И} > t_{\text{ВЫКЛ}}$ . Для формирования мощных коротких импульсов длительностью  $t_{И} < t_{\text{ВЫКЛ}}$  можно использовать схемы рис. 4.24, б и в. В этой схеме коммутационный ток контура протекает через тиристор  $S$  в запирающем направлении, что форсирует процесс его запираения.

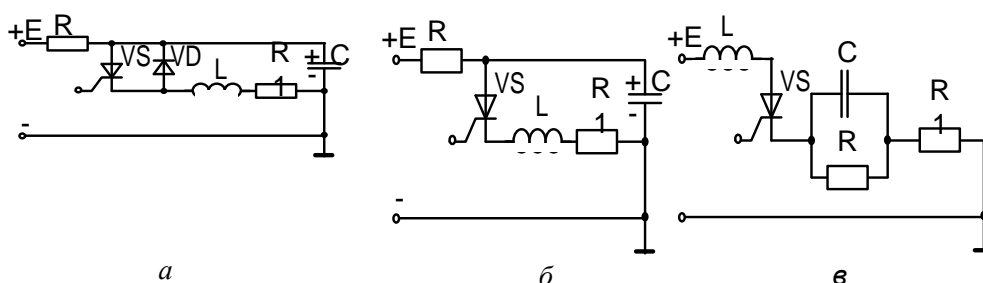


Рисунок 4.25 – Коммутирующие цепи для выключения тиристоров

*Анализ цепей запираения.* Существует два вида цепей запираения ключей на запираемых тиристорах: с накопителем и без накопителей энергии.

Цепи с накопителем энергии представлены на рис. 4.26. В этих

схемах включение (рис. 4.26, а) или отключение (рис. 4.26, б) ключа SA приводит к разряду энергии, накопленной в конденсаторе или индуктивности, в направлении, запирающем тиристор S.

Схемы включения тиристора для простоты не показаны. Параметры элементов запирающей цепи выбираются из условия:

$$R = \frac{E_0 - U_{\text{CAI}}}{2,7(I_{\text{CAI}} + U_{\text{CAI}} / R_{\phi})}, \quad (4.49)$$

$$\tilde{N} \geq \frac{t_{\phi, \text{IAD}}}{R + R_{\phi} U_{\text{CAI}} / (R_{\phi} I_{\text{CAI}} + U_{\text{CAI}})}, \quad (4.50)$$

для схемы рис. 4.25, б

$$R = \frac{E_0}{2,7(I_{\text{CAI}} + U_{\text{CAI}} / R_{\phi})}; \quad (4.51)$$

$$L \geq \frac{t_{\phi, \text{IAD}} U_{\text{CAI}} R_{\phi}}{R_{\phi} I_{\text{CAI}} + U_{\text{CAI}}}. \quad (4.52)$$

Цепи запирания, не содержащие накопителей энергии, благодаря простоте, малым размерам и массе, а также высокому быстродействию могут наиболее успешно использоваться при построении тиристорных ключей на запираемых тиристорах.

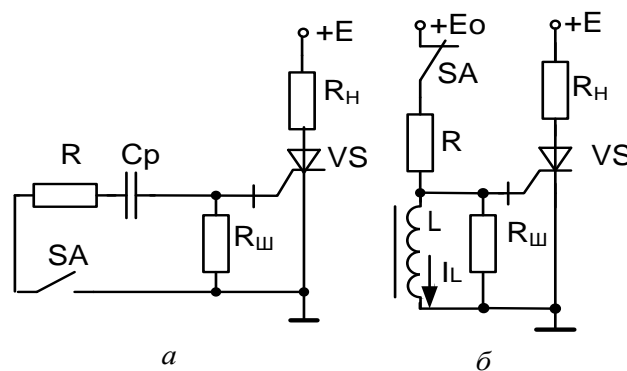


Рисунок 4.26 – Цепи с накопителем энергии

Принцип запирания S без накопителей энергии показан на рис. 4.27, а. Запирание тиристора S, включенного ранее положительным импульсом через диод D при разомкнутом ключе SA, осуществляется замыканием ключа SA. При этом через управляющую цепь протекает

обратный ток  $I_{У.ОБР}$ , величина которого, согласно упрощенной эквивалентной схеме (рис. 4.27, б), равна

$$I_{У.ОБР} = \frac{E}{r_B + R_B}. \quad (4.53)$$

Если соблюдается условие  $I_{У.ОБР} \geq I_{ПР}/B_{ЗАП}$  то тиристор закрывается. Минимальная величина  $R_H$ , при которой можно использовать этот метод, имеет место при  $R_B = 0$  и может быть найдена из соотношения

$$R_H \geq \frac{r_B}{B_{ЗАП} - 1}. \quad (4.54)$$

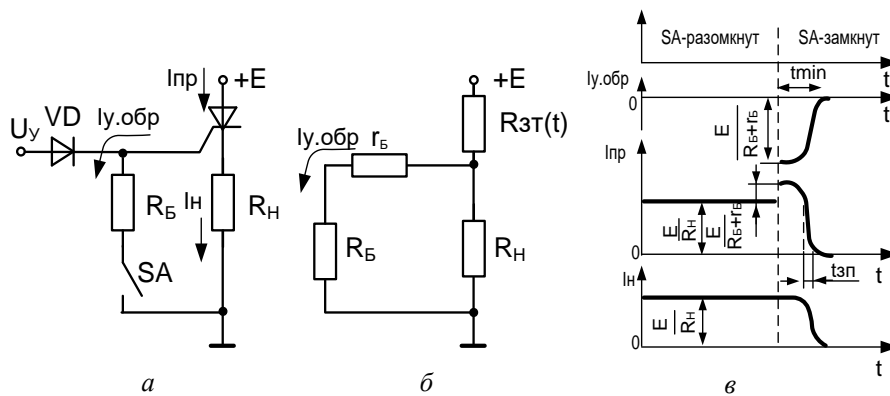


Рисунок 4.27 – Запирание тиристора

В качестве ключа SA можно использовать маломощные транзистор или тиристор (рис. 4.28).

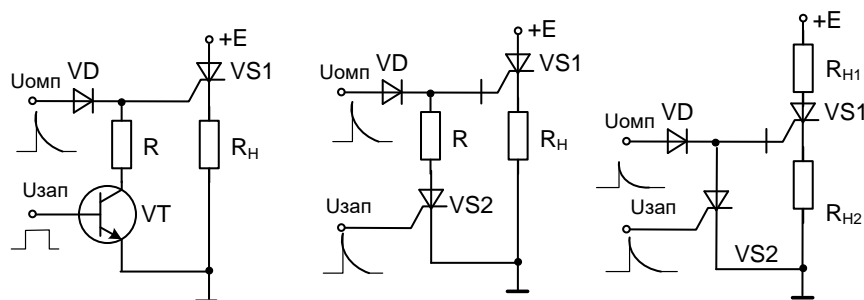


Рисунок 4.28 – Использование маломощных транзисторов или тиристоров в качестве ключа

В отсутствии запирающего сигнала  $U_{ЗАП}$  транзистор  $T$  и тиристор  $S2$  заперты, а тиристор  $S1$  может быть включен сигналом  $U_{ОТП}$ . При поступлении сигнала  $U_{ЗАП}$  ключ в запирающей цепи открывается, пропуская через себя ток запирающего сигнала  $S1$ . В схеме 4.28, где используется разделенная нагрузка, величина сопротивления  $R_{H2}$  может быть выбрана из условия (4.54) при  $R_H = R_{H2}$ .

#### 4.8. Аналоговые ключи

Аналоговые ключи предназначены для передачи сигналов с минимальными искажениями в открытом состоянии и отключают цепи источников сигнала от цепей потребления в закрытом состоянии. Аналоговые ключи могут коммутировать ток или напряжение. Для коммутации напряжения можно использовать либо однополюсный последовательный ключ (прерыватель), либо переключатель на два положения (нагрузка подключается к источнику напряжения или к общей точке схемы). При коммутации же тока необходим переключатель на два положения (ток источника никогда не должен прерываться, а лишь переключаться в различные ветви цепи).

Требования к характеру нагрузки должны быть различными для ключей тока и напряжения. В цепи для коммутации напряжения нагрузка должна иметь достаточно высокое сопротивление по сравнению с выходным сопротивлением источника сигнала, а для коммутации тока – наоборот. Реальные аналоговые ключи вносят погрешность при передаче сигнала (тока, напряжения) от источника в нагрузку. Основными параметрами ключа, определяющими значение погрешности, являются остаточное напряжение на замкнутом ключе  $U_{ОСТ}$ , сопротивление открытого ключа  $R_{ПР}$ .

Кроме основных параметров, аналоговые ключи характеризуются рядом дополнительных, которые позволяют определить основные режимы работы ключа и его влияние на передаваемый сигнал и сопряженную с ним схему. К таким параметрам относятся:

*Ток утечки из цепи управления в сигнальную цепь* в замкнутом состоянии ключа, равный разности токов через входной и выходной выводы ключа. Особое значение этот параметр имеет для ключей тока. Для ключей напряжения при значительном токе утечки важно, куда он течет: в

источник сигнала или в нагрузку.

*Диапазон входных сигналов* – диапазон напряжений или токов, который способен переключать данный ключ. Он ограничивается схемой управления, пробивными напряжениями ключа и допустимой погрешностью передачи входных сигналов.

К параметрам разомкнутого ключа относятся токи утечки по входу и выходу разомкнутого ключа и обратные сопротивления. В паспортных данных обычно указывают максимальные значения токов утечки на входе и выходе разомкнутого ключа при нормальной и максимальной температурах.

*Времена включения и выключения*, которые определяют при заданном полном сопротивлении нагрузки (обычно 10 кОм с параллельно включенной емкостью 15 ... 20 пФ) как задержку между моментом приложения управляющего импульса и концом фронта переключения напряжения (или тока) на нагрузке (по уровню 0,9 или 0,1).

*Время установления выходного сигнала* – время, за которое выходной сигнал при переключении достигает установившегося значения с допустимой погрешностью (на заданной нагрузке).

*Паразитные емкости ключа*, которые определяют паразитные выбросы управляющего сигнала при переключениях ключа, а также сквозное прохождение аналогового сигнала при разомкнутом ключе. Важное значение имеет также развязка (изоляция) на высокой частоте, численно равная отношению входного сигнала к выходному при разомкнутом ключе и при определенной частоте и нагрузке.

*Выходные логические уровни*, которые характеризуют цепи управления ключа и их совместимость с цифровыми ИС.

Кроме того, аналоговые ключи характеризуются такими параметрами, как предельно допустимые режимы, напряжения питания, потребляемая мощность, диапазон рабочих температур, размеры, тип корпуса и т.д.

Часто большое значение имеют следующие дополнительные параметры: собственный шум, ограничивающий снизу уровни переключаемых сигналов; перекрестные связи между ключами; коэффициент передачи замкнутого ключа в зависимости от частоты входного сигнала (амплитудно-частотная характеристика). Обычно указывают коэффициент передачи на низкой частоте или постоянном

напряжении.

С точки зрения схемного построения аналоговые ключи различают по используемым в них полупроводниковым элементам и способам управления ими. В настоящее время наиболее распространены ключи на диодах, биполярных и полевых транзисторах, оптронах. В ряде случаев аналоговые и цифровые ключи имеют внешне схожие принципиальные схемы, однако различные их предназначения определяют различные режимы и порядок поступления входных сигналов.

Рассмотрим основные схемы аналоговых ключей, выполненных на различных элементах.

*Диодные ключи.* Применяются для точного переключения токов и быстрого переключения напряжений. Первое применение объясняется высокой точностью диодных токовых ключей и легкостью управления ими. Второе связано с появлением диодов с тонкой базой и диодов Шоттки, в которых слабо выражены эффекты накопления носителей и инерционность в основном определяется процессом перезаряда барьерных емкостей.

Базовые схемы аналоговых диодных ключей для переключения тока и напряжения показаны на рис. 4.29. Как видно, по конфигурации они сходны с цифровыми диодными ключами, рассмотренными в п. 5.2.

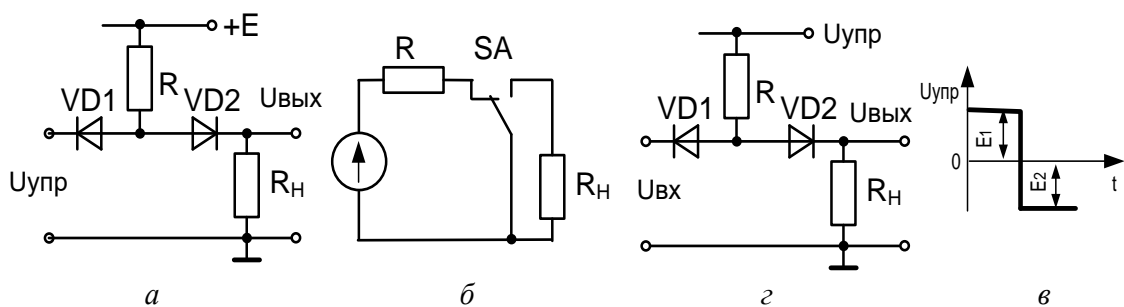


Рисунок 4.29 – Схемы аналоговых диодных ключей

Диодный ключ тока (рис. 4.29, а) широко применяется в цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП), например, микросхемы 2ПД651 и 2ПД652 содержат по 6 диодных ключей с весовыми резисторами  $R$ . При высоком уровне управляющего напряжения диод  $D1$  закрыт и ток  $I=E/R$  от источника ( $E, R$ ) течет через открытый диод  $D2$  в нагрузку  $R_H$ . При низком уровне управляющего напряжения открыт диод  $D1$ , а диод  $D2$  закрыт.

Схема замещения такого ключа показана на рис. 4.29, б. В качестве низкого уровня сигнала управления используется, как правило, источник отрицательного напряжения (рис. 4.29, в). Задавая при постоянном стабилизированном напряжении  $E$  путем подборки величины сопротивления резистора  $R$  требуемый ток, можно подключать его на выход или отключать с помощью управляющего напряжения  $U_{УПР}$ .

Статическая погрешность токовых ключей может быть очень малой, поскольку она определяется малыми токами утечки диодов (порядка 1 нА) и выходным сопротивлением источника тока  $R$ , которое можно сделать очень большим ( $R \gg R_H$ ). Тогда колебания сопротивления резистора  $R_H$  практически не скажутся на величине выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$ .

Основным фактором, определяющим нестабильность тока в нагрузке  $R_H$  при этом, является зависимость прямого напряжения на диоде  $D2$  и обратных токов диода от изменения температуры окружающей среды. Прямое напряжение на диоде имеет отрицательный температурный коэффициент (2 ... 4 мВ°С). Обратный ток диодов с увеличением температуры изменяется по экспоненциальному закону, возрастая приблизительно в два раза на каждые 10°С.

Рассмотренный диодный ключ может работать и как ключ напряжения (рис. 4.29, г). В этом случае управляющее напряжение  $U_{УПР}$  подается через резистор  $R$ , а входной сигнал  $U_{ВХ}$  поступает на катод диода  $D1$ . При низком уровне управляющего напряжения диоды  $D1$  к  $D2$  закрыты и на выходе ключа – потенциал земли. При высоком уровне  $U_{УПР}$  диоды  $D1$  и  $D2$  открываются и  $U_{ВХ} \approx U_{ВЫХ}$ . Использование согласованных диодных пар в качестве диодов  $D1$  и  $D2$  позволяет уменьшить ошибку от неидеальности диодов до нескольких милливольт.

Наиболее распространенными диодными ключами напряжения являются мостовые ключи, обладающие, как правило, достаточно хорошей развязкой в разомкнутом состоянии и способные пропускать без существенных искажений широкополосные биполярные сигналы с динамическим диапазоном 40 дБ и выше. Скорость их переключения зависит от быстродействия, как управляющих транзисторных каскадов, так и используемых диодов. Пример такой схемы приведен на рис. 4.30, а.

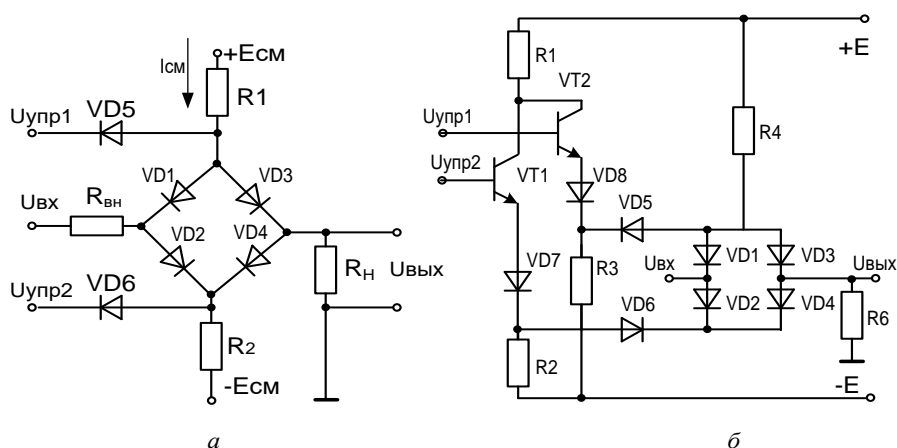


Рисунок 4.30 – Диодные ключи напряжения

Входное напряжение  $U_{вх}$  подается в точку  $A$  соединения диодов  $VD1$  и  $VD2$ , а выходное напряжение снимается с сопротивления нагрузки  $R_H$ . Управляющее ключом биполярное напряжение (рис. 4.29, *в*) подается на другую диагональ моста (точки  $B$  и  $Г$ ). Если  $U_{упр1} \gg 0$  и  $U_{упр2} > 0$ , то диоды  $VD5$  и  $VD6$  обратнo смещены, а диоды мостовой схемы  $VD1$ - $VD4$  оказываются проводящими. Если при этом схема полностью симметрична, то точки  $A$  и  $B$  имеют один и тот же потенциал, т.е. входное напряжение подается на выход. При изменении полярности управляющего напряжения на противоположную диоды  $VD5$  и  $VD6$  открываются, а диоды  $VD1$ - $VD4$  закрываются и ключ размыкается.

Коэффициент передачи ключа равен  $R_H / (R_B + R_n + R_{уп})$ . Для управления ключом необходимо выполнять соотношение  $|E| \gg f/v_{хтах} + U_{np}$ , где  $U_{np}$  – падение напряжения на открытом диоде. Ошибка в передаче напряжения существенно зависит от идентичности диодов мостовой схемы, постоянства  $E_{см}$  и  $R_H$  диапазона изменения тока нагрузки и температуры. Для уменьшения разброса характеристик диодов их выполняют в виде интегральной схемы. На рис. 4.30, *б* приведена упрощенная схема диодного мостового ключа, выполненного в виде ИС 265КН1. Транзисторная схема управления ключом позволяет осуществлять непосредственное соединение микросхем с ТТЛ-схемами. Отношение выходного напряжения замкнутого и разомкнутого ключей при частоте входного сигнала 15 МГц и сопротивлении нагрузки 300 Ом равно 100, что соответствует развязке между входом и выходом ключа 40 дБ.

Коэффициент передачи замкнутого ключа составляет 0,8. Верхний уровень управляющего напряжения 2,5 В, нижний – 0,5 В.

*Ключи на биполярных транзисторах.* Применяются для переключения как напряжений, так и токов. В ключах напряжения, как правило, используется режим насыщения в инверсном включении транзистора. При этом используются как отдельные транзисторы (последовательные и параллельные), так и согласованные пары встречно включенных двухэмиттерных транзисторов, получивших название интегральных прерывателей. Ключи тока чаще всего строят на согласованных транзисторах. Ключи с одиночными транзисторами обычно имеют управление по постоянному току (рис. 4.31, а).

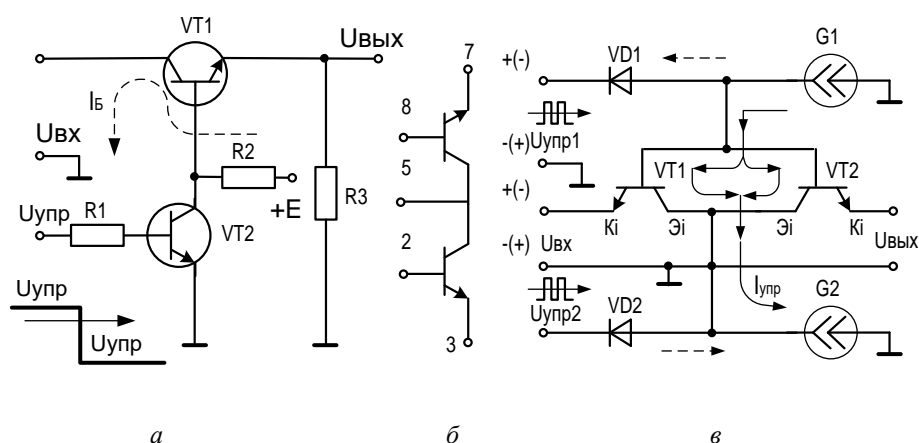


Рисунок 4.31 – Ключи на биполярных транзисторах

Транзистор  $VT1$  в этой схеме работает в инверсном режиме, а транзистор  $VT2$  – в нормальном, причем  $VT1$  представляет собой собственно аналоговый ключ, а  $VT2$  – его схему управления. При  $U_{упр} = U_{вх}$  транзистор  $VT2$  открыт, напряжение на его коллекторе, а значит, и базе  $VT2$  близко нулю. Эмиттерный переход инверсно включенного транзистора  $VT2$  обратно смещен ( $U_{эс} \gg U_{ост}$ ) и  $VT1$  заперт. При  $U_{упр} = 0$   $VT2$  закрывается, а  $VT1$  открывается током базы. Выходное напряжение принимает значение  $U_{вых} \gg U_{вх}$ .

Остаточное напряжение открытого транзистора в инверсном режиме составляет 1 ... 5 мВ, а сопротивление – 10,0 ... 20,0 Ом. Отсюда следует, что такие аналоговые ключи можно применять для коммутации достаточно больших токов и напряжений.

Для уменьшения остаточного напряжения на замкнутом ключе применяют встречное включение двух транзисторов (рис. 4.30, б). При таком включении транзисторов остаточное напряжение ключа является разностью остаточных напряжений отдельных транзисторов ( $U_{ост} = U_{ост1} - U_{ост2}$ ) и может быть получено очень малым. Основная сложность применения таких ключевых элементов состоит в усложнении схемы цепи управления, которая должна быть изолирована от источника сигнала и нагрузки. Так, у интегрального прерывателя Ю1К.Т1 (рис. 4.30, б)  $U_{ост}$ : 50 мкВ. Одновременно растет прямое сопротивление ключа, достигая у прерывателя 101К.Т1 величины 100 Ом, и время переключения (0,5 мкс против 0,1 мкс у одиночных транзисторов).

Эффективная компенсация остаточного напряжения в интегральном прерывателе достигается только тогда, когда через каждый транзистор протекают приблизительно одинаковые токи. Пример схемы, обеспечивающей это условие, приведен на рис. 4.30, в. В ней при запираии диодов  $VD1$  и  $VD2$ , чему соответствует полярность  $U_{вх}$  (относительно общей шины) без скобок, переключатель на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ , работающих в инверсном режиме, вводится в насыщение током генераторов  $G1$  и  $G2$ , как показано на схеме. Очевидно, что остаточные напряжения на  $VT1$  и  $VT2$  будут противоположных знаков и скомпенсируют друг друга.

При изменении полярности управляющих напряжений диоды  $VD1$  и  $VD2$  открываются, токи генераторов  $G1$  и  $G2$  замыкаются через диоды и источник на общую шину (показано штрихами). Так как  $U_{упр}$  больше падения напряжения на диодах и входного сигнала, то базы  $VT1$ ,  $VT2$  будут иметь отрицательный потенциал, а инверсные эмиттеры – положительный (относительно общей шины) и, следовательно,  $VT1$ ,  $VT2$  будут закрыты. Заметим, что обратные токи закрытых переходов будут протекать через нагрузку и источник сигнала в противоположные стороны, компенсируя друг друга.

Для симметрирования режимов работы транзисторных прерывателей используют также трансформаторные схемы управления, однако в интегральных прерывателях их применение ограничено из-за трудностей микроминиатюризации.

Аналоговые ключи на биполярных транзисторах используются в микросхемах серий 273 и 240.

Ключи тока на биполярных транзисторах в отличие от ключей напряжения работают в ненасыщенном режиме, поэтому их быстродействие (как и быстродействие аналогичных им переключателей тока, используемых для построения логических элементов ТЛЭС) очень велико. Время переключения составляет несколько наносекунд. Однако их применение ограничено из-за того, что ток базы (ток управления) течет в сигнальную цепь. Поэтому входной ток отличается от выходного на значение тока базы.

*Ключи на полевых транзисторах.* Эти ключи получили преимущественное распространение из-за отсутствия остаточного напряжения на открытом транзисторе, малых токов утечки и управления, хорошей совместимости с интегральной технологией.

Для аналоговых ключей используют полевые транзисторы с управляющим  $p-n$  переходами и МОП-транзисторы, причем более предпочтительны транзисторы с  $n$ -каналом, поскольку подвижность электронов больше подвижности дырок, что обеспечивает у них меньшие значения прямого сопротивления. Значение  $R_{np}$  для полевых транзисторов лежит в пределах 5 ... 200 Ом, а температурный коэффициент изменения составляет 0,6% на 1°C.

Допустимая статическая погрешность аналоговых ключей на полевых транзисторах в большой степени влияет на их быстродействие. Это объясняется тем, что, несмотря на очень высокое входное сопротивление полевых транзисторов, часть входного сигнала через межэлектродные емкости проходит на выход. Причем с увеличением частоты его составляющая в выходном сигнале растет. Реальная длительность переходных процессов в аналоговых ключах на полевых транзисторах колеблется, как и в импульсных ключах такого же типа, от микросекунды до десятков наносекунд.

Для борьбы с выбросами емкостных токов и предотвращения прохождения входного сигнала на выход можно уменьшать крутизну фронтов управляющих импульсов. Однако это неизбежно приводит к уменьшению быстродействия. Более эффективными являются способы компенсации указанных прохождений, что достигается в параллельно-последовательных ключах, в которых один ключ всегда работает на запираение, а другой – на отпираение, и ключах на комплементарной (дополняющей) паре полевых транзисторов, один из которых имеет канал

$n$ -типа, а другой –  $p$ -типа. Поскольку прохождение управляющих сигналов на выход ключа зависит от значения этих сигналов, то ключи тока на полевых транзисторах имеют определенные преимущества перед ключами напряжения. В частности, если напряжение отсечки полевого транзистора меньше 3 В, то такими ключами можно непосредственно управлять от ТТЛ-схем. Пример последовательного ключа на полевом транзисторе с управляющим  $p$ - $n$  переходом приведен на рис. 4.32, а. Этот ключ пропускает входные сигналы любой полярности. Для управления полевым транзистором  $VT1$  используется биполярный транзистор  $VT2$ . Диод  $VD$  необходим для того, чтобы напряжение затвор-исток открытого транзистора  $VT1$  оставалось равным нулю при любых входных сигналах. Это устраняет модуляцию входным сигналом. Резистор  $R$  подключается для ускорения перезарядки паразитных емкостей при запертом диоде  $VD$ . Для этого величина сопротивления  $R$  выбирается меньше обратного сопротивления закрытого диода.

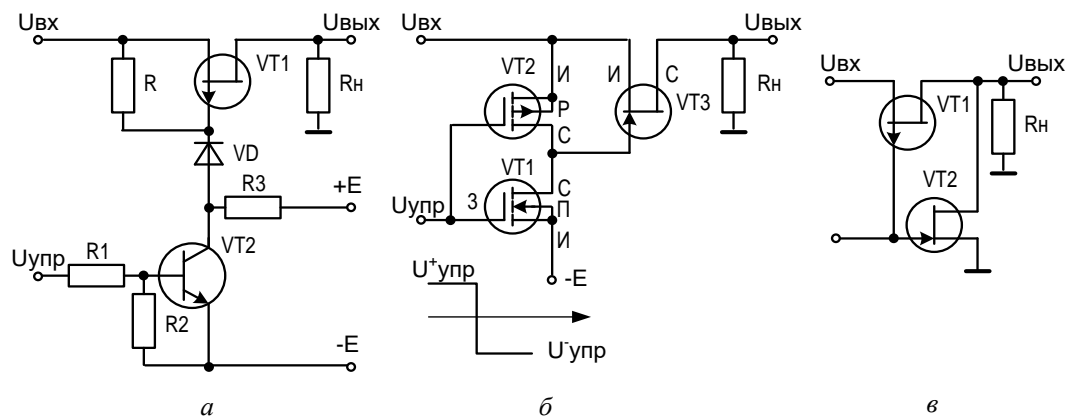


Рисунок 4.32 – Ключи на полевом транзисторе

Схема управления полевым транзистором с  $p$ - $n$  переходом, использующая КМОП-транзисторы, приведена на рис. 4.32, б. Положительный управляющий сигнал открывает каналный транзистор  $VT1$  и закрывает  $p$ -канальный транзистор  $VT2$ . Отрицательное напряжение  $-E$  через небольшое сопротивление открытого транзистора  $VT1$  поступает на затвор ключевого транзистора  $VT2$  и закрывает его. При отрицательном управляющем напряжении  $V_p$  транзистор  $VT1$  закрыт, а  $VT2$  открыт. При

этом затвор и исток кистевого транзистора  $VT3$  закорачиваются через малое сопротивление канала транзистора  $VT2$ , что обеспечивает ротное отпирание транзистора  $VT3$  и исключает модуляцию сопротивления канала напряжением затвор-исток.

Последовательно-параллельный ключ на дополняющих транзисторах представлен на рис. 4.32, *в*. В этой схеме при срабатывании ключа сопротивление нагрузки будет либо подключено к источнику сигнала через  $VT1$  (когда  $VT2$  закрыт), либо шунтировано малым сопротивлением открытого  $VT2$  (когда  $VT1$  закрыт). Таким образом, токи перезаряда паразитных емкостей транзисторов и всей схемы, как и в КМОП логике, будут замыкаться через малые сопротивления источника сигнала и транзисторов, что приведет к быстрому затуханию этих токов и не создаст заметных выбросов напряжения на нагрузке.

Особенностью аналоговых ключей на МОП-транзисторах является сильная зависимость прямого сопротивления от входного аналогового сигнала, что приводит к модуляции проводимости канала входным сигналом и возникновению дополнительных нелинейных искажений (для изменяющихся во времени аналоговых сигналов).

Эффект изменения в зависимости от входного сигнала аналогичен такому же эффекту для полевых транзисторов, однако там с ним было сравнительно легко бороться, так как в открытом состоянии напряжение затвор-исток полевого транзистора должно быть равно нулю, для обеспечения чего достаточно соединить затвор с источником сигнала (рис. 4.31, *а*). Для поддержания в открытом состоянии МОП-транзистора с обогащением ( $p$ -канал) необходимо подавать разность потенциалов, большую его порогового напряжения, что существенно затрудняет борьбу с указанным эффектом. Уменьшить влияние модуляции проводимости канала можно, например, используя относительно большое сопротивление нагрузки ключа.

Примеры последовательных ключей на  $p$ -канальных МОП-транзисторах приведены на рис. 4.32. В этих схемах в качестве управляющего элемента используется биполярный транзистор. В схеме рис. 4.33, *а* при отключении питающего напряжения положительное входное напряжение замыкается на землю через открывающиеся переходы сток (исток) - подложка и внутреннее сопротивление источника  $E$ . Схема рис. 4.33, *б* свободна от этого недостатка. В ней диод  $VD$  обеспечивает

полную изоляцию входа ключа и при отключенном питании ключ полностью размыкается, препятствуя протеканию тока через внутреннее сопротивление источника  $E$ .

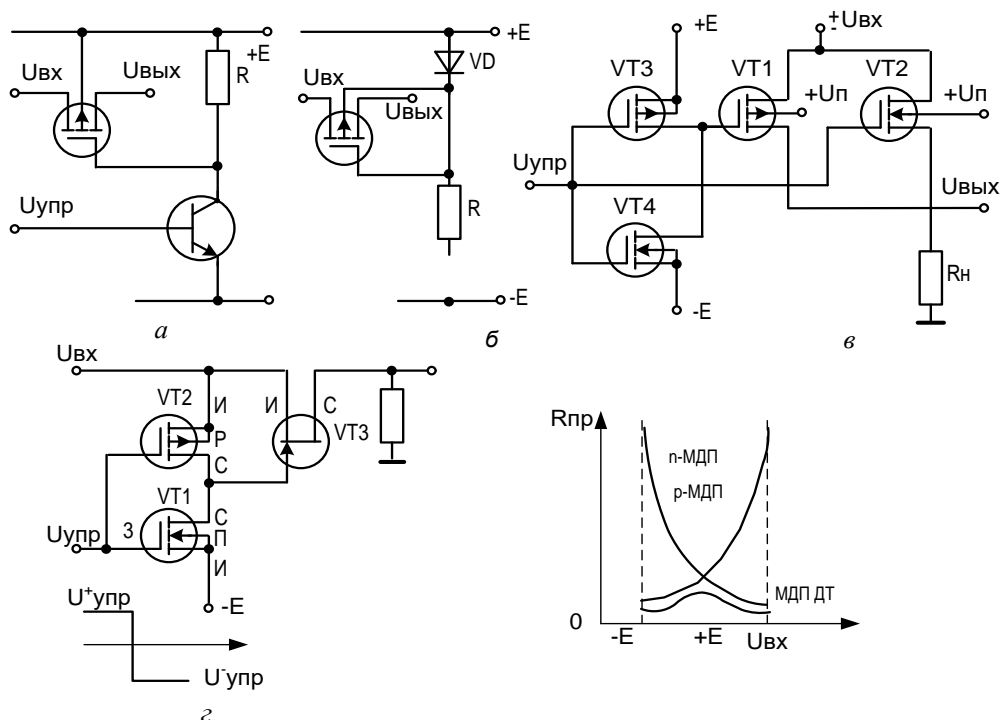


Рисунок 4.33 – Последовательный ключ на  $p$ -канальном МОП-транзисторе

Для уменьшения зависимости сопротивления открытого ключа от коммутируемого напряжения и прохождения управляющих сигналов на выход применяют ключи на комплементарных (дополняющих) КМОП-транзисторах, состоящих из параллельно включенных  $p$ - и  $n$ -канального МОП-транзисторов. На рис. 4.33, в показана схема, позволяющая существенно уменьшить влияние изменения входного аналогового напряжения на значение прямого сопротивления замкнутого ключа. Непосредственно ключ содержит два параллельно включенных транзистора  $VT1$  и  $VT2$  с индуцированными каналами различных типов проводимости (один с  $p$ -, а другой с  $n$ -каналом). Управление ключом осуществляется с помощью инвертора, выполненного на КМОП-транзисторах  $VT3$  и  $VT4$ . При управляющем напряжении  $U_{упр} = -E$  транзистор  $VT4$  закрыт, а  $VT3$  открыт, и аналоговый ключ разомкнут ( $VT1$  и  $VT2$  закрыты). Ключ замыкается при одновременной подаче

отрицательного напряжения на затвор  $p$ -канального МОП-транзистора  $VT1$  и положительного напряжения на затвор  $n$ -канального МОП-транзистора  $VT2$ . Такое состояние ключа будет при подаче управляющего напряжения  $U_{упр} = +E$ . Диапазон изменения входного напряжения для такого ключа  $U_{вх} = \pm E$ . При  $U_{вх} = 0$  напряжение затвор-исток  $VT1 -E$ , а напряжение затвор-исток  $VT2 + E$ . Транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  открыты, а прямое сопротивление замкнутого ключа равно параллельному соединению сопротивлений открытых транзисторов. Когда  $U_{вх} = +E$ , транзистор  $VT2$  закрыт, так как напряжение  $U_{вх} = 0$ , а транзистор  $VT1$  открыт под действием напряжения  $U_{вх} = -E$ . Прямое сопротивление ключа  $R_{пр}$  определяется сопротивлением полностью открытого транзистора  $VT2$  и примерно равно сопротивлению ключа при  $U_{вх} = 0$ . Аналогично, при  $U_{вх} = -E$  транзистор  $VT1$  закрыт, а транзистор  $VT2$  открыт под действием напряжения  $U_{вх} = +E$  и прямое сопротивление остается примерно прежним.

Таким образом, изменение входного напряжения  $U_{вх}$  влияет на сопротивление каналов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  противоположным образом, и в результате прямое сопротивление ключа  $R_{пр}$  меняется в небольших пределах (рис. 4.33,  $z$ ). Рассматриваемая схема позволяет также уменьшить ошибки, связанные с прохождением перепадов управляющих напряжений через паразитные емкости на выход. Действительно, управляющее напряжение на затворах обоих ключевых транзисторов имеет противоположные знаки, и прохождение фронтов его в нагрузку в значительной степени компенсируется.

Ключи на МДП-транзисторах выпускаются в виде интегральных микросхем, например, пятиканальный переключатель 190КЛ1 или сдвоенный двухканальный переключатель типа 190КТ2. Эти ключи могут коммутировать напряжение до 25 В и имеют прямое сопротивление 300 Ом при  $U_{вх} = -20$  В (для ИС 190КТ1) и 50 Ом (для ИС 190КТ2). Ток утечки закрытого канала не превышает 50 нА. Эти ключи не имеют схем управления и поэтому их затруднительно применять в устройствах, где совместно используются низкоуровневые логические схемы (например, ТТЛ). Этот недостаток устранен в двухканальном переключателе напряжения 143КТ1, который содержит ключ на МОП-транзисторе  $n$ -типа и схему управления, которая выполняет функции согласования уровней выходных напряжений ТТЛ-схем и входных МОП-

транзисторов.

Ключи на КМОП-транзисторах также выполняются в виде интегральных микросхем, примерами которых могут служить ИС 176КТ1, 564КТ3. Эти ИС представляют собой четырехканальные ключи, каждый из которых выполнен в виде параллельного соединения МОП-транзисторов различной проводимости, как показано на рис. 4.33, в.

*Аналоговые ключи на оптронах.* В последние годы получают все большее распространение благодаря полной электрической развязке управляющих и информационных цепей и простоте задания одинаковых режимов для обоих транзисторов, включенных в нормальном и инверсном режимах для компенсации остаточного напряжения. В этих схемах оптроны успешно заменяют трансформаторные управляющие цепи.

Схема рис. 4.33, а содержит однотипные транзисторные оптроны, включенные по компенсационному принципу. Фототранзисторы включены встречно, поэтому остаточный потенциал равен разности потенциалов на освещенных фототранзисторах.

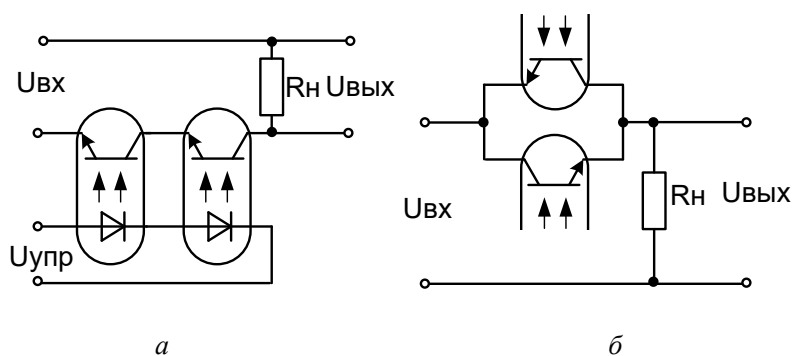


Рисунок 4.34 – Аналоговые ключи на оптронах

В другом варианте (рис. 4.34, б) используется встречно параллельное включение фототранзисторов, которые играют роль ключа, последовательно соединенного с нагрузкой.

## Контрольные вопросы

1. Какой элемент автоматики имеет статическую характеристику, близкую к идеальной?
2. К каким последствиям приводит отличие реальной статической характеристики от идеальной?
3. Приведите классификацию электронных ключей.
4. Перечислите основные требования к ЭК.
5. Какими параметрами характеризуются электронные ключи?
6. Какие параметры диода влияют на динамические свойства диодного ключа?
7. В каких устройствах применяют диодные ключи?
8. Какие логические функции реализуют на диодных ключах?
9. Приведите примеры последовательных ключей на  $p$ -канальных МОП-транзисторах.
10. Ключи на полевых транзисторах.
11. Аналоговые ключи на оптронах.
12. Ключи на биполярных транзисторах.
13. Назначение тиристоров.
14. Принцип работы ключей на комплементарных МОП-транзисторах.
15. Способы повышения быстродействия транзисторных ключей.

## 5. ТРИГГЕРЫ

### 5.1. Общие сведения

Устройство, имеющее два устойчивых состояния, называют *триггером*. В одном из них на выходе триггера присутствует высокий потенциал, в другом – низкий. Аналогично мультивибратору, переход триггера из одного состояния в другое происходит лавинообразно, но только с приходом переключающего (запускающего) сигнала.

Триггер предназначен для хранения одного из двух устойчивых состояний, в которые он переводится внешними запускающими импульсами. По принципу действия триггер напоминает взведенную пружину, которая спускается внешней силой. Отсюда еще одно на звание триггера – спусковое устройство.

В интервале между переключающими сигналами состояние триггера не меняется, т.е. триггер «запоминает» поступление сигнала, отражая это величиной потенциала на выходе. Сказанное дает возможность использовать триггер как *элемент памяти*. Если совокупность триггеров установить в одинаковое (исходное) состояние, а затем на каждый триггер подать сигнал, соответствующий элементу цифрового кода, то на выходах триггеров установятся и могут неограниченно долго присутствовать потенциалы, представляющие этот код в параллельной форме.

При переключении триггера потенциалы на его выходе меняются лавинообразно, т. е. на выходе формируется прямоугольный импульс с крутыми фронтами. Это позволяет использовать триггер как *формирователь прямоугольных импульсов* из напряжения другой формы (например, из синусоидального). При поступлении каждой пары переключающих импульсов потенциал на выходе триггера меняется от высокого к низкому и обратно, т.е. на выходе формируется один импульс. Таким образом, триггер можно использовать как *делитель частоты* переключающих импульсов на два.

Промышленность выпускает разнообразные типы триггеров в интегральном исполнении. Кроме того, они могут быть выполнены на цифровых интегральных микросхемах, операционных усилителях и

дискретных компонентах (среди которых активными элементами являются главным образом транзисторы).

## 5.2. Триггеры на транзисторах

Физические процессы в триггере раскрываются наиболее полно при рассмотрении его схемы на дискретных компонентах. Поэтому первыми рассмотрим такие триггеры.

*Основные схемы транзисторных триггеров.* К основным схемам транзисторных триггеров относятся симметричные триггеры с внешним и автоматическим смещениями и несимметричный триггер.

*Симметричный триггер с внешним смещением.* Схема этого триггера изображена на рис. 5.1, а. Она содержит два резистивных усилительных каскада на транзисторных ключах – инверторах; выход каждого из них связан с входом другого резистивным делителем  $R - R_6$

Легко установить, что при двух открытых транзисторах в схеме имеется положительная обратная связь, которая в сочетании с усилительными свойствами каскадов обеспечивает лавинное протекание процессов.

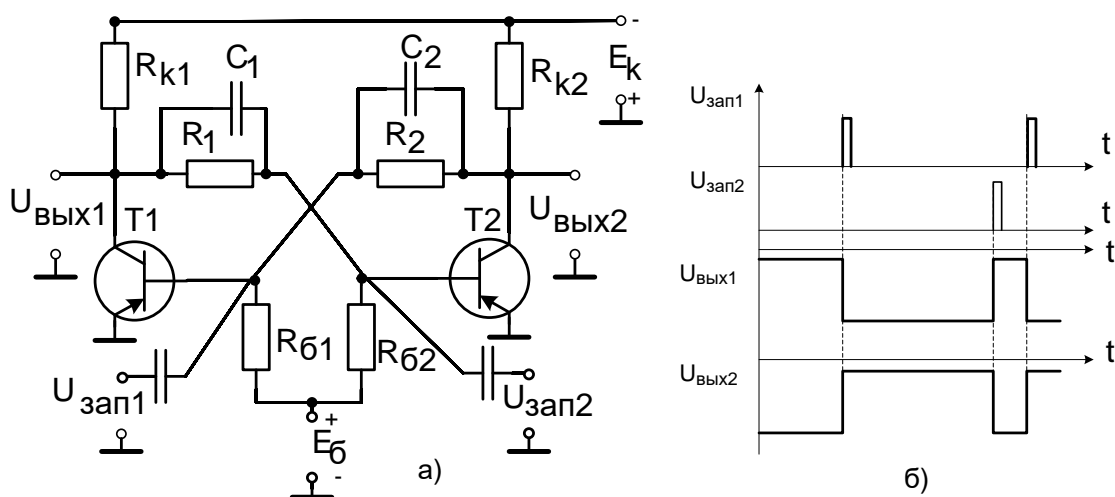


Рисунок 5.1 – Симметричный триггер на транзисторах

Необходимостью создания запирающего напряжения на базе одного из транзисторов в устойчивом состоянии (статике) диктуется введение в схему триггера источника внешнего положительного смещения  $+E_6$

(рис. 5.1, а). Теперь база каждого транзистора имеет потенциал, значение которого лежит между  $+E_6$  и отрицательным потенциалом коллектора другого транзистора. При этом, как будет показано, каждый транзистор сможет оказаться запертым. Наконец, еще одна особенность триггера, обусловленная характером связи между его каскадами, состоит в том, что из-за деления перепадов на резисторах  $R-R_6$  условие самовозбуждения выполняется здесь труднее, чем в мультивибраторе.

Опишем устойчивые состояния схемы и ее переключения.

Предположим, что транзистор  $T_1$  заперт. Тогда при правильно выбранных сопротивлениях делителя  $R_1-R_{62}$  потенциал базы транзистора  $T_2$  может быть достаточно отрицательным для насыщения транзистора. При этом  $U_{K2} \approx 0$  и потенциал базы транзистора  $T_1$  не может быть отрицательным, т. е.  $T_1$  действительно заперт. Этим доказано, что при одном открытом транзисторе другой будет заперт.

Чтобы вывести схему из устойчивого состояния, можно подать положительный запирающий импульс на базу открытого транзистора. Предположим, что такой импульс подан на базу насыщенного сейчас транзистора  $T_1$ . При этом  $T_1$  выйдет из насыщения и потенциал его коллектора станет более отрицательным, через делитель  $R_1-R_{62}$  отрицательный перепад передастся на базу транзистора  $T_2$ , что вызовет отпирание  $T_2$ . Вследствие этого появится ток  $I_{K2}$ , потенциал коллектора  $u_{K2}$  станет менее отрицательным, через делитель  $R_2-R_{61}$  это изменение передастся на базу транзистора  $T_1$ , ток  $I_{K1}$  уменьшится, потенциал коллектора  $U_{K1}$  а следовательно, и базы  $T_2$  станет более отрицательным, ток  $I_{K2}$  возрастет и т. д. Лавинообразный процесс увеличения тока  $I_{K2}$  и уменьшения тока  $I_{K1}$  завершится запирающим транзистора  $T_1$  и отпиранием транзистора  $T_2$ , т. е. переключением триггера в другое устойчивое состояние. Для нового переключения триггера положительный запускающий импульс нужно подать на базу насыщенного сейчас транзистора  $T_2$ .

Временные диаграммы переключающих импульсов и импульсов, формируемых на коллекторах транзисторов, приведены на рис. 5.1, б. Здесь и далее импульсы на временных диаграммах изображены идеальными: длительность фронтов принята равной нулю.

Переключение триггера форсируется ускоряющими конденсаторами  $C_1, C_2$  (рис. 5.1, а). Во время лавинообразного

опрокидывания схемы напряжения на них практически не успевают изменяться – конденсаторы  $C_1, C_2$  представляют собой короткозамкнутые участки цепи. Поэтому изменения тока в базовой цепи транзистора под влиянием скачка напряжения на коллекторе другого плеча ограничиваются только входным сопротивлением транзистора. В отсутствие конденсаторов  $C_1, C_2$  изменения базовых токов ограничивались бы и резисторами  $R_1, R_2$ .

Наряду с этим ускоряющие конденсаторы оказывают и отрицательное влияние. После каждого опрокидывания схемы конденсатор, присоединенный к коллектору закрывшегося транзистора, заряжается, а присоединенный к коллектору открывшегося транзистора разряжается. Это приводит к необходимости увеличивать интервал между двумя запускающими импульсами. Последние следует подавать с таким расчетом, чтобы к приходу очередного импульса напряжения на конденсаторах уже установились.

Кроме того, зарядка ускоряющего конденсатора через коллекторный резистор закрывшегося транзистора приводит к удлинению переднего фронта отрицательного импульса, а длительная разрядка – к искажению заднего фронта. Однако эти процессы длятся значительно меньшее время, чем зарядка и разрядка хранирующих конденсаторов в мультивибраторе; поэтому на форму выходных импульсов они существенного влияния не оказывают.

*Симметричный триггер с автоматическим смещением.* Напряжение, запирающее транзистор, можно получать не от специального источника, а с резистора  $R_3$  в общей эмиттерной цепи (рис. 5.2). Действительно, ток отпертого транзистора создает на этом резисторе напряжение, которое через резистор  $R_6$  прикладывается между базой и эмиттером другого транзистора, запирая его. Чтобы устранить отрицательную обратную связь во время формирования фронтов импульсов, резистор  $R_3$  шунтируется конденсатором  $C_3$ .

В рассматриваемой схеме потенциал эмиттера  $U_3$  через насыщенный транзистор передается его коллектору. Вследствие этого потенциал коллектора меняется от  $U_k \approx -E_k$  (транзистор заперт) до  $U_k \approx -U_3$  (транзистор отперт). В результате амплитуда формируемого импульса:  $U_m \approx E_k - U_3$ , что меньше амплитуды импульса  $U_m \approx E_k$  на выходе схемы (см. рис. 5.1, а).

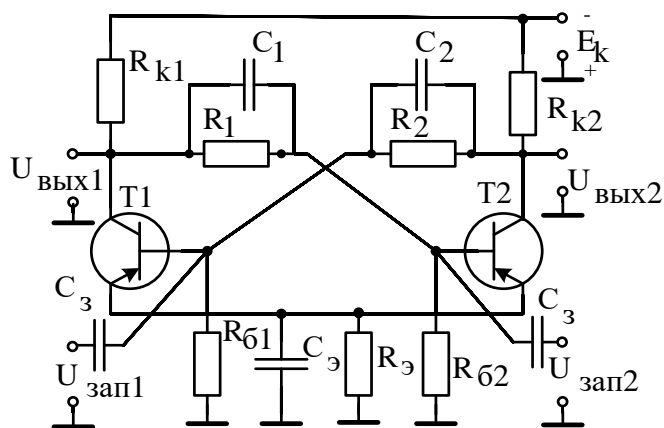


Рисунок 5.2 – Триггер с автоматическим смещением

Триггер (см. рис. 5.1, а и 5.2) имеет два выхода. Потенциалы на них взаимно инвертированы: высокий потенциал на одном выходе соответствует низкому потенциалу на другом (см. рис. 5.1, б). Один из выходов называют основным (и обычно обозначают буквами Q или P), другой – инверсным (обозначают буквами Q или P).

О состоянии триггера судят по состоянию его основного выхода. Если на нем установился потенциал, кодируемый логической единицей, то говорят, что триггер находится в состоянии единицы и часто обозначают это как  $Q = 1$  (или  $P = 1$ ).

Вход, по которому запускающий импульс переключает триггер в состояние  $Q=1$ , называют входом установки триггера в единицу и обозначают буквой S. Другой называют входом установки триггера в нуль и обозначают буквой R. Входы S и R являются информационными: через них в триггер поступает информация, выраженная наличием или отсутствием переключающего сигнала.

Триггеры (см. рис. 5.1, а и 5.2) называют триггерами с установочными входами или RS-триггерами.

Условное графическое обозначение (УГО) их приведено на рис. 5.3, а; верхний на рисунке выход триггера – основной, нижний (обозначенный кружком) – инверсный. Треугольниками на входах триггера отмечено, что он переключается по фронту положительного запускающего импульса: для развития процесса переключения достаточно весьма короткий импульс (по существу, фронт запускающего импульса).

Если переключение осуществляется по отрицательному фронту (как, например, в триггере на транзисторах *n-p-n*-типа), то острие треугольника направляют от условного изображения триггера (рис. 5.3, б). Заметим, что входы триггера, по которым он переключается фронтом импульса, называют динамическими.

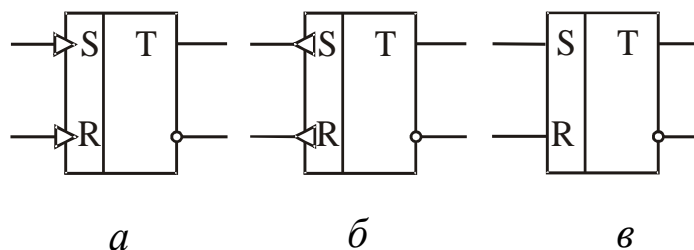


Рисунок 5.3 – УГО RS-триггера

Если переключение триггера осуществляется установившимся уровнем запускающего сигнала (т.е. требует большой длительности сигнала), то входы триггера называют статическими и на условном изображении треугольником их не отмечают (рис. 5.3, в).

Несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Схема такого триггера приведена на рис. 5.4, а. Здесь перепады напряжения с левого плеча на правое передаются, как обычно, через делитель  $R - R_{62}$ , а с правого на левое плечо – через общий резистор  $R_3$  в цепи обоих эмиттеров. Шунтировать этот резистор конденсатором нельзя; в противном случае напряжение на  $R_3$  не сможет быстро изменяться. Конденсатор  $C$  является ускоряющим. Делитель  $R_1 - R_2$  обеспечивает необходимый режим работы транзистора  $T$ .

Данная схема, как и рассмотренные ранее, обладает двумя устойчивыми состояниями. Рассмотрим, как обеспечиваются эти состояния.

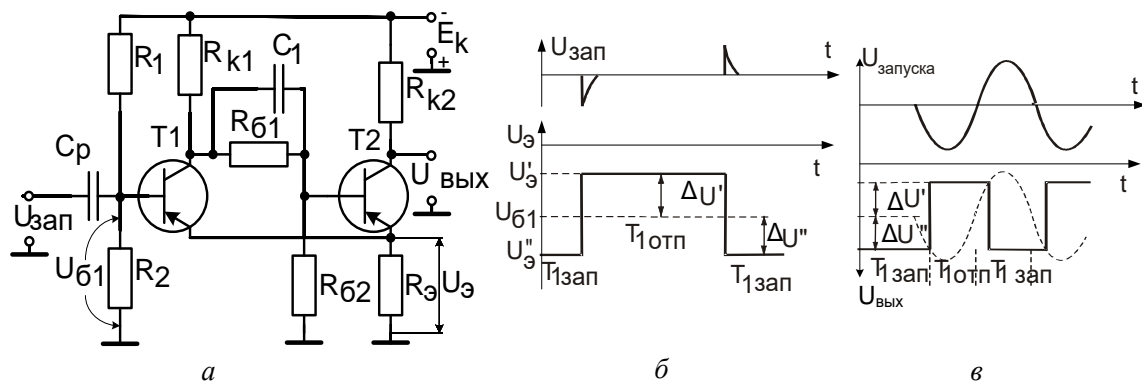


Рисунок 5.4 – Триггер Шмитта

Каждый транзистор схемы будет заперт, если его эмиттер имеет более отрицательный потенциал, чем база. Пусть, например, транзистор  $T_1$  насыщен; тогда потенциал его коллектора можно считать равным отрицательному потенциалу эмиттеров ( $U_{к1} \approx U_э$ ). Напряжение  $U_{к1}$  делится цепью  $R - R_{62}$  и лишь часть его подается на базу транзистора  $T_2$ :

$$U_{б1} = \frac{U_э}{R + R_{62}} R_{62}. \quad (5.1)$$

Таким образом, база  $T_2$  имеет менее отрицательный потенциал, чем эмиттер, так что при открытом транзисторе  $T_1$  транзистор  $T_2$  заперт.

Когда открыт и насыщен транзистор  $T_2$ , то  $T_1$  заперт только в том случае, если напряжение на эмиттерах  $|U''_э|$  превышает по абсолютному значению напряжение на базе  $|U_{б1}|$ . Это условие выполняется подбором сопротивлений плеч делителя  $R_1 - R_2$  и тока насыщения транзистора  $T_2$ .

Рис. 5.4, б иллюстрирует разные состояния триггера. Когда транзистор  $T_1$  открыт,  $|U_{б1}| > |U'_э|$ ; если же  $T_1$  заперт,  $|U_{б1}| < |U''_э|$ . Так как  $U_{б1} = \text{const}$ , то из двух приведенных неравенств следует, что  $|U''_э| > |U'_э|$ .

Чтобы запереть открытый транзистор  $T_1$ , нужно сообщить его базе положительный потенциал, больший разности  $|U_{б1}| - |U'_э|$ . Чтобы отпереть этот транзистор, нужно сообщить его базе отрицательный потенциал, превышающий разность  $|U''_э| - |U_{б1}|$ .

Изменяя параметры схемы, можно регулировать разности напряжений  $\Delta U' = |U_{б1}| - |U'_э|$  и  $\Delta U'' = |U''_э| - |U_{б1}|$ .

При  $\Delta U' = \Delta U''$  триггер может переключаться разнополярными напряжениями одинакового уровня. При  $\Delta U' \neq \Delta U''$  переключение осуществляется разнополярными напряжениями разных значений.

Переход триггера из одного состояния в другое происходит следующим образом. Пусть на базу открытого транзистора  $T_1$  подается положительный импульс, под действием которого транзистор выходит из насыщения и потенциал его коллектора становится более отрицательным. Это изменение подается через делитель  $R - R_{62}$  на базу транзистора  $T_2$ , что увеличивает его ток  $I_{Э2}$ . В результате увеличивается напряжение на резисторе  $R_3$ , так что транзистор  $T_1$  дополнительно прикрывается, и т. д. Процесс завершается тем, что  $T_1$  запирается, а  $T_2$  – насыщается. Аналогично протекает и обратное лавинообразное опрокидывание.

Во время лавины напряжение на  $R_3$  меняется под действием двух противоположно изменяющихся токов, один из которых увеличивается (в рассмотренном случае  $I_{Э2}$ ), а другой – уменьшается ( $I_{Э1}$ ). Однако, несмотря на это, процесс развивается в нужном направлении, так как изменение тока  $\Delta I_{Э2}$  всегда превышает  $\Delta I_{Э1}$ . Действительно, изменение напряжения между базой и эмиттером транзистора  $T_1$  равно изменению напряжения на резисторе  $R_3$ . Изменение же напряжения между базой и эмиттером транзистора  $T_2$  (при правильно подобранных элементах схемы) намного больше, ибо на базу  $T_2$  передаются усиленные перепады напряжения с коллектора  $T_1$ . Поэтому если транзистор  $T_1$  запирается, а  $T_2$  отпирается, то ток  $I_{Э2}$  увеличивается в большей степени, чем уменьшается ток  $I_{Э1}$ . В результате напряжение на резисторе  $R_3$  в процессе опрокидывания увеличивается и транзистор  $T_1$  действительно запирается.

Выходные импульсы снимаются с коллектора транзистора  $T_2$ , не связанного непосредственно с другими элементами схемы. Благодаря этому нагрузка не оказывает на нее существенного влияния.

Триггер Шмитта часто используют для формирования прямоугольных импульсов из напряжения произвольной формы, в частности синусоидального. Как только под действием  $U_{зап}$  (рис. 5.4, в) потенциал базы транзистора  $T_1$  станет равным потенциалу эмиттера ( $U_{61} = U''_э$ ), транзистор  $T_1$  отпирается и схема лавинообразно опрокидывается. При этом на выходе триггера формируется крутой фронт импульса. В результате опрокидывания транзистор  $T_1$  насыщается, а  $T_2$  запирается. При этом потенциал эмиттера принимает значение  $U'_э$ . В то время как

транзистор  $T_2$  остается запертым, на выходе формируется плоская вершина импульса. Когда под действием  $U_{\text{зап}}$  потенциал базы  $T_1$  сравняется с новым значением потенциала эмиттера ( $U_{61} = U'_э$ ), начнется новый лавинообразный процесс – формирование заднего фронта импульса, после чего схема вернется в первоначальное состояние.

Легко заметить, что при синусоидальном напряжении на входе моменты опрокидывания определяются значениями  $\Delta U'$  и  $\Delta U''$  (рис. 5.4, в). Если  $\Delta U' = \Delta U''$ , то  $T_1$  одинаковое время пребывает в отпертом и запертом состоянии. При  $\Delta U' \neq \Delta U''$  длительности импульса и паузы различны.

Благодаря лавинообразному формированию фронтов триггер Шмитта – по сравнению с ограничителями амплитуды – обеспечивает лучшую форму импульсов при синусоидальном напряжении на входе.

Триггер Шмитта можно использовать как пороговое устройство: если входной сигнал достигает определенного порога, то триггер переключается. Величину порога можно менять, изменяя потенциал базы транзистора  $T_1$  (см. рис. 5.4, а) с помощью резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ . Из сказанного ранее легко определить величину порога для положительного и отрицательного входных сигналов.

*Запуск транзисторных триггеров.* Запуск триггера можно производить, запирая насыщенный транзистор или отпирая предварительно запертый.

Первый вариант предпочтительнее: на отпертый транзистор с весьма малым входным сопротивлением переключаящий импульс воздействует меньшее время, чем при втором варианте. Этим уменьшается энергия, потребляемая от генератора запуска. Кроме того, в этом случае ускоряющие конденсаторы могут иметь меньшую емкость, что сокращает время установления напряжений в схеме после опрокидывания.

Переключаящий импульс должен иметь ограниченную длительность, с тем чтобы не влиять на схему после возникновения лавинообразного процесса. Поэтому составной частью цепей запуска часто являются дифференцирующие (укорачивающие) цепи. В указанном смысле цепи запуска (см. рис. 5.1, а и 5.2) полными не являются.

Запуск триггера может быть раздельным и счетным.

*Раздельный запуск.* Такой запуск триггера показан на рис. 5.1, а и 5.2. Он необходим, когда по принципу работы устройства сигналы, переключающие триггер в состояния 1 и 0, поступают с двух

точек схемы. Триггер с раздельным запуском, в цепях которого установлены дифференцирующие цепи ( $C_1R_1$  и  $C_2R_2$ ), изображен на рис. 5.5.

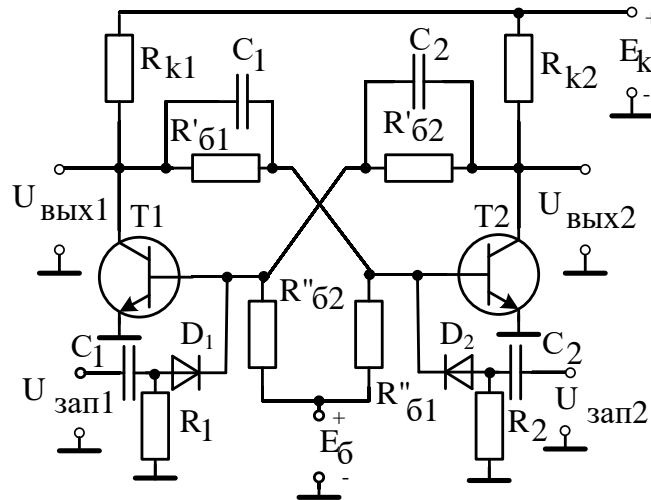


Рисунок 5.5 – Схема раздельного запуска по базам

Вследствие дифференцирования входных импульсов на резисторе  $R_1$  ( $R_2$ ) выделяются разнополярные остроконечные импульсы, что создает опасность вторичного переключения триггера от одного входного импульса. Такая опасность устраняется с помощью разделительных диодов  $D_1$  и  $D_2$ , пропускающих на базы транзисторов импульсы только одной полярности.

Положительный прямоугольный импульс, поступающий на один из входов, дифференцируется и соответствующий фронту положительный остроконечный импульс через разделительный диод ( $D_1$  или  $D_2$ ) воздействует на базу насыщенного транзистора. Последний выходит из насыщения, развивается лавинообразный процесс и схема опрокидывается.

Следующее переключение схемы произойдет под действием импульса, поступившего на другой вход.

*Счетный запуск.* Счетный запуск осуществляется импульсом определенной полярности, поступающим на общий вход обоих плеч триггера. Часто такой триггер сокращенно называют счетным (Т-триггером). Термин «счетный» соответствует тому, что совокупность подобных триггеров применяется для счета импульсов. Как и при

раздельном запуске, переключение триггера произойдет, если запускающий сигнал поступит на базу того транзистора, с которого оно должно начаться (положительный запускающий импульс должен поступить на базу насыщенного транзистора). Задача цепи запуска – направить каждый запускающий сигнал в нужном направлении. Кроме того, она должна устранить опасность повторного переключения от одного запускающего импульса, еще присутствующего на общем входе уже после опрокидывания триггера.

На рис. 5.6 изображена схема триггера, цепь запуска которого решает указанные задачи. Принцип действия ее состоит в том, что за счет конденсатора «памяти» запускающий импульс попадает через диод на базу только того транзистора, с которого должно начаться переключение; после него, благодаря другому конденсатору «памяти», второй диод не пропускает тот же запускающий импульс к базе другого транзистора.

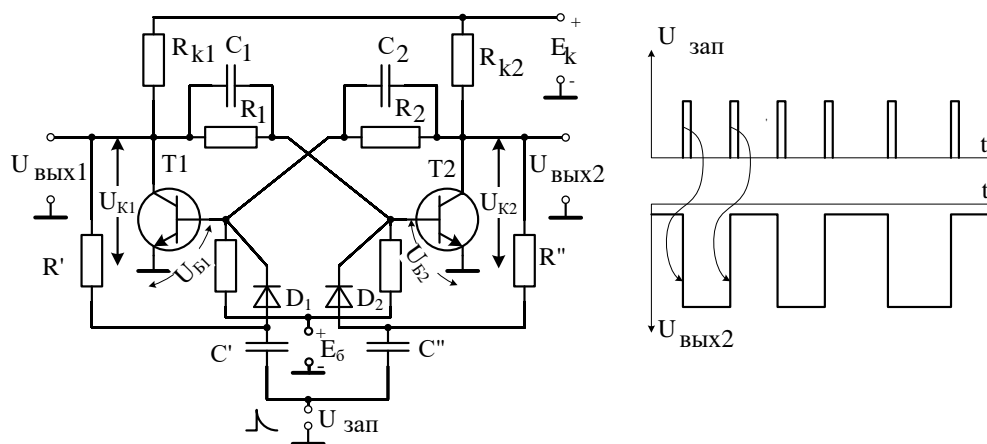


Рисунок 5.6 – Схема общего запуска по базам

Рассмотрим подробнее работу этой схемы. Ее цепь запуска содержит диоды  $D_1$  и  $D_2$ , конденсаторы памяти  $C'$  и  $C''$  и резисторы  $R'$  и  $R''$ . Предположим, что в одном из устойчивых состояний триггера транзистор  $T_1$  насыщен, а  $T_2$  заперт ( $U_{K1} \approx 0$ ;  $U_{\delta 1} < 0$ ;  $U_{K2} \approx -E_K$ ;  $U_{\delta 2} > 0$ ). При этом анод диода  $D_2$  имеет потенциал  $U_{K1} \approx -E_K$ , а его катод – потенциал  $U_{\delta 1} < 0$ , так что  $D_1$  открыт. Анод диода  $D_2$  имеет потенциал  $U_{K2} \approx -E_K$ , а катод – потенциал  $U_{\delta 2} > 0$ , так что  $D_2$  надежно заперт напряжением  $U \approx E_K$ . Через резисторы  $R_{k2}$ ,  $R''$  и выходное сопротивление генератора запуска конденсатор  $C''$  заряжен до напряжения  $U_{c''} \approx -E_K$ . Напряжение на конденсаторе  $C'$   $U_{c'} \approx 0$ .

Положительный запускаящий импульс проходит через приоткрытый диод  $D_1$  на базу транзистора  $T_1$ . В результате  $T_1$  выходит из насыщения, ток его уменьшается, потенциал коллектора становится более отрицательным – отрицательный перепад передается на базу транзистора  $T_2$  и последний отпирается. Через два отпертых транзистора замыкается петля положительной обратной связи – возникает лавинообразный процесс, который приводит к переключению триггера: транзистор  $T_1$  запирается, а транзистор  $T_2$  переходит в режим насыщения.

Вслед за этим обратного опрокидывания не произойдет. Действительно, после отпираания  $T_2$  к аноду диода  $D_2$  кроме запускаящего импульса приложено запирающее напряжение с конденсатора  $C''$ , состояние которого за время опрокидывания не изменяется. Поэтому к открывшемуся транзистору  $T_2$  положительный импульс с входа сейчас не пройдет.

После переключения триггера конденсаторы  $C''$  и  $C'$  начнут перезаряжаться через резисторы  $R''$  и  $R'$ . После перезаряда напряжения на конденсаторах примут значения:  $U_{C'} \approx -E_k$ ,  $U_{C''} \approx 0$ . Значительно раньше закончится запускаящий импульс, а следующий сумеет пройти только через диод  $D_2$  на базу отпертого сейчас транзистора  $T_2$ .

Таким образом, в рассмотренной схеме диоды  $D_1$  и  $D_2$  пропускают каждый запускаящий импульс только на базу отпертого транзистора, а конденсаторы  $C'$  и  $C''$ , «запоминая» состояние, в котором схема находилась до переключения, препятствуют обратному опрокидыванию ее под действием еще не закончившегося импульса запуска.

Временные диаграммы триггера со счетным запуском приведены на рис. 5.6. Из них следует, что каждой паре входных запускаящих импульсов соответствует один импульс на выходе, т. е. триггер делит на два количество поступающих на вход импульсов.

*Быстродействие транзисторных триггеров.* Быстродействие триггера измеряется в герцах и оценивается наибольшим числом переключений, которое может быть осуществлено в одну секунду. Оно является одной из важных характеристик триггера, определяющих возможность его использования в устройствах импульсной и вычислительной техники, автоматики и т. д.

Быстродействие обратно пропорционально разрешающему времени – минимальному временному интервалу, за который триггер изменяет свое

состояние на противоположное. Если разрешающее время триггера больше паузы между соседними запускающими импульсами, то под действием второго из них переключения не произойдет.

*Стадии переключения триггера.* Разрешающее время равно сумме длительностей стадий переключения. Процесс переключения можно разделить на четыре стадии, качественное описание которых дается далее.

*Стадия рассасывания* начинается с момента воздействия запускающего импульса на базу открытого транзистора и заканчивается выходом его из насыщения. Во время этой стадии ( $t_p$ ) ток и потенциал коллектора практически не меняются. Длительность рассасывания уменьшается с увеличением запирающего (втекающего в базу) тока  $I_{вх}$  генератора переключающих импульсов и возрастает с увеличением степени насыщения  $S$  транзистора.

*Стадия подготовки* начинается с момента выхода из насыщения открытого транзистора и продолжается до отпирания запертого прежде транзистора. Длительность ее ( $t_{п}$ ) тем меньше, чем меньше напряжение  $U_{бзап}$  которым заперт данный транзистор и чем быстрее изменяется напряжение на коллекторе противоположного транзистора, передаваемое на базу данного. Поэтому, в частности, ограничивают напряжение источника, запирающего транзистор:  $E_б \leq (0,1 \div 0,2)E_к$ .

*Стадия опрокидывания* характеризуется лавинообразным изменением токов и напряжений в схеме, когда оба транзистора находятся в активном режиме и через них замыкается петля положительной обратной связи. Заканчивается эта стадия запирающим одним из транзисторов. Длительность ее ( $t_0$ ) зависит от инерционности транзисторов.

*Стадия установления* завершает переключение триггера. В течение этой стадии достигают установившихся значений три напряжения: на коллекторах обоих транзисторов и на базе закрывшегося транзистора.

*Напряжение на коллекторе закрывшегося транзистора* (например,  $T_1$  на рис. 5.1, а) достигает значения  $U_{к1} \approx -E_к$  постепенно (рис. 5.7) из-за наличия конденсатора  $C_1$ . После переключения триггера конденсатор  $C_1$  дозарядается от источника  $E_к$  через открытый эмиттерный переход  $T_2$  и резистор  $R_{к1}$ , на котором ток зарядки создает напряжение (аналогично было в мультивибраторе).

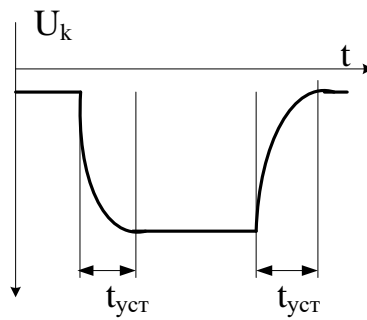


Рисунок 5.7 – Напряжение на коллекторе закрывшегося транзистора

Напряжение на коллекторе открывающегося транзистора ( $T_2$ ) достигает значения  $U_{k2} \approx 0$  постепенно (рис. 5.7) из-за того, что его коллекторный ток нарастает экспоненциально.

Длительности установления на коллекторе отрицательного ( $t_{уст}^{(-)}$ ) и положительного ( $t_{уст}^{(+)}$ ) перепадов напряжения показаны на рис. 5.7.

Напряжение на базе закрывшегося транзистора (например,  $T_1$ ) достигает установившегося значения постепенно из-за разрядки ускоряющего конденсатора противоположного плеча ( $C_2$ ). Эта разрядка происходит через резистор  $R_2$  и одновременно через резистор  $R_{б1}$  – источник  $E_6$  – транзистор  $T_2$ . Ток разрядки создает на резисторе напряжение, за счет которого потенциал базы закрывшегося транзистора  $T_1$  выше того значения, которое будет в установившемся режиме. Последний наступит после разрядки конденсатора.

Время, занимаемое стадией установления, определяется самым длительным из процессов установления трех напряжений: обычно на коллекторе или базе закрывшегося транзистора.

Разрешающее время (определяющее минимально допустимый интервал между запускающими импульсами):  $t_{разп} = t_p + t_n + t_o + t_{уст}$

Обычно стадия установления занимает большую часть времени переходного процесса и определяет разрешающее время.

Разрешающее время а, следовательно, и быстродействие триггера зависит от инерционности транзисторов, а также от величин емкостей

конденсаторов и сопротивлений резисторов схемы, определяющих длительности перезарядки конденсаторов.

Основными методами повышения быстродействия транзисторных триггеров являются: использование высокочастотных транзисторов, устранение насыщения, уменьшение времени установления напряжения на ускоряющих конденсаторах.

*Схемы быстродействующих триггеров.* На рис. 5.8 изображена схема триггера, в которой каскады являются ненасыщенными ключами с нелинейной отрицательной обратной связью. Подробно такие ключи (на транзисторах *n-p-n*) рассмотрены в данном пособии ранее. В схеме (рис. 5.8) отрицательная обратная связь создается открывающимся диодом ( $D_1$  или  $D_2$ ) в процессе отпирания каждого транзистора. При этом коллектор транзистора (например,  $T_1$ ) через диод  $D_1$  и резистор  $R''$  подключается к базе.

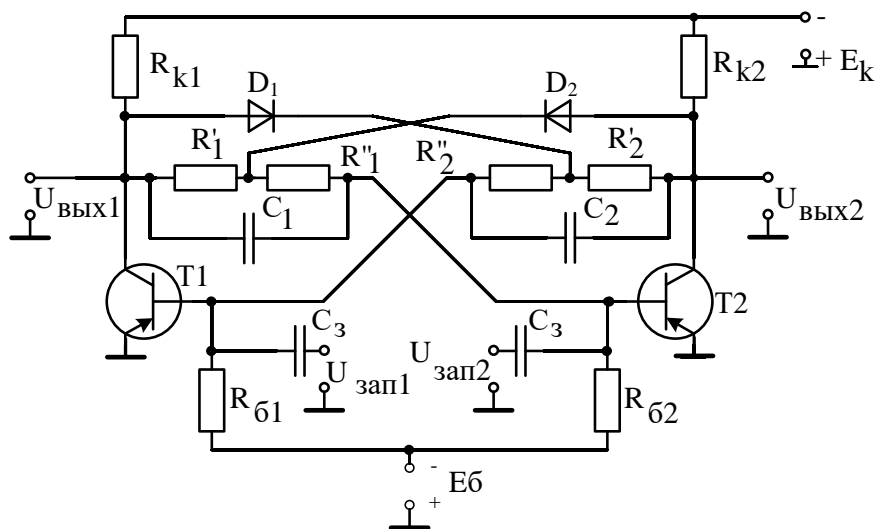


Рисунок 5.8 – Схемы быстродействующих триггеров

Каждое верхнее по схеме плечо цепи связи составляется двумя резисторами ( $R'_1$ ,  $R''_1$  и  $R'_2$ ,  $R''_2$ ), к точке соединения которых подключен катод диода. При этом если отпирается, а  $T_2$  запирается, то катод диода окажется более отрицательным, чем база  $T_1$ . В результате диод откроется раньше, чем напряжение коллектор – база  $T_1$  окажется положительным, т. е. насыщение  $T_1$  будет устранено. Аналогично будет открываться диод  $D_2$  при отпирании транзистора  $T_2$  и запираении транзистора  $T_1$ .

На рис. 5.9 приведена схема триггера с эмиттерными повторителями, за счет которых существенно уменьшается время установления напряжений на ускоряющих конденсаторах. Коллектор каждого плеча триггера (транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ ) связан с базой другого плеча через эмиттерный повторитель (транзисторы  $T_3$  и  $T_4$ ).

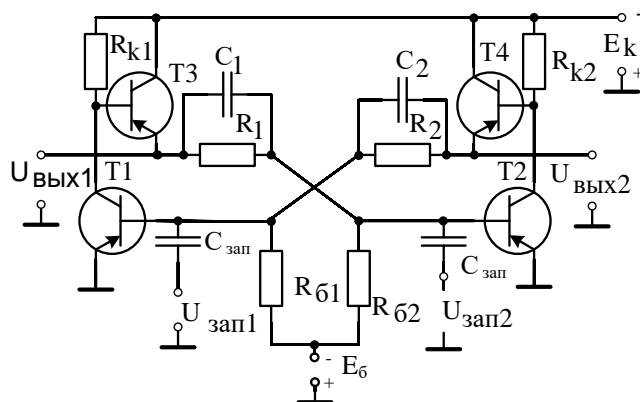


Рисунок 5.9 – Схема триггера с эмиттерными повторителями

За счет малого выходного сопротивления  $R_{вых}$  эмиттерного повторителя уменьшаются: длительность фронта импульса, так как зарядка каждого ускоряющего конденсатора  $C_1$   $C_2$  происходит через  $R_{вых}$ , а не через  $R_k$  (как в обычной схеме); длительность среза импульса, потому что отпирание транзистора триггера осуществляется током, усиленным эмиттерным повторителем. Благодаря этому максимальная частота переключений данной схемы в 1,5-1,7 раза больше обычной.

В рассмотренной схеме выходное напряжение целесообразно снимать с выхода эмиттерного повторителя: оно несущественно отличается от напряжения на коллекторе триггера, но за счет малого выходного сопротивления эмиттерного повторителя меньше зависит от сопротивления нагрузки.

## Контрольные вопросы

1. Назначение триггера?
2. В каком качестве используется триггер?
3. В чем суть лавинообразного процесса в триггере?
4. Назовите возможные состояния транзисторов триггера.
5. Почему запускающие импульсы лучше подавать на базу закрытого транзистора?
6. Какие факторы влияют на крутизну фронта (среза)?
7. Назовите причины задержки на переключение триггера.
8. Чем определяется уровень логического нуля и уровень логической единицы в триггере?
9. Чем определяется максимальная частота переключения триггера?
10. В чем суть счетного режима?
11. Что произойдет, если питание выключить, а затем снова включить?
12. Как протекают токи через коллекторный резистор, если на выходе логический ноль, и – логическая единица?
13. Чем определяется потребление триггера в режиме покоя?
14. Что такое гистерезис в триггере Шмитта? Зачем он нужен?
15. На что влияет эмиттерный резистор в триггере Шмитта?
16. От чего зависит ширина гистерезиса в триггере Шмитта?
17. Почему при повышении частоты переключения транзисторы триггера сильнее нагреваются?
18. Что способствует повышению частоты переключения триггера?

## 6. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

### 6.1. Общие характеристики и принципы построения генераторов импульсных сигналов

Генераторы импульсных сигналов, или генераторы импульсов, предназначены для получения от источника питания постоянного напряжения электрических колебаний резко несинусоидальной формы, называемых релаксационными. Для таких колебаний характерно наличие участков сравнительно медленного изменения напряжения и участков, на которых напряжение изменяется скачкообразно. В этом случае закон изменения напряжения (тока) приближенно описывается функцией с разрывом первого рода.

Для импульсных генераторов характерно наличие внешней или внутренней положительной обратной связи, обуславливающей возможность их самовозбуждения и скоротечный (лавинообразный, регенеративный) процесс перехода активных элементов генератора из одного крайнего (закрытого, открытого) в другое (открытое, закрытое) состояние. Во время такого лавинообразного процесса происходит быстрое (скачкообразное) изменение напряжения (тока) на некоторых элементах генератора.

Импульсные генераторы делятся на генераторы прямоугольных, трапецеидальных, треугольных, пилообразных импульсов и импульсов некоторых других форм (рис. 6.1). В импульсной технике вычислительных устройств и устройств автоматики чаще всего используются генераторы прямоугольных и пилообразных импульсов, а также их разновидности, с разными соотношениями длительности импульсов и их фронтов – трапецеидальные и треугольные.

Импульсные генераторы могут работать в трех основных режимах: автоколебательном, ждущем и в режиме синхронизации.

Автоколебательные генераторы импульсов после самовозбуждения генерируют последовательность импульсов, параметры которых (амплитуда, частота повторения, длительность, скважность) определяются только параметрами элементов схемы генератора.

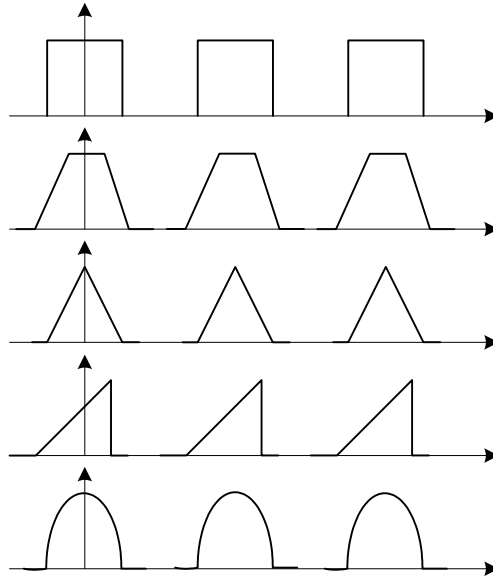


Рисунок 6.1 – Формы импульсов

Ждущие (заторможенные) генераторы генерируют импульсы, период повторения которых определяется периодом повторения запускающих импульсов, а параметры каждого импульса (амплитуда, длительность, форма) зависят только от параметров схемы генератора.

В режиме синхронизации генератор вырабатывает импульсы, частота которых равна или кратна частоте синхронизирующего сигнала. Поэтому такие генераторы часто используются в качестве делителей частоты. Наряду с генераторами импульсов, вырабатывающими одну или две последовательности импульсов, находящихся в противофазе, применяются генераторы, предназначенные для получения нескольких импульсных последовательностей, сдвинутых по фазе друг относительно друга на некоторую произвольную величину, в общем случае не равную  $180^\circ$ . Такие генераторы называются генераторами многофазных импульсов или просто многофазными

Принцип построения генераторов импульсов основан на использовании усилителей-четырёхполюсников с положительной обратной связью или двухполюсников, вольт-амперная характеристика которых имеет падающий участок, обуславливающий отрицательное дифференциальное сопротивление двухполюсника. При этом быстропротекающие (лавинообразные, регенеративные) процессы формирования фронта и среза импульсов определяются параметрами

активного четырехполюсника или двухполюсника, а сравнительно медленные процессы, связанные с формированием длительности импульсов и паузы между импульсами (для автоколебательных генераторов импульсов), определяются в основном параметрами специально используемых времязадающих (хронирующих) цепей. В четырехполюсниках эти цепи служат одновременно элементами внешней положительной обратной связи и включаются между входами и выходами активных элементов, составляющих эти четырехполюсники. В качестве времязадающих можно использовать емкостно-резисторные или индуктивно-резисторные линейные формирующие цепи, линии задержки и колебательные контуры. В большинстве генераторов импульсов в качестве времязадающих используются RC-цепи, что объясняется их простотой и технологичностью изготовления. Индуктивно-резисторные цепи и колебательные LC-контуры используются существенно реже и в основном в генераторах импульсов на активных двухполюсниках, что объясняется плохой технологичностью катушек индуктивности.

Кроме времязадающих цепей, структура генераторов импульсов, как правило, содержит источник постоянного напряжения, пороговые элементы и ключи.

В однофазных генераторах (генераторах с одним выходом) времязадающая цепь используется для формирования, как импульса, так и паузы. В парафазных генераторах (генераторах с двумя взаимоинверсными выходами, импульсные последовательности на которых сдвинуты друг относительно друга на  $180^\circ$ ) применяются две времязадающие цепи, одна из которых используется для формирования импульса на одном выходе и соответственно паузы на втором выходе, а вторая, наоборот, для формирования импульса на втором выходе и соответственно паузы на первом выходе.

Процессы, протекающие в однофазном генераторе, можно представить в следующем виде. Под действием источника питания происходит запасание энергии (заряд) времязадающей цепи. Когда напряжение на ней или ток, проходящий через нее, достигнет порогового значения, срабатывает пороговый элемент и ключ переходит из одного состояния в другое, противоположное первоначальному. Начинается перезаряд накопительного элемента времязадающей цепи и, когда величина заряда достигнет нового порогового значения, установившегося

в момент изменения состояния ключа, схема возвращается в первоначальное состояние. После этого процесс повторяется.

В парафазных генераторах времязадающие цепи работают поочередно. В то время, как в одной из времязадающих цепей происходит изменение заряда, определяющее формирование импульса на первом выходе генератора и соответственно паузы на втором, накопительный элемент второй времязадающей цепи подготавливается к рабочему циклу в следующем такте работы. Когда заряд по первой времязадающей цепи достигает порогового значения, происходит опрокидывание схемы и начинается изменение заряда во второй времязадающей цепи, а первая в это время восстанавливает свое исходное состояние.

Различные типы генераторов отличаются друг от друга видами времязадающих цепей, пороговых и ключевых элементов, а также видами медленных переходных процессов во времязадающих цепях, от которых зависит длительность импульсов или их период следования. Эти переходные процессы можно разделить на следующие основные виды:

– заряд предварительно разряженного конденсатора через резистор до порогового напряжения  $U_{пор}$ , остаточное (начальное) напряжение на конденсаторе при этом может быть как нулевым, так и отличным от нуля (рис. 6.2, а и б);

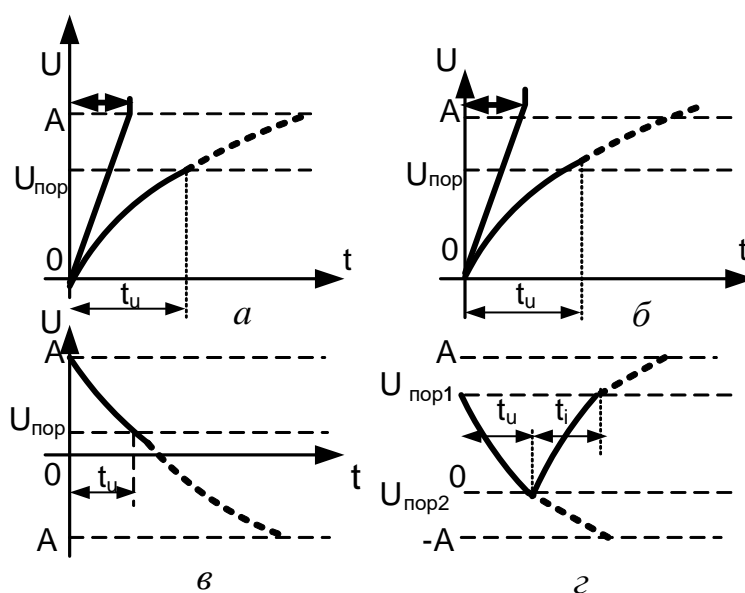


Рисунок 6.2 – Переходные процессы генераторов

– разряд предварительно заряженного конденсатора через резистор до порогового напряжения  $U_{\text{пор}}$ , величина которого близка к нулю, конденсатор при разряде стремится разрядиться до нулевого напряжения или перезарядиться до напряжения противоположного знака, но не перезаряжается, так как в момент уменьшения напряжения на нем до  $U_{\text{пор}}$  происходит изменение состояния схемы и на конденсаторе быстро восстанавливается первоначальное напряжение (рис. 6.2, в);

– перезаряд конденсатора через резистор под действием напряжений  $E$  и  $-E$  (рис. 6.2, г); при этом в моменты, когда напряжение на конденсаторе достигает величины  $U_{\text{пор1}}$  или  $U_{\text{пор2}}$ , происходит изменение состояния схемы и конденсатор подключается к источнику напряжения противоположного знака.

Так как переходные процессы во времязадающих цепях во всех рассмотренных случаях описываются дифференциальными уравнениями первого порядка, для определения длительности переходных процессов  $t_{\text{н}}$  и  $t_{\text{п}}$  можно пользоваться известным уравнением

$$t_{\text{г}} = \tau \ln \frac{U_{(\infty)} - U(0)}{U_{(\infty)} - U_{\text{н}}}, \quad (6.1)$$

где  $\tau$  – постоянная времени времязадающей цепи;  $U(0)$  – напряжение на конденсаторе в момент коммутации;  $U_{(\infty)}$  – напряжение, к которому заряжается (или перезаряжается) конденсатор;  $U_{\text{пор}}$  – пороговое напряжение.

В качестве времязадающих цепей используются классические RC–цепи или мостовая цепь (рис. 6.3, а).

Принцип работы мостовой времязадающей цепи иллюстрируется временными диаграммами (рис. 6.3, б). Вход активного элемента, например диод VD, которым можно заменить эмиттерный переход  $n-p-n$  транзистора, включается в плечо моста. Напряжения на его аноде  $U_{\text{А}}(t)$  и катоде  $U_{\text{К}}(t)$  таковы, что в течение времени  $t_1$  он обратно смещен. В точке  $t_1$  напряжение на диоде  $U_{\text{VD}} = 0$ , а в момент, когда рабочая точка смещается на линейный участок вольт-амперной характеристики диода, он полностью откроется, формируя условия переключения схемы.

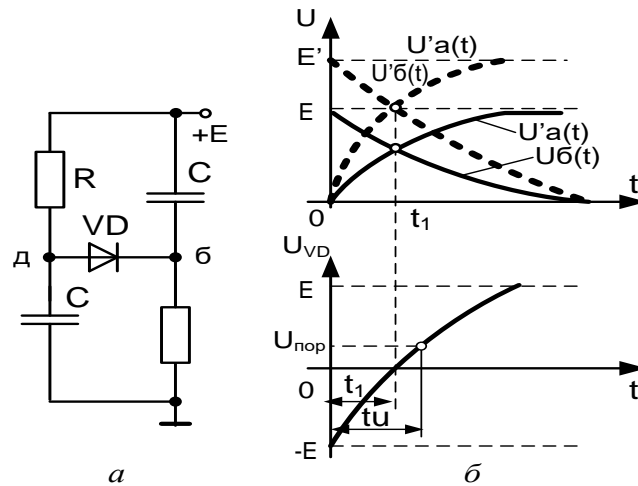


Рисунок 6.3 – Классическая RC-цепь

Мостовые времязадающие цепи применяются в генераторах повышенной стабильности, частота работы которых практически не зависит от изменения напряжения источника питания  $E$ . В любой из обычных времязадающих цепей (рис. 6.2) при изменении  $E$  величина  $t_{и}$  изменяется. В мостовой время задающей цепи (рис. 6.2, б) при увеличении  $E$  до величины  $E'$  переходные процессы в точках  $a$  и  $b$  изменяются  $U'_a(t)$  и  $U'_b(t)$ , однако момент их равенства  $t_1$  остается прежним.

В зависимости от функционального назначения генераторы импульсов, применяемые в автоматике, можно подразделить на два основных класса: генераторы прямоугольных импульсов и генераторы пилообразных, или линейно изменяющихся импульсов.

Генераторы прямоугольных импульсов, в свою очередь, делятся на автоколебательные мультивибраторы (МВ), ждущие мультивибраторы (ЖМВ), или одновибраторы (ОВ), и блокинг-генераторы (БГ) (автоколебательные и ждущие). В мультивибраторах используются положительные обратные связи через RC-цепи. Блокинг-генераторы отличаются тем, что в них обратные связи организуются с помощью импульсных трансформаторов, что обуславливает специфику их работы и область применения.

Генераторы пилообразных импульсов составляют особый класс устройств, отличающихся тем, что в своей структуре содержат стабилизаторы тока перезаряда накопительных элементов времязадающих цепей, для чего в их состав входят активные элементы, работающие в линейном режиме.

## 6.2. Мультивибраторы

Автоколебательным мультивибратором (МВ) называется устройство, которое не имеет ни одного устойчивого состояния, а периодически находится в одном из двух квазиустойчивых состояний, переход в которые происходит регенеративно. Мультивибраторы работают в режиме автоколебаний. При этом они генерируют импульсы прямоугольной или близкой к прямоугольной формы, амплитуда, длительность и частота повторения которых зависят от параметров компонентов мультивибратора.

Мультивибратор на дискретных элементах. Простейшая схема МВ, выполненного на дискретных элементах, представлена на рис. 6.4, а. Она состоит из двух усилителей-инверторов на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$ , соединенных между собой коллекторно-базовыми положительными обратными связями через конденсаторы  $C1$  и  $C2$ . В качестве времязадающих используются RC-цепи, переходные процессы которых показаны на рис. 6.2, в.

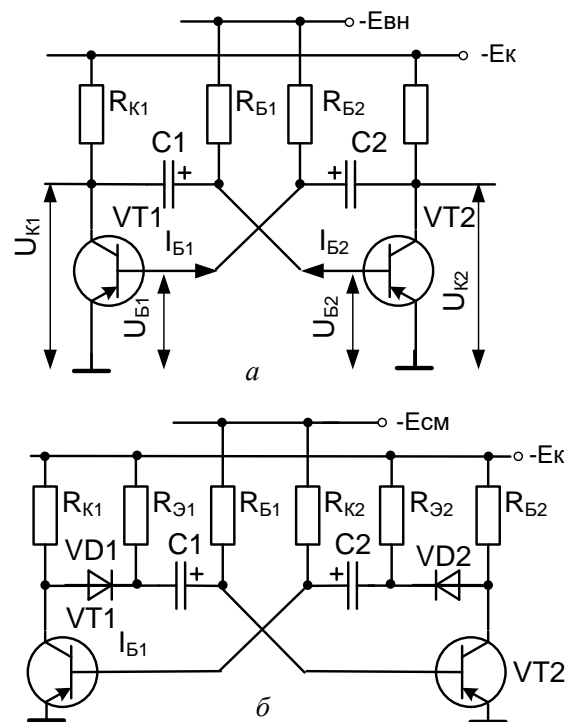


Рисунок 6.4 – Схема мультивибратора

Работа мультивибратора в течение одного полного периода иллюстрируется временными диаграммами на рис. 5.2.1, б. Для упрощения анализа на этих диаграммах токи  $I_{K0}$  не учитываются, падение напряжения на открытом транзисторе считается равным нулю, длительность переходных процессов в транзисторах при переключении схемы считается пренебрежимо малой по сравнению с переходными процессами во времязадающих цепях.

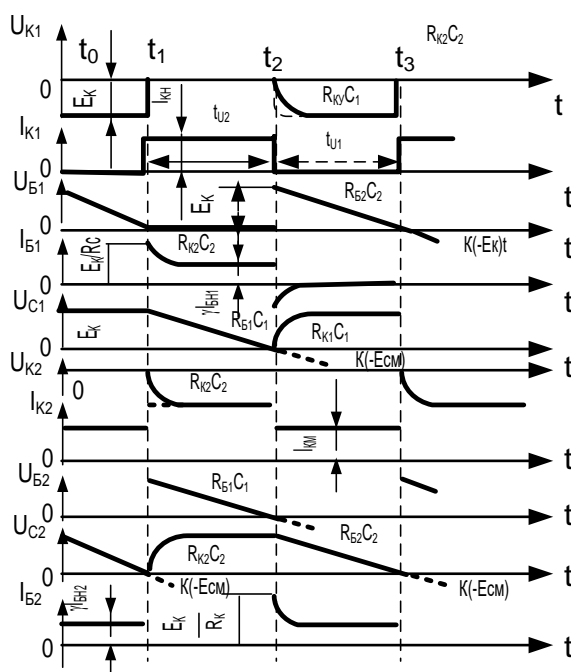


Рисунок 6.5 – Временные диаграммы работы мультивибратора

Начнем анализ схемы с момента  $t_1$ . До этого момента транзистор  $VT1$  закрыт и его коллекторное напряжение практически равно  $-E_K$ , коллекторный ток равен нулю (более точно  $I_{K1} = I_{K0}$ , а  $U_{K1} = -E_K + I_{K0} R_{K1}$ ). Транзистор  $VT2$  открыт и стяннут в точку, его коллекторный ток  $I_{K2} = I_{KH2}$ , а коллекторное напряжение  $U_{K2} \approx 0$ . Открытое состояние  $VT2$  обеспечивается током базы  $I_{B2} = \gamma I_{BH2}$ , протекающим от источника  $E_{CM}$  через сопротивление резистора  $R_{B1}$ . Запертое состояние  $VT1$  обеспечивается положительным напряжением конденсатора  $C2$ , подключенного через открытый транзистор  $VT2$  прямо к эмиттерному переходу транзистора  $VT1$ , т.е.  $U_{B1} = U_{C2}$ .

Конденсатор  $C1$  заряжен через эмиттерный переход открытого транзистора  $VT2$  и сопротивление резистора  $R_{K1}$  до напряжения  $\approx E_K$ .

Такое состояние схемы устойчиво только временно (квазиустойчиво), поскольку напряжение на конденсаторе  $C2$  не остается постоянным. Конденсатор  $C2$  перезаряжается от напряжения  $E_K$  к напряжению  $-E_{см}$ . Однако в момент  $t_1$  когда  $U_{C2} = U_{B1} \approx 0$ , транзистор  $VT1$  начинает открываться, его коллекторное напряжение по модулю уменьшается, коллекторный ток возрастает. Базовый ток открытого транзистора  $VT2$  зависит от трех источников напряжения:  $-E_{см}$ ,  $U_{C1} \approx E_K$  и  $U_{K1}(t)$ .

В силу быстротечности процессов переключения напряжение  $U_{C1}$  за это время практически не изменяется и процесс изменения тока базы  $I_{B2}$  полностью определяется изменением напряжения  $U_{K1}(t)$ . Уменьшение (по модулю) этого напряжения приводит к уменьшению  $I_{B2}$  и транзистор  $VT2$  начинает закрываться. Это вызывает уменьшение коллекторного тока  $I_{K2}$  и увеличение (по модулю) коллекторного напряжения  $u_{K2}$ , что по цепи обратной связи передается в базу транзистора  $VT1$ , вызывая рост его базового тока  $I_{B1}$  и еще большее его отпирание и т. д. Таким образом, как показано на временных диаграммах (рис. 6.5), в момент  $t_1$  схема практически мгновенно переходит во второе квазиустойчивое состояние, в котором транзистор  $VT1$  открыт, а транзистор  $VT2$  закрыт. Это состояние обеспечивается тем, что заряженный ранее до напряжения  $E_K$  конденсатор  $C1$  через открытый транзистор  $VT1$  подключен к базе транзистора  $VT2$ , обеспечивая его надежное запирающее напряжение в течение всего второго квазиустойчивого состояния.

С момента  $t_1$  начинаются медленные переходные процессы в схеме. Суть их сводится к следующему. Ток базы транзистора  $VT1$   $I_{B1}$  сначала скачком увеличивается, так как в первый момент этот ток определяется в основном составляющей, протекающей от источника напряжения  $E_K$  через разряженный конденсатор  $C2$  и резистор  $R_{K2}$ , величина сопротивления которого значительно меньше сопротивления резистора  $R_{B2}$ . По мере заряда конденсатора  $C2$  ток базы  $I_{B1}$  уменьшается до своего квазиустановившегося состояния  $\gamma I_{Bн1}$ , где  $\gamma = 1,2 \dots 1,5$ . Ток базы транзистора  $VT2$   $I_{B2}$  в момент переключения меняет свой знак из-за подключения к эмиттерному переходу запирающего напряжения  $U_{C1}$  конденсатора  $C1$ , а по окончании процессов рассасывания объемного заряда базы и заряда паразитных емкостей становится равным нулю.

Напряжение на коллекторе транзистора  $VT2$ , несмотря на то, что его

коллекторный ток уменьшается скачкообразно до нуля, устанавливается не сразу, а нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $R_{K2}C_2$ . Это объясняется зарядом конденсатора  $C_2$  через резистор  $R_{K2}$ .

Напряжение на конденсаторе  $C_1$   $U_{C1} = U_{B1}$  уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени  $R_{B1}C_1$ , изменяясь от начальной величины  $E_K$  к напряжению источника смещения  $-E_{CM}$ . В момент времени  $t_2$   $U_{C1} = U_{B1} \approx 0$  происходит обратное переключение схемы, ход процессов в течение которого не отличается от рассмотренного.

Недостатком схемы простейшего МВ является завал фронтов импульсов коллекторного напряжения. Этот недостаток устранен в схеме (рис. 6.4, а). Здесь восстановление заряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  происходит не через коллекторные сопротивления  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$ , а через специальные зарядные сопротивления  $R_{з1}$  и  $R_{з2}$ . Диоды  $VD1$  и  $VD2$  не влияют на работу времязадающих цепей  $R_{B1}C_1$  и  $R_{B2}C_2$ , но препятствуют протеканию зарядного тока в процессе восстановления напряжения на конденсаторах через коллекторные резисторы. Переходные процессы формирования  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$  показаны на временных диаграммах (рис. 6.5) штриховыми линиями.

Рассмотрим основные соотношения, описывающие работу МВ, по его эквивалентной схеме для одного из квазиустойчивых состояний (когда  $VT1$  открыт, а  $VT2$  закрыт – рис. 6.6). В этой схеме открытый транзистор  $VT1$  заменен эквипотенциальной точкой, закрытый транзистор  $VT2$  – источником  $I_{K0}$ . Заряженный конденсатор  $C_1$  опущен, так как не влияет на процессы, происходящие на этом этапе. Конденсатор  $C_1$  перезарядается.

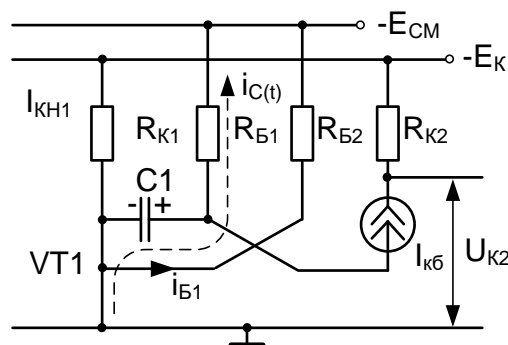


Рисунок 6.6 – Эквивалентная схема МВ для квазиустойчивого состояния

Квазиустойчивое состояние этой схемы определяется двумя условиями:

- 1) ток  $I_{Б1}$  должен быть не меньше тока базы насыщения  $I_{Бн1}$ ;
- 2) напряжение  $U_{Б2}$  должно быть больше нуля.

Второе условие выполняется самим принципом построения схемы ( $U_{Б2} = U_{C1} > 0$ ), а для выполнения первого запишем значение базового тока  $I_{Б1}$ :

$$I_{А1} = \frac{\dot{A}_{\bar{n}\dot{\delta}}}{R_{А2}} \geq I_{А1}.$$
 (6.2)

Так как  $I_{Бн1} = \frac{E_k}{\beta R_{K1}}$ , то условие (6.2) можно переписать в виде

$$\frac{E_{\bar{n}\dot{i}}}{R_{А2}} \geq \frac{E_{\hat{E}}}{\beta R_{K1}},$$
 (6.3)

откуда можно определить максимально допустимое значение сопротивления резистора  $R_{Б2}$

$$R_{А2} \leq \beta_{\min} R_{K1} \frac{E_{cm}}{E_K}.$$
 (6.4)

Если принять  $E_{cm} = k E_K$ , то неравенство (6.4) окончательно запишется

$$R_{Б2} \leq \beta_{\min} k R_{K1}.$$
 (6.5)

При  $E_{cm} = E_K$ ,  $R_{Б2} \leq \beta_{\min} R_{K1}$

Временные параметры схемы можно определить, пользуясь уравнением (6.1) и эквивалентной схемой замещения. Величины  $U(\infty)$ ,  $U(0)$  и  $U_{пор}$  для данной эквивалентной схемы принимают значения:

$$U(\infty) = E_{cm} + I_{K0} R_{Б1};$$
 (6.6)

$$U(0) = -(-E_K + I_{K0} R_{K1});$$
 (6.7)

$$U_{пор} = 0.$$
 (6.8)

Подставляя значение  $U(\infty)$ ,  $U(0)$  и  $U_{\text{пор}}$  в уравнение (6.1), получим длительность импульса на выходе транзистора

$$\begin{aligned}
 t_{u1} &= \tau_1 \ln \frac{E_{cm} + I_{k0}R_{B1} + E_K - I_{K0}R_{K1}}{E_{cm} + I_{k0}R_{B1}} = \\
 &= \tau_1 \ln \frac{E_k(1+k) + I_{k0}(R_{B1} - R_{K1})}{kE_K + I_{k0}R_{B1}} = \tau_1 \ln \frac{(1+k) + \frac{I_{k0}(R_{B1} - R_{K1})}{E_K}}{k + \frac{I_{k0}R_{B1}}{E_K}}, \quad (6.9)
 \end{aligned}$$

где  $\tau_1 = R_{B1}C_1$ .

Учитывая, что  $R_{B1} \gg R_{K1}$ , и обозначив  $\frac{I_{k0}R_{B1}}{E_K} = v$ , получим

$$t_{\dot{e}1} = \tau_1 \ln \frac{(1+k) + v}{k + v}. \quad (6.10)$$

Здесь величина  $v$  является фактором теплового тока, характеризующим отношение последнего к насыщающему току базы.

Аналогично для второго полупериода

$$t_{\dot{e}2} = \tau_2 \ln \frac{(1+k) + v}{k + v}, \quad (6.11)$$

где  $\tau_2 = R_{B2}C_2$ .

Если тепловой ток  $I_{K0}$  очень мал (кремниевые транзисторы или низкая рабочая температура), а напряжение  $E_{cm} = E_K$ , то формулы (6.10) и (6.11) упрощаются:

$$t_{u1} = \tau_1 \ln 2 \approx 0.7C_1R_1; \quad (6.12)$$

$$t_{u2} = \tau_2 \ln 2 \approx 0.7C_2R_2; \quad (6.13)$$

В полностью симметричном мультивибраторе, в котором  $R_{B1} = R_{B2} = R$ ;  $C_1 = C_2 = C$ , длительности полупериодов будут одинаковыми и полный период равен

$$T = t_{u1} + t_{u2} = 2RC \ln \frac{2+v}{1+v}. \quad (6.14)$$

В факторе  $\nu$  скрыта температурная зависимость длительности генерируемых импульсов, а следовательно, и рабочей частоты. С увеличением температуры возрастает ток  $I_{K0}$ , т.е. фактор  $\nu$ , длительность импульсов уменьшается, а рабочая частота возрастает.

Регулировать частоту колебаний мультивибратора, как видно из формул (6.10) и (6.11), можно, изменяя постоянные времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  или коэффициент  $k$ , т.е. значение напряжения смещения  $E_{см}$ . Наиболее предпочтительно регулировать частоту изменением емкости конденсаторов  $C1$  и  $C2$ , так как при этом не изменяются квазиустановившиеся режимы работы транзисторов. Однако изготовление конденсаторов с переменной емкостью является сложной задачей. Поэтому при необходимости изменять частоту в широком диапазоне используют ступенчатое подключение конденсаторов, разбивая весь диапазон регулирования на поддиапазоны, а внутри каждого поддиапазона регулируют величину напряжения смещения или величину сопротивлений резисторов  $R_{Б1}$  и  $R_{Б2}$ . Следует отметить, что при изменении  $E_{см}$  изменяется частота колебания мультивибратора без изменения скважности. При изменении же постоянных времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ , независимо друг от друга, изменяются и частота, и скважность генерируемых импульсов.

### **6.3. Ждущие генераторы прямоугольных импульсов (одновибраторы)**

Ждущие генераторы прямоугольных импульсов (ОВ) предназначены для формирования прямоугольного импульса заданной длительности при поступлении на вход короткого запускающего импульса. Такие генераторы имеют одно устойчивое и одно квазиустойчивое состояния, переход в которые осуществляется регенеративно.

*Одновибратор на дискретных элементах.* Типовая схема такого одновибратора показана на рис. 6.7, а. Она состоит из двух усилителей-инверторов, соединенных между собой положительными перекрестными обратными связями, причем в одно плечо этой ОС включена времязадающая RC-цепь, а второе образуется делителем напряжения  $R1, R2$ .

В устойчивом положении транзистор  $VT1$  закрыт положительным смещением  $U_{см}$  на базе от источника напряжения  $+E_{см1}$ , а транзистор  $VT2$

открыт отрицательным смещением  $-E_{см2}$ , подключенным к его базе через резистор времязадающей цепи  $R$ . Конденсатор  $C$  заряжен практически до напряжения  $E_K$  (рис. 6.7, б). С приходом в момент времени  $t_1$  отрицательного запускающего импульса  $U_{вх}$  в базу  $VT1$  последний открывается, конденсатор  $C$  подключается ко входу транзистора  $VT2$ , запирая его. Коллекторное напряжение  $U_{к2}$   $VT2$  скачком увеличивается до напряжения  $-E_K$ , обеспечивая протекание через базу  $VT1$  тока базы  $I_{Б1}$ , большего  $I_{Бн1}$ . Схема перешла в квазистойчивое состояние, длительность которого определяется временем перезаряда конденсатора времязадающей цепи  $C$  от напряжения  $E_K$  до нуля под действием напряжения  $-E_{см2}$ . Емкость конденсатора  $C_1 \ll C$ , так как он выполняет функции форсирующего конденсатора и работает только в течение времени формирования фронтов

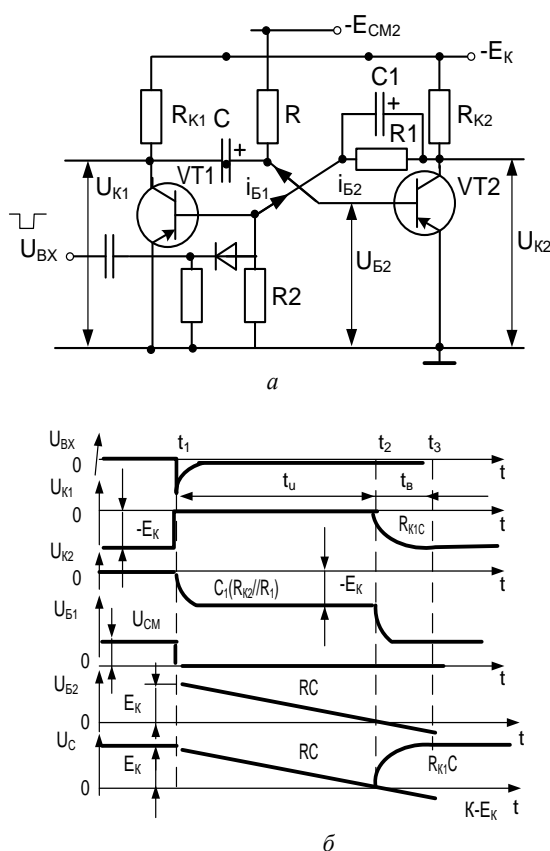


Рисунок 6.7 – Одновибратор на дискретных элементах

В устойчивом положении транзистор  $VT1$  закрыт положительным смещением  $U_{см}$  на базе от источника напряжения  $+E_{см1}$ , а транзистор  $VT2$

открыт отрицательным смещением  $-E_{см2}$ , подключенным к его базе через резистор времязадающей цепи  $R$ . Конденсатор  $C$  заряжен практически до напряжения  $E_K$  (рис. 6.7, б). С приходом в момент времени  $t_1$  отрицательного запускающего импульса  $U_{вх}$  в базу  $VT1$  последний открывается, конденсатор  $C$  подключается ко входу транзистора  $VT2$ , запирая его. Коллекторное напряжение  $U_{к2}$   $VT2$  скачком увеличивается до напряжения  $-E_K$ , обеспечивая протекание через базу  $VT1$  тока базы  $I_{Б1}$ , большего  $I_{Бн1}$ . Схема перешла в квазиустойчивое состояние, длительность которого определяется временем перезаряда конденсатора времязадающей цепи  $C$  от напряжения  $E_K$  до нуля под действием напряжения  $-E_{см2}$ . Емкость конденсатора  $C_1 \ll C$ , так как он выполняет функции форсирующего конденсатора и работает только в течение времени формирования фронтов.

В момент времени  $t_2$  напряжение на конденсаторе  $C$  уменьшается до нуля и происходит регенеративное восстановление исходного состояния, которое заканчивается после заряда конденсатора  $C$ .

Эквивалентные схемы замещения для устойчивого и квазиустойчивого состояний приведены на рис. 6.8, а и б. Условиями устойчивого состояния являются соотношения  $U_{Б1} \geq 0$  и  $I_{Б2} > I_{Бн2}$ . Первое условие можно записать

$$u_{А1} = \frac{E_{\tilde{n}1}}{R_1 + R_2} R_1 - I_{к0} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \geq 0, \quad (6.15)$$

или, вынося  $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$  за скобки,  $E_{см1} - I_{к0} R_2 \geq 0$ .

Отсюда можно определить значение сопротивления  $R_2$ :

$$R_2 \leq \frac{E_{\tilde{n}1}}{I_{к0}}. \quad (6.16)$$

Второе условие перепишем в виде

$$\frac{E_{\tilde{n}2}}{R} \geq \frac{E_K}{\beta R_{к2}}, \quad (6.17)$$

откуда можно определить значение сопротивления резистора  $R$ :

$$R \leq \beta R_{K2} k, \quad (6.18)$$

где  $k = E_{cm2}/E_K$ .

Условиями квазиустойчивого состояния являются  $U_{B2} \geq 0$ ;  $I_{B1} \geq I_{Bн1}$ .

Первое условие выполняется в силу принципа работы схемы, а второе рассмотрим детальнее, записав токи через отношение соответствующих напряжений и сопротивлений

$$i_{A1} = \frac{\dot{A}\hat{E}}{R_1 + R_{K2}} - \frac{E_{н1}}{R_2} - I_{k0} \frac{R_1 R_{K2}}{R_1 + R_{K2}} \frac{1}{R_1} \geq \frac{E_k}{\beta R_{K1}}. \quad (6.19)$$

Выполнив простейшие преобразования, получим

$$\frac{E_K - I_{K0} R_{K2}}{R_1 + R_{K2}} - I_{cm} \geq \frac{E_K}{\beta R_{K1}}, \quad (6.20)$$

где  $I_{cm} = E_{cm} / R_2$ .

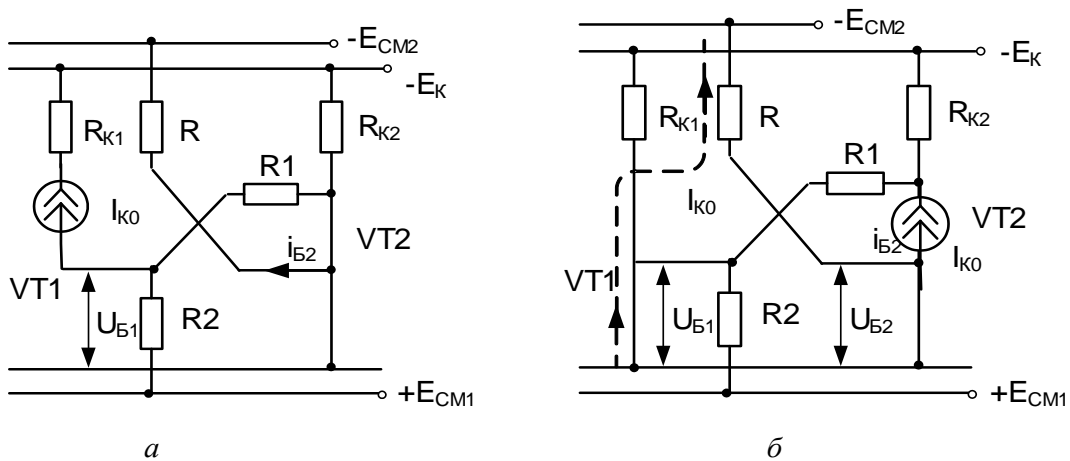


Рисунок 6.8 – Схемы замещения для устойчивого и квазиустойчивого состояний

Длительность квазиустойчивого состояния  $t_{и}$  определяется из уравнения (6.1) при  $U(\infty) = -E_{cm2} - I_{K0} R$ ,  $U(0) = -(E_K - I_{K0} R_{K1})$  аналогично уравнению (6.9):

$$t_{\partial} = \tau \ln \frac{(1+k) + \frac{I_{K0}(R-R_{K1})}{E_K}}{k + \frac{I_{K0}R}{E_K}}, \quad (6.21)$$

где  $\tau = RC$ .

Учитывая, что  $R \gg R_{K1}$ , и обозначив  $\frac{I_{K0}R}{E_K} = \nu$ , получим

$$t_{\partial} = \tau \ln \frac{(1+k) + \nu}{k + \nu}. \quad (6.22)$$

Если пренебречь величиной  $I_{K0}$  и считать, что  $E_{cm2} = E_K$ , то формула (6.22) упрощается к виду

$$t_{и} \approx \tau \ln 2 \approx 0,7 RC. \quad (6.23)$$

Время восстановления составляет  $t_{в} = (3-5) R_{K1} C$ . Регулировать длительность выходного импульса можно как изменением параметров  $R$  и  $C$ , так и изменением напряжения смещения  $E_{cm2}$ .

Одновибратор на дискретных элементах с эмиттерными связями показан на рис. 6.9. В этой схеме положительная обратная связь осуществляется с помощью конденсатора  $C$  и общего резистора  $R_{\partial}$ .

В исходном состоянии устойчивого равновесия транзистор  $VT1$  заперт, а  $VT2$  насыщен. Насыщенное состояние транзистора  $VT2$  обеспечивается резистором  $R$  с сопротивлением  $R < \beta R_{K2}$ , через который протекает базовый ток, достаточный для насыщения  $VT2$ . В эмиттерной цепи  $VT2$  протекает ток эмиттера  $I_{\partial} \approx E_K / (R_{K2} + R_{\partial})$ , за счет которого на резисторе  $R_{\partial}$  возникает падение напряжения  $U_{\partial} = I_{\partial} R_{\partial}$  с полярностью (рис. 6.9, а). Одновременно через делитель  $R1 - R2$  протекает ток, создавая на резисторе  $R2$  падение напряжения  $U_{R2}$ . Если  $|U_{\partial}| > |U_{R2}|$  то на базу транзистора  $VT1$  подается положительное напряжение ( $U_{B1} > 0$ ) и обеспечивается запертое состояние транзистора  $VT1$ . Конденсатор  $C$  в исходном состоянии заряжен до напряжения  $U_c = E_K - U_{\partial 1}$  по цепи корпус -  $R_{\partial}$ -эмиттерный переход -  $C$ - $R_{K1}$  -  $(-E_K)$ .

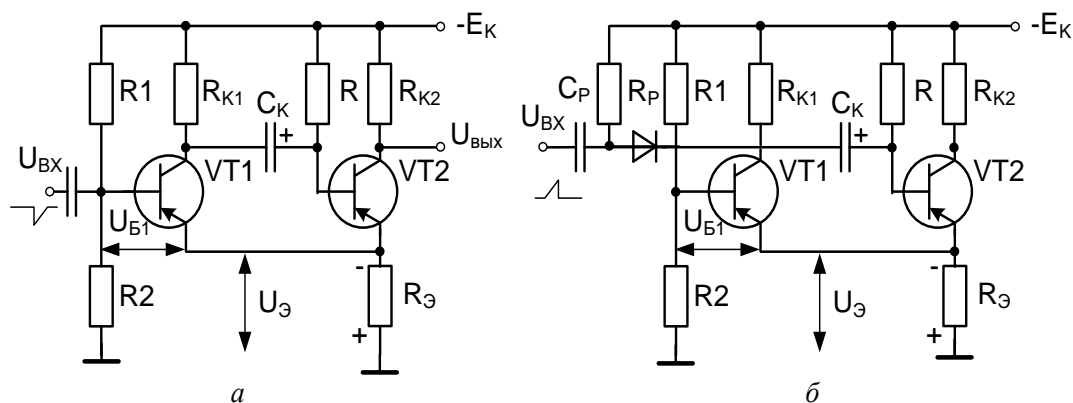


Рисунок 6.9 – Одновибратор на дискретных элементах с эмиттерными связями

Перевод схемы в квазистойчивое состояние осуществляется подачей в базу  $VT1$  отрицательного импульса  $U_{вх}$  с амплитудой больше, чем  $U_{Б1}$ . Транзистор  $VT1$  начинает открываться и напряжение на его коллекторе увеличивается. Образовавшееся положительное приращение напряжения через конденсатор  $C$  передается в базу транзистора  $VT2$ , запирая его и уменьшая ток эмиттера. Приращение тока эмиттера от отпирания  $VT1$  меньше, чем его уменьшение от запираения  $VT2$ , так как  $R_{к1}$  выбирается больше  $R_{к2}$ .

В результате на резисторе  $R_3$  отрицательное напряжение уменьшается, что эквивалентно его увеличению на базе  $VT1$ , который еще больше открывается и т. д. Этот лавинообразный процесс заканчивается запираением  $VT2$ , насыщением  $VT1$  и переходом схемы в состояние квазиравновесия.

В этом состоянии ток через резистор  $R1$  достаточен для насыщения транзистора  $VT1$ , а транзистор  $VT2$  удерживается в запертом состоянии положительным напряжением на конденсаторе  $C$ , который через насыщенный  $VT1$  подключен к базе  $VT2$ . Напряжение на конденсаторе уменьшается по мере его перезаряда через резистор  $R$ , открытый  $VT1$  и резистор  $R_3$ , стремясь достигнуть величины  $-E_K$ . Однако, когда  $U_c = U_{Б2}$  достигнет нуля, произойдет обратное переключение схемы и ОВ возвратится в исходное состояние. Конденсатор  $C$  вновь зарядится почти до полного напряжения  $E_K$  после чего ОВ готов к формированию следующего импульса.

Длительность импульса, формируемого на коллекторе VT2,

$$t_{\text{д}} = CR \ln \left( 1 + \frac{E_K}{E_K + I_{K0} R_A} \right), \quad (6.24)$$

или, если  $I_{K0}$  очень мал,

$$t_{\text{д}} = CR \ln 2 \approx 0,7 RC. \quad (6.25)$$

Время восстановления ОБ зависит от времени заряда конденсатора  $C$  и находится из соотношения

$$t_{\text{в}} \approx 3C (R_{K1} + R_{\text{Э}} \parallel R_{K2}) \approx 3C (R_{K1} + R_{\text{Э}}). \quad (6.26)$$

Минимальная амплитуда выходного импульса на коллекторе транзистора VT2

$$U_{K2\text{min}} = E_K \frac{R_{\text{Г}}}{R_{K2} + R_{\text{Г}}}. \quad (6.27)$$

Наряду с базовым запуском одновибратора на практике часто применяют диодный коллекторный запуск импульсом положительной полярности (рис. 6.9, б). При таком запуске в процессе опрокидывания схемы диод запирается и отключает ОБ от цепи запуска, повышая тем самым устойчивость запуска.

#### 6.4. Блокинг-генераторы

Блокинг-генератор (БГ) предназначен для формирования мощных импульсов с длительностью от долей микросекунды до долей миллисекунды и скважностью, изменяющейся в пределах от единиц до нескольких тысяч или даже десятков тысяч. Практически такая скважность не может быть получена ни от одного другого автогенератора импульсов. Генерируемые импульсы близки по форме к прямоугольным и имеют высокую крутизну фронтов. При использовании дополнительной выходной повышающей обмотки импульсного трансформатора (ИТ)

амплитуда выходных импульсов может во много раз повышать напряжение источника питания. Блокинг-генератор может работать в режимах автоколебательном, ждущем и синхронизации.

Блокинг-генератор выполняется как однокаскадный ключ, замкнутый с помощью ИТ в кольцевую схему с сильной положительной обратной связью (ПОС). Особенностью этой ПОС является то, что она замыкается через магнитное поле ИТ и действует только при изменениях этого поля.

Транзистор может включаться в схему БГ по любой из трех схем. В качестве сердечника ИТ, являющегося важнейшим элементом БГ, используют ненасыщающиеся сердечники из магнитомягкого материала преимущественно с прямоугольной петлей гистерезиса. Рассмотрим работу автоколебательного БГ на примере наиболее применяющейся схемы с ОЭ (рис.6.10, а). В цепь коллектора транзистора включена обмотка  $W_K$  ИТ, в цепь базы – обмотка  $W_B$  обратной связи между коллектором и базой транзистора, а в цепь нагрузки – повышающая обмотка  $W_H$ . Коллекторная и базовая обмотки ИТ включены встречно, что обеспечивает положительную обратную связь. К базе транзистора подключена времязадающая цепь RC, которая определяет частоту следования импульсов.

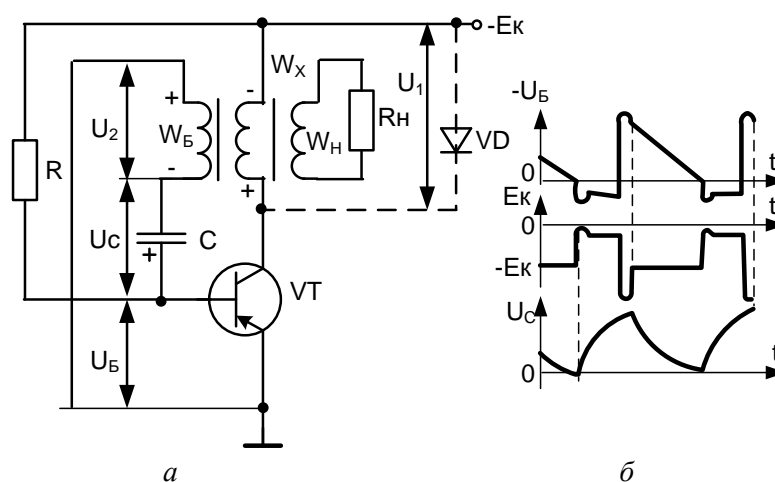


Рисунок 6.10 – Схема автоколебательного блокинг-генератора

Условия самовозбуждения БГ, как и любого генератора, могут быть записаны в общем виде

$$\varphi_K + \varphi_n = 2\pi, \quad K/n \geq 1, \quad (6.28)$$

где  $n = W_B/W_K$  – коэффициент трансформации импульсного трансформатора;  $\varphi_K$  – угол сдвига фазы, создаваемый ключом;  $\varphi_n$  – угол сдвига фазы, создаваемый ИТ;  $K$  – коэффициент усиления ключа.

С учетом коэффициента усиления трансформатора, условием баланса амплитуд, выраженным через элементы схемы, является

$$\beta \geq n[1 + (R'_{вх}/R'_H)], \quad (6.29)$$

где  $R'_H = R_H/n^2$  и  $R'_{вх} = R_{вх}/n^2$  – сопротивления нагрузки и входное сопротивление ключа, приведенные к коллекторной обмотке  $W_K$ .

Рассмотрим работу БГ с момента начала перезаряда конденсатора  $C$  (рис.6.10, б). На этом этапе транзистор  $VT$  закрыт, а конденсатор  $C$ , заряженный в предыдущем цикле до максимального напряжения  $U_C = U_{Cmax}$ , медленно перезаряжается по цепи: общая шина – обмотка  $W_B - C - R - (-E_K)$ . Полярность напряжения на конденсаторе показана на рис. 6.10, а. Согласно эквивалентной схеме цепи перезарядки (рис. 6.11, а)

$$R_{эКВ} = R \cdot r_K / (R + r_K). \quad (6.30)$$

где  $r_K$  – сопротивление обратно смещенного коллекторного перехода закрытого транзистора.

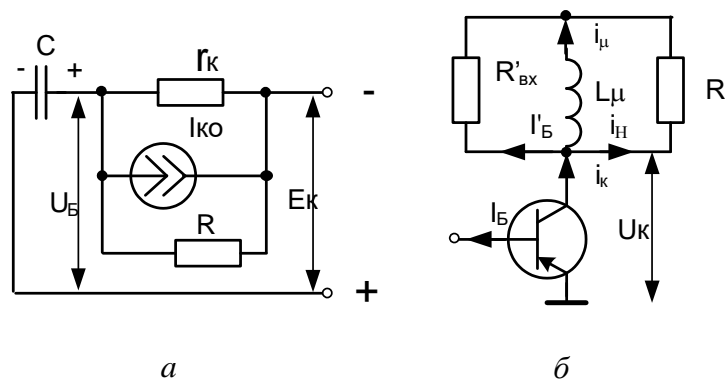


Рисунок 6.11 – Схема цепи перезарядки

Для уменьшения температурной неустойчивости схемы выбирают  $R \ll r_K$ . Тогда  $R_{эк} \approx R$ . В эквивалентной схеме отсутствует базовая обмотка  $W_B$ , так как э.д.с. самоиндукции  $U_2$ , возникающая в базовой обмотке, при протекании медленно изменяющегося тока перезаряда практически равна нулю, и, следовательно, влиянием базовой обмотки на этом этапе можно пренебречь. Напряжение на базе  $U_B = U_C$  положительно, и транзистор  $VT$  удерживается в закрытом состоянии. Конденсатор  $C$  стремится перезарядиться до напряжения  $-E_K$ . К этому же значению стремится  $U_B$ . Однако в момент времени, когда  $U_B$  достигает нулевого уровня, транзистор отпирается, и перезаряд конденсатора прекращается. Во время перезаряда конденсатора напряжение на коллекторе транзистора равно  $-E_K$ , и в этот период формируется пауза между генерируемыми импульсами. Длительность паузы

$$t_n = CR \left( 1 + \frac{U_{Cmax}}{E_K + I_{K0}R} \right), \quad (6.31)$$

где  $U_{Cmax} = n \cdot E_K (1 - e^{-\frac{t_k}{CR}}) \approx n \cdot E_K$  – максимальное значение напряжения на конденсаторе  $C$ .

Для обеспечения температурной стабилизации паузы необходимо, чтобы  $R \ll E_K / 10 I_{K0max}$ . В момент отпирания транзистора начинает изменяться коллекторный ток и в действие вступает ПОС, обусловленная изменением магнитного поля ИТ из-за изменения тока коллектора. Для простоты будем считать, что сердечник ИТ в процессе работы не насыщается. При этом между напряженностью магнитного поля  $H$  и индукцией  $B$  имеется однозначная связь  $B = \mu H$ . Далее примем  $\mu = const$ .

Приращение коллекторного тока вызывает э.д.с. самоиндукции в коллекторной обмотке  $W_K$ , за счет чего в базовой обмотке  $W_B$  наводится э.д.с.  $U_2$  отрицательной полярности относительно базы. В результате токи базы и коллектора еще более возрастут и т.д. Этот процесс носит лавинообразный характер и заканчивается насыщением транзистора. В ходе этого процесса формируется передний фронт импульса, длительность которого

$$t_\phi \approx 3n\tau_\alpha \left[ 1 + \left( R'_{\dot{\alpha}\delta} / R'_I \right) \right]. \quad (6.32)$$

Оптимальная величина коэффициента трансформации  $n_0$ , при которой  $t_\Phi$  имеет минимальную величину –  $n_0 = \sqrt{R'_{\dot{\alpha}\delta}/R'_i}$ . В этом случае сопротивление нагрузки равно входному сопротивлению ( $R'_H = R'_{ВХ}$ ), условие (6.32) максимально, скорость регенеративного процесса наибольшая, а длительность фронта  $t_\Phi \approx 6 n_0 \tau_\alpha$ . На практике  $n_0$  выбирают в пределах от 0,1 до 0,8.

После окончания формирования фронта начинается формирование вершины импульса. На этом этапе транзистор работает в режиме насыщения и к коллекторной обмотке  $W_K$  трансформатора полностью подключено постоянное напряжение источника питания. Как изложено в п. 1.3, ток намагничивания  $I_\mu$  ИТ при этом возрастает по линейному закону, обеспечивая на базовой обмотке  $W_B$  постоянное напряжение  $U_2$ . Под действием этого напряжения протекает базовый ток  $I_B > I_{BH}$ , который одновременно заряжает конденсатор  $C$ . Цепь заряда: корпус – эмиттерный переход  $VT$  –  $C$  – обмотка  $W_B$  – корпус. Ввиду малого сопротивления эмиттерного перехода насыщенного транзистора  $VT$ , напряжение на конденсаторе повышается достаточно быстро и достигает значения  $U_{Cmax} \approx n E_K$ . Одновременно с этим по мере заряда конденсатора базовый ток уменьшается. С другой стороны, по мере роста  $I_\mu$  ток коллектора насыщения увеличивается, что приводит к увеличению необходимого для поддержания транзистора в насыщенном состоянии тока фазы насыщения и началу насыщения сердечника ИТ. В конечном итоге эти процессы приводят к тому, что транзистор в некоторый момент времени переходит из режима насыщения в активный. В этот момент и завершается формирование вершины импульса.

В момент перехода транзистора в активный режим восстанавливается действие положительной обратной связи и возникает регенеративный процесс обратного опрокидывания, аналогичный процессу формирования фронта. Этот процесс обуславливает быстрое рассасывание объемного заряда в базе через переход коллектор – база (так как напряжение  $U_B$  весьма быстро становится положительным) и транзистор закрывается. Так как процессы при формировании среза импульса аналогичны процессам при формировании фронта импульса, то длительность среза  $t_C$  имеет приблизительно то же значение, что и длительность фронта  $t_\Phi$ .

Следует заметить, что за время обратного опрокидывания ток намагничивания  $I_{\mu}$  ИТ практически не успевает существенно измениться и к моменту запираания транзистора сохраняет соответственно то максимальное значение  $I_{\mu\max}$ , которого он достиг во время формирования вершины импульса. Таким образом, в магнитном поле ИТ оказывается запасенной определенная энергия. Восстановление исходного состояния связано с рассеянием этой энергии – спадом тока намагничивания в контуре  $L_K R'_H$  (рис. 6.11, б), где в режиме восстановления транзистор  $VT$  заперт и полагаем  $I_K = 0$ ,  $R'_{a\bar{a}} = \infty$ ). В результате на коллекторе появляется отрицательный выброс напряжения с амплитудой  $\Delta U_{\max} \approx 0,74 E_K R'_i t_K / L_{\mu}$ ,

Напряжение между коллектором и эмиттером в этот момент достигает величины  $U_{K\max} = E_K + \Delta U_{\max}$ , превышающей напряжение источника питания. Длительность отрицательного выброса напряжения  $t_b \approx 3 L_{\mu} / R'_i$ .

Этот процесс в зависимости от соотношения параметров может быть как колебательным, так и апериодическим и обычно завершается сравнительно быстро. Как правило, стремятся обеспечить апериодический режим, для чего трансформатор шунтируют диодом  $VD$  (штриховая линия на рис. 6.10, а). Далее процессы в схеме повторяются.

Блокинг-генератор с ОБ (рис. 6.12, а) используется при повышенных требованиях к стабильности частоты повторения импульсов при изменении температуры окружающей среды. Более высокая стабильность частоты в этой схеме объясняется тем, что обратный ток эмиттера  $I_{\bar{e}0}$  намного меньше  $I_{K0}$  и поэтому влияние  $I_{\bar{e}0}$  на процесс перезаряда времязадающего конденсатора, включенного в эмиттерную цепь, будет меньше, чем в схеме ОЭ. Кроме того, так как в схеме ОБ коэффициент передачи по току  $\alpha$  имеет более высокую стабильность, чем  $\beta$  в схеме ОЭ, то стабилизируется и длительность импульса. Условие баланса амплитуд для блокинг-генератора с ОБ

$$\alpha/n \geq 1, \quad (6.33)$$

где  $n = W_{\bar{e}}/W_K$ .

Отсюда следует, что для возникновения регенеративного процесса необходимо, чтобы  $n \ll 1$ . Поэтому скорость регенеративного процесса в блокинг-генераторе с ОБ обычно меньше, чем с ОЭ. Это приводит к возрастанию длительности фронта и среза импульса. Длительность же импульса в схеме ОБ можно получить меньше, чем в схеме ОЭ, так как заряд конденсатора  $C$  в первом случае происходит током эмиттера, который значительно больше тока базы во втором случае. Процессы, протекающие в блокинг-генераторе с ОБ, не отличаются от процессов в аналогичной схеме ОЭ. Временные диаграммы напряжений блокинг-генератора с ОБ изображены на рис. 6.12, б.

Недостатком блокинг-генератора с ОБ является трудность обеспечения условий самовозбуждения, так как коэффициент передачи тока в схеме ОБ  $\alpha < 1$ .

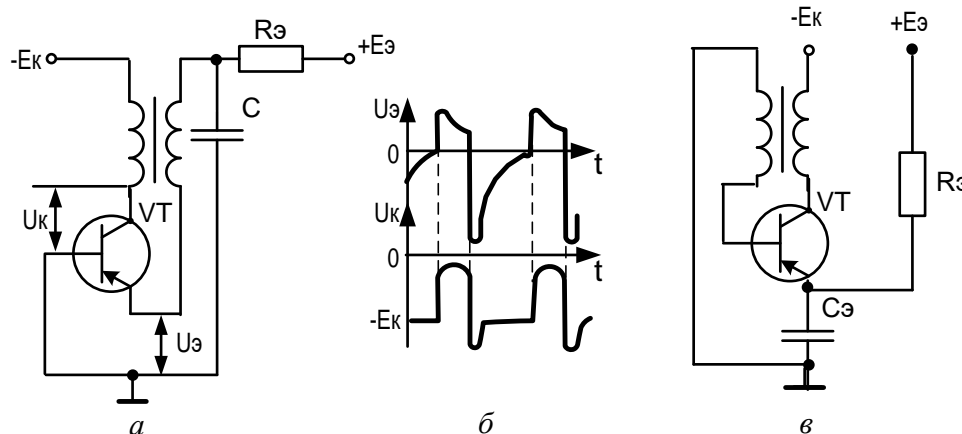


Рисунок 6.12 – Схема блокинг-генератора с ОБ

Другим вариантом автоколебательного блокинг-генератора, совмещающим преимущества схем ОЭ и ОБ, является блокинг-генератор с эмиттерным конденсатором (рис. 6.12, в). Условия самовозбуждения такого генератора те же, что в ОЭ, а стабильность – та же, что в ОБ.

К недостаткам блокинг-генератор с эмиттерным конденсатором следует отнести экспоненциальную форму вершины выходного импульса напряжения.

Из автоколебательного режима в ждущий блокинг-генератор переводится запиранием транзистора по базе положительным напряжением  $E_Б$  (рис. 6.13, а) или по эмиттеру – отрицательным

напряжением на резисторе  $R_2$  делителя  $R_1-R_2$  (рис. 6.13, б). Преимуществом последней схемы является отсутствие дополнительного источника смещения, недостатком – уменьшение амплитуды импульса на коллекторе транзистора. В состоянии устойчивого равновесия (исходном состоянии) транзисторы заперты ( $U_{БЭ} > 0$ ), а времязадающие конденсаторы  $C$  заряжены соответственно до напряжений:

$$U_C = E_B - I_{K0} R_B; U_C = -I_{K0} R_B \approx 0.$$

К недостаткам блокинг-генератор с эмиттерным конденсатором следует отнести экспоненциальную форму вершины выходного импульса напряжения.

Напряжения на коллекторах транзисторов в обоих случаях равны  $U_K = -E_K$ . Для запуска ждущих БГ в цепь базы необходимо подать отпирающий импульс напряжения  $U_{ВХ}$ , вызывающий лавинообразный процесс формирования фронта импульса. Амплитуда отпирающего импульса должна быть  $U_{ВХmax} > U_{БЭ}$ . Далее процессы протекают аналогично автоколебательным блокинг-генераторам.

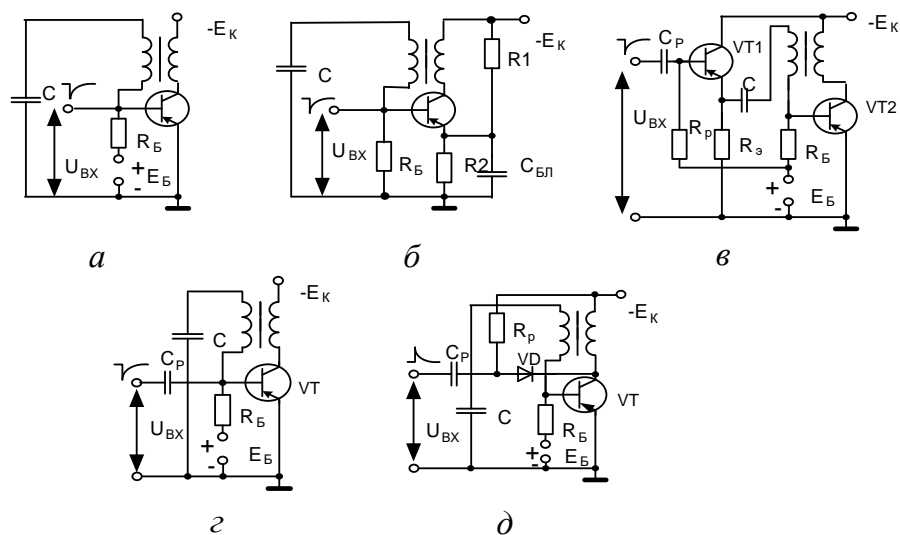


Рисунок 6.13 – Блокинг-генератор в ждущем режиме

Обычно используют два способа запуска: последовательный и параллельный. При последовательном запуске генератор запускающих импульсов необходимо включить в разрыв базовой цепи. Так как внутреннее сопротивление этого генератора должно быть минимальным, то в качестве выходного каскада генератора используется эмиттерный

повторитель (рис. 6.13, в). При параллельном запуске внутреннее сопротивление генератора запускающих импульсов должно быть возможно большим. Часто используют параллельный запуск БГ непосредственно на базу транзистора через разделительный конденсатор  $C_p$  (рис. 6.13, з).

На рис. 6.13, д показана схема запуска БГ через отсекающий диод. Преимуществом такой схемы является отключение генератора запускающих импульсов от блокинг-генератора в моменты формирования выходного импульса. Этим исключается влияние цепи запуска на процессы в схеме БГ. Наличие трансформатора в схеме БГ, с одной стороны, усложняет его конструкцию, затрудняет микроминиатюризацию и увеличивает разброс параметров цепи, что является весьма нежелательным. С другой стороны, появляется возможность осуществить электрическую развязку цепи нагрузки и источника питания, легко осуществить согласование с нагрузкой и обеспечить одновременное получение нескольких рабочих импульсов одинаковой или разной полярности и разной амплитуды. Эти качества являются важными для целого ряда импульсных устройств.

## 6.5. Генераторы пилообразных импульсов

Генераторы линейно изменяющегося или пилообразного напряжения (ГПН) являются одной из наиболее широко применяемых импульсных схем. Эти устройства необходимы для развертки сигналов в телевизионных и осциллографических трубках, преобразования аналоговых сигналов в число импульсов в измерительных и преобразовательных устройствах, формирования временного сдвига импульса в зависимости от величины входного сигнала в фазоимпульсных устройствах, широтно-импульсной модуляции сигналов в преобразовательной технике.

Широким распространением ГПН объясняется и большое число разновидностей схем этих устройств.

В классе импульсных схем ГПН занимают особое место. Формируя на своем выходе импульсное напряжение специальной (линейной формы), эти схемы, по существу, большую часть периода работают в линейном

режиме. Если в переключательных схемах типа ключей, логических элементов, мультивибраторов, триггеров подавляющую часть длительности импульса активные элементы схемы находятся либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения, а усилительный режим необходим только для как можно более быстрого переключения прибора в один из крайних режимов, то в ГПН основным режимом работы активных элементов, участвующих в формировании линейной части импульса, является усилительный. Режим насыщения имеет место только при формировании обратного хода импульса или восстановления схемы, а режим отсечки наблюдается только в схемах ждущих ГПН, когда собственно линейно изменяющееся напряжение не формируется. Эта особенность ГПН обуславливает и ряд специфических требований как к настройке схемы, так и к повторяемости и стабильности характеристик активных элементов схем и времязадающих цепей. В отличие от ключевых импульсных схем ГПН требуют более тщательной и длительной настройки и предъявляют более высокие требования к повторяемости и стабильности элементов, входящих в их состав.

Линейно изменяющимся (или пилообразным) называется напряжение, которое в течение рабочей стадии  $T_p$  изменяется линейно от некоторого начального уровня  $U_0$  до предельного значения  $U_1$ , а затем в течение определенного промежутка времени, называемого временем восстановления  $T_v$ , возвращается к исходному значению. Для линейно изменяющегося напряжения характерно условие  $T_p \gg T_v$ . Основные разновидности линейно изменяющегося напряжения показаны на рис. 6.14, где линейно изменяющееся напряжение может быть положительным и отрицательным (рис. 6.14, а, б, и рис. 6.14, в, г), нарастающим и спадающим (рис. 6.14, а, г и рис. 6.14, б, в). Нарастающее и спадающее напряжения различаются соотношениями начального и конечного напряжений рабочей стадии, которые с учетом знака имеют вид  $U_1 > U_0$  и  $U_1 < U_0$  соответственно. На практике термины нарастающее и спадающее напряжения удобнее связать с соотношениями модулей начального и конечного напряжений. В этом случае независимо от полярности напряжения неравенство  $|U_1| \gg |U_0|$  определяет нарастающее, а неравенство  $|U_0| > |U_1|$  – спадающее напряжение.

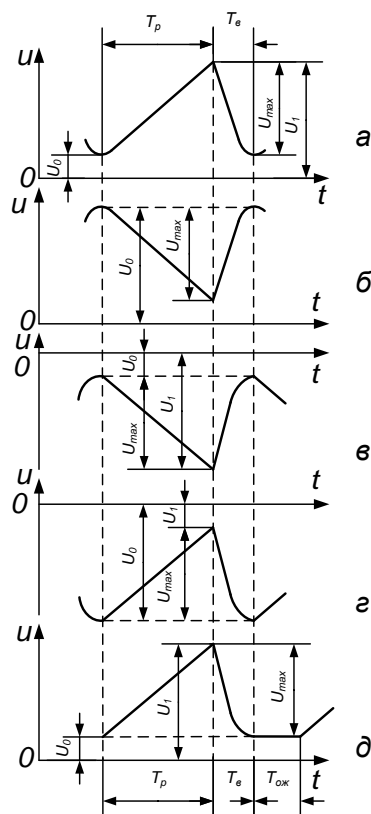


Рисунок 6.14 – Разновидности линейно изменяющегося напряжения

Форма кривой напряжения линейно изменяющейся формы зависит от режима работы схемы, формирующей это напряжение, – генератора линейно изменяющегося напряжения.

Если ГПН работает в автоколебательном режиме, то на его выходе будет формироваться одна из разновидностей напряжения, показанная на рис. 6.14, а, г. Если ГПН работает в ждущем режиме, цикл его работы помимо рабочей стадии и стадии восстановления содержит стадию ожидания (рис. 6.14, д), в течение которой напряжение не изменяется. В этом случае период повторения импульсов  $T = T_p + T_v + T_{ож}$ , где  $T_{ож}$  – время ожидания. Выходное напряжение ГПН характеризуется прежде всего максимальным значением перепада напряжения за время рабочей стадии  $U_{max} = |U_1 - U_0|$ , длительностями рабочей стадии  $T_p$  и стадии восстановления  $T_v$ .

Основным требованием к пилообразному напряжению является его линейность во время рабочего хода. Для оценки линейности вводится коэффициент нелинейности, который характеризуется относительной

разностью угла наклона касательной к оси  $t$  в начальной ( $\varphi_n$ ) и конечной ( $\varphi_k$ ) точках рабочего хода:

$$\varepsilon = \frac{tg\varphi_i - tg\varphi_k}{tg\varphi_i}. \quad (6.34)$$

В основе всех реальных ГПН лежит заряд емкости постоянным током. Требование постоянства зарядного тока очевидно из выражения для скорости заряда емкости

$$\frac{du_c}{dt} = U'_c = \frac{i_c}{C}, \quad (6.35)$$

если учесть, что идеальная линейность функции  $U_c(t)$  означает условие  $U'_c = const$ .

Учитывая, что скорость заряда конденсатора убывает по мере роста напряжения на нем, величину нелинейности ГПН можно определить через скорость измерения напряжения на конденсаторе в начале и в конце рабочего хода

$$\varepsilon = \frac{U'_c(0) - U'_c(T_\delta)}{U'_c(0)} \quad (6.36)$$

или, если  $C = const$ , через относительную разность зарядных токов в те же моменты

$$\varepsilon = \frac{I_c(0) - I_c(T_p)}{I_c(0)}. \quad (6.37)$$

Эффективность работы ГПН оценивается коэффициентом использования напряжения питания. Комплексным показателем качества ГПН является его добротность

$$k_E = \frac{U_{max}}{E}. \quad \delta = \frac{k_E}{\varepsilon}. \quad (6.38)$$

Очевидно, что качество ГПН в целом тем выше, чем больше его добротность. Требования к ГПН зависят от области их применения. Так, в современных осциллографах ГПН характеризуется следующими

параметрами: максимальное значение напряжения составляет величину от нескольких десятков до нескольких сотен вольт, длительность рабочей стадии – от нескольких сотых долей микросекунд до сотен миллисекунд, коэффициент нелинейности – от 0,02 до 0,1.

При использовании линейно изменяющегося напряжения в различных схемах сравнения коэффициент нелинейности должен иметь еще меньшее значение (порядка 0,005, а в отдельных случаях до 0,001).

Обычно длительность стадии восстановления составляет от 5 до 20 % длительности рабочей стадии.

Принцип работы большинства схем ГПН основан на применении интегрирующей RC-цепи совместно с ключевым каскадом, позволяющим осуществить периодическую коммутацию цепи. При этом в течение рабочей стадии происходит процесс заряда или разряда конденсатора в цепи с относительно большим сопротивлением  $R$ , а в течение стадии восстановления – соответственно процессы разряда или заряда конденсатора  $C$  в цепи с относительно малым сопротивлением нелинейного элемента.

Структурная схема простейшего ГПН приведена на рис. 6.15, а, где  $E$  – источник питания;  $S$  – зарядный элемент, обеспечивающий заряд емкости  $C$  в интервале  $T_{\text{в}}$ ;  $P$  – разрядный элемент, обеспечивающий разряд емкости  $C$  в интервале  $T_{\text{в}}$  и закрытый в интервале  $T_{\text{р}}$ ;  $H$  – нагрузка (или чаще всего некоторый буферный элемент) в виде сопротивления  $R_{\text{н}}$ .

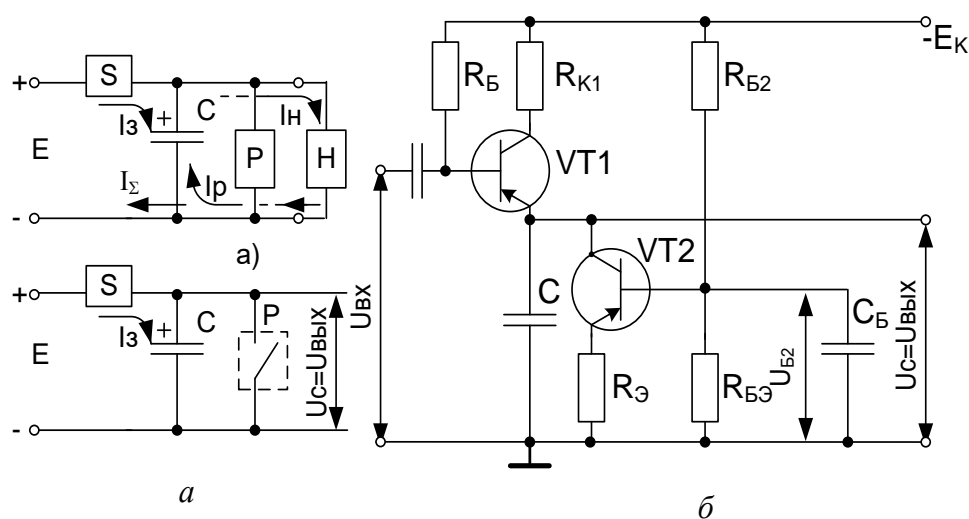


Рисунок 6.15 – Структурная схема простейшего ГПН

Разрядные элементы, а вместе с ними и ГПН в целом, как и все генераторы, могут работать в двух режимах: автоколебательном и ждущем. Автоколебательный режим характерен тем, что разрядный элемент представляет собой пороговое устройство, которое срабатывает при некотором напряжении  $U_1$  и разряжает емкость до нуля (или, в общем случае, до напряжения  $U_0$ ), после чего снова запирается на время прямого хода. Таким образом, в этом режиме амплитуда пилообразного напряжения оказывается заданной величиной ( $U_{\max}=U_1-U_0$ ), а время рабочего хода ее функцией.

Ждущий режим работы ГПН характерен тем, что разрядный элемент представляет собой ключ, управляемый некоторым импульсным устройством (мультивибратором, одновибратором, блокинг-генератором). В этом случае заданными оказываются интервалы  $T_p$  и  $T_b$ , а амплитуда  $U_{\max}$  является функцией времени рабочего хода. Разумеется, время  $T_p$  и амплитуда  $U_{\max}$  ограничены сверху собственной нелинейностью зарядного элемента.

Ждущему режиму ГПН обычно свойственно большое выходное напряжение, что очень важно для ГПН, так как генерация малых выходных напряжений с последующим усилением неприемлема, поскольку любой усилительный каскад вносит такие нелинейные искажения, которые, как правило, превышают заданную величину  $\varepsilon$ . Кроме того, этот метод более гибкий; в частности, наряду с непрерывными колебаниями он легко обеспечивает генерацию однократных импульсов (для этого достаточно, чтобы разрядный элемент был нормально открыт и запирался прямоугольным сигналом на время рабочего хода).

Классификация и принципы построения ГПН. По принципу построения ГПН в основном различаются способом стабилизации тока заряда конденсатора, постоянство которого определяет линейность выходного напряжения. По этому признаку ГПН можно разделить на следующие группы.

1. ГПН на основе простейшей интегрирующей цепи. В этом типе ГПН стабилизация тока заряда конденсатора  $C$  отсутствует, источник  $E$  имеет постоянное напряжение, зарядная цепь  $S$  представляет собой активное сопротивление  $R$ .

2. ГПН с параметрической стабилизацией тока заряда. В них, ток заряда стабилизируется с помощью нелинейного токостабилизирующего

элемента, т. е. зарядный элемент представляет собой параметрический стабилизатор тока.

3. ГПН с повторительной следящей обратной связью (ПОС). В них ток заряда стабилизируется за счет применения регулируемого источника зарядного напряжения  $E$ , напряжение которого следит за изменением напряжения на конденсаторе  $C$ , увеличиваясь на значение этого напряжения.

4. ГПН с усилительной следящей обратной связью (УОС). В них ток заряда стабилизируется за счет применения управляемого сопротивления зарядной цепи  $S$ , которое отслеживает изменение этого тока и меняет своё значение таким образом, чтобы скомпенсировать это изменение.

Рассмотрим детальнее характеристики этих ГПН.

ГПН на простейшей интегрирующей цепи (рис. 6.15, б). В идеальном случае при токах  $I_n = 0$ ,  $I_p = 0$  и  $U_0 = 0$ , где  $U_0$  – начальное напряжение на конденсаторе  $C$ , можно записать

$$u_c(t) = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (6.39)$$

где  $\tau = RC$ .

После разложения экспоненты  $e^{-t/\tau}$  в ряд и ограничения ряда первыми тремя членами разложение (5.44) примет вид

$$u_c(t) \approx E \left( \frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} \right). \quad (6.40)$$

Производная

$$u'_c(t) = \frac{E}{\tau} - \frac{t}{\tau^2}. \quad (6.41)$$

Подставляя значение  $u'_c(t)$  в уравнение (6.41) при  $t = 0$  и  $t = T_p$ , получим выражение для определения коэффициента нелинейности

$$\varepsilon = \frac{\dot{O}_\delta}{\tau}. \quad (6.42)$$

Таким образом, линейность этого типа ГПН тем выше, чем меньше длительность рабочего хода по сравнению с постоянной времени  $RC$ -цепи,

т.е. необходимо соблюдать соотношение  $T_p \ll \tau$ . Это полностью согласуется с выводами п. 2.2, так как данный тип ГПН представляет собой простейшую интегрирующую цепь, на вход которой поступает импульс постоянного напряжения  $E$ .

Так как при  $T_p \ll \tau$  соотношение  $t_2/2\tau^2$  представляет собой величину второго порядка малости, а при  $t = T_p$ ,  $u_c(t) = u_{max}$ , то уравнение (6.41) можно записать

$$U_{max} = E \frac{T_p}{\tau}, \quad (6.43)$$

откуда коэффициент использования напряжения

$$k_E = \frac{U_{max}}{E} = \frac{T_p}{\tau}. \quad (6.44)$$

Добротность этого типа ГПН, как видно из уравнений (6.43) и (6.44),  $\delta = 1$ . При  $U_0 \neq 0$   $U_E = (I - \frac{U_0}{E}) \varepsilon$  и  $\delta = I - \frac{U_0}{E}$ , т.е. в общем случае добротность еще меньше.

Таким образом, основным недостатком простейших ГПН является малый коэффициент использования напряжения питания  $k_E$  при малой заданной величине  $\varepsilon$ . Так, при  $\varepsilon = 0,1$ ,  $E = 30$  В,  $U_0 = 6$  В коэффициент использования напряжения  $k_E = 0,08$ , а  $U_{max} = 2,5$  В. Добротность схемы также низкая и составляет  $\delta = 0,8$ .

ГПН с параметрическим стабилизатором тока. Такая схема приведена на рис. 6.16. В качестве параметрического токостабилизирующего элемента используется транзистор  $VT2$ , в качестве разрядного ключа –  $VT1$ . До начала рабочего хода  $VT1$  насыщен,  $VT2$  находится в активном режиме, конденсатор  $C$  заряжен до напряжения  $U_0 \approx E_K$ . Активный режим транзистора  $VT2$  обеспечивается делителем  $R_{B2}$ ,  $R_{B3}$ , который выбирается сравнительно низкоомным, чтобы ток базы  $VT2$  мало зависел от тока делителя. Напряжение на базе

$$U_{B2} = E_K R_{B3} / (R_{B2} + R_{B3}), \quad (6.45)$$

а токи эмиттера и коллектора транзистора  $VT2$  соответственно

$$I_{Э2} = U_{Э2} / R_{Э} \approx U_{B2} / R_{Э}, \quad (6.46)$$

$$I_{K2} = I_{Э2} / \alpha. \quad (6.47)$$

При подаче на вход положительного импульса напряжения длительностью  $T_p$  ключ на транзисторе  $VT1$  закрывается и начинается разряд конденсатора  $C$  через транзистор  $VT2$ , для которого конденсатор становится источником коллекторного напряжения. По мере разряда конденсатора напряжение коллектор-база транзистора  $VT2$  уменьшается, однако коллекторный ток  $VT2$  уменьшается незначительно из-за малого наклона коллекторных характеристик транзистора. Конденсатор  $C$  разряжается практически постоянным током и напряжение на нем изменяется по линейному закону. На выходе  $U_{\text{ВЫХ}}$  формируется линейно уменьшающееся напряжение.

Согласно схеме (рис. 6.16), конденсатор  $C$  может разрядиться до напряжения  $U_{B2}$ . При этом напряжение между коллектором и базой  $VT2$  равно нулю. Максимальная амплитуда пилообразного напряжения

$$U_{\text{max}} \approx E_K - U_{B2}. \quad (6.48)$$

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения

$$\varepsilon = k_E E_K / E_0 = U_{\text{max}} / U_0, \quad (6.49)$$

где  $U_0 = I_{Э2} R_{\text{ВЫХ}} / \alpha$ .

В момент окончания запускающего импульса транзистор открывается и конденсатор  $C$  заряжается через  $VT1$  и резистор  $R_{K1}$ . Длительность обратного хода  $T_B = 3CR_{K1}$ . Емкость конденсатора  $C = I_{K2} T_p / U_{\text{max}}$ . Коэффициент нелинейности таких схем составляет 0,02 ... 0,05, а добротность достигает 30.

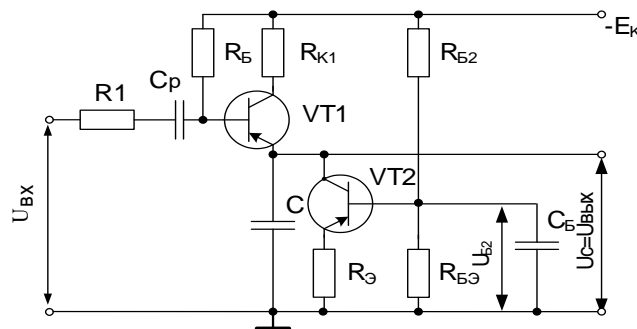


Рисунок 6.16 – ГПН с параметрическим стабилизатором тока

Основным недостатком данного типа ГПН является то, что при конечных значениях  $R_{\text{Э}}$  и широком диапазоне температур (особенно для германиевых транзисторов) относительная нестабильность тока рабочего хода достигает 10% и более.

ГПН с повторительной следящей обратной связью. Структурная схема ГПН с ПОС приведена на рис. 6.17, а. Выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}} = K U_{\text{С}}$ , где  $K$  – коэффициент передачи повторителя  $\Pi$ , по цепи обратной связи передается на вход, где оно суммируется с напряжением источника постоянного напряжения  $E$ . Конденсатор  $C$  заряжается под действием суммарного напряжения  $E + K U_{\text{С}}$ , что позволяет поддерживать ток заряда стабильным. Действительно, зарядный ток равен

$$i_{\bar{N}} = \frac{E - u_{\text{С}} + K u_{\text{С}}}{R} - \frac{u_{\text{С}}}{R_{\text{ао}}}, \quad (6.50)$$

где  $R_{\text{ВХ}}$  – входное сопротивление повторителя  $\Pi$ . Если  $K = 1$ , а  $R_{\text{ВХ}} = \infty$ , то зарядный ток будет постоянным и равным  $I_{\text{С}} = E / R$ .

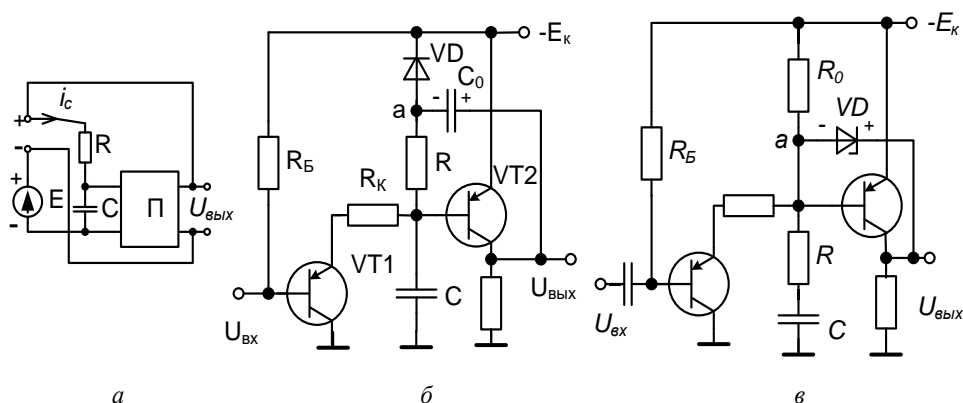


Рисунок 6.17 – ГПН с повторительной следящей обратной связью

Для улучшения характеристик выходного напряжения необходимо, чтобы ответвление тока во входную цепь и потери напряжения в выходной цепи усилителя были минимальны (т.е.  $R_{\text{ВХ}} \approx \infty$  и  $R_{\text{ВЫХ}} \approx 0$ ). Такими свойствами обладает эмиттерный повторитель.

Определим основные параметры напряжения на конденсаторе, полагая, что в качестве усилителя применяется повторитель с  $R_{\text{ВХ}} = \infty$  и  $R_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

Для определения зависимости  $U_C(t)$  воспользуемся классическим методом. Согласно второму закону Кирхгофа, для входного контура имеем

$$E + K U_C = R I_C + U_C. \quad (6.51)$$

Подставляя  $I_C = C dU_C/dt$  в выражение (6.51), получим

$$\frac{RC}{1-K} \frac{du_C}{dt} + u_C = \frac{E}{1-K}. \quad (6.52)$$

Решая это дифференциальное уравнение, находим

$$u_C(t) = \frac{E}{1-K} \left[ 1 - e^{-\frac{t(1-K)}{RC}} \right]. \quad (6.53)$$

Отсюда видно, что применение повторительной обратной связи приводит к значительному увеличению постоянной времени заряда конденсатора и уровня, к которому стремится напряжение на конденсаторе. Так, при  $K = 0,95$  получаем

$$\tau_{y\hat{e}\hat{a}} = \frac{RC}{1-K} = 20RC, \quad E_{y\hat{e}\hat{a}} = \frac{E}{1-K} = 20K. \quad (6.54)$$

Если принять  $U_0 = 0$ , то максимальное значение выходного напряжения и коэффициент использования напряжения питания равны:

$$U_{max} = \frac{E}{1-K} \left( 1 - e^{-\frac{T_p}{\tau_{y\hat{e}\hat{a}}}} \right) = \frac{\hat{A}}{1-\hat{E}} \varepsilon, \quad (6.55)$$

$$k_E = \frac{U_{max}}{E} = \frac{\varepsilon}{1-K}, \quad (6.56)$$

а коэффициент нелинейности и добротность

$$\varepsilon \approx \frac{T_\delta}{\tau_{y\hat{e}\hat{a}}} = \frac{U_{max}}{E} (1-K), \quad \delta = \frac{1}{1-K}. \quad (6.57)$$

Таким образом, для получения максимальной добротности и минимальной нелинейности коэффициент усиления повторительной обратной связи должен стремиться к единице.

Типичная схема такого ГПН, работающая в ждущем режиме, показана на рис. 6.17, б. Роль разрядного элемента выполняет транзистор  $VT1$ , токостабилизирующим элементом является эмиттерный повторитель на транзисторе  $VT2$ . В режиме ожидания транзистор  $VT1$  открыт базовым током через сопротивление  $R_B$ . Заряд на конденсаторе  $C$  очень мал и определяется сопротивлением  $R_K$ , которое намного меньше зарядного сопротивления  $R$ . Емкость  $C_0$  заряжена практически до напряжения  $-E_K$ . С приходом положительного импульса длительностью  $T_p$  на базу  $VT1$  последний закрывается и начинается заряд конденсатора  $C$  через сопротивление  $R$ . С ростом напряжения на емкости  $C$  напряжение на выходе эмиттерного повторителя возрастает. Это напряжение накладывается на напряжение на емкости  $C_0$  и, так как их сумма по модулю становится больше напряжения  $E_K$ , потенциал точки а будет более отрицательным, чем  $-E_K$  и диод  $VD$  закроется. Теперь заряд емкости происходит за счет энергии, накопленной в емкости  $C_0$ , от источника напряжения, представляющего собой сумму напряжения на емкости  $C_0$  и выходного напряжения эмиттерного повторителя. Напряжение на выходе последнего возрастает по мере заряда емкости  $C$ , повторяя его. Поэтому зарядное напряжение непрерывно увеличивается на величину напряжения на емкости  $C$ , обеспечивая постоянный зарядный ток. Естественно, что для обеспечения линейности нарастания напряжения необходимо соблюдение условия  $C_0 \gg C$ . Это накладывает некоторые ограничения на работу ГПН, так как увеличивается время восстановления схемы из-за длительного переходного процесса восстановления напряжения на емкости  $C_0$ . Для уменьшения этого времени вместо емкости  $C_0$  можно использовать кремниевый стабилитрон  $VD$  (рис. 6.17, в), режим работы которого задается сопротивлением  $R_0$ .

Поскольку напряжение на стабилитроне практически постоянно в диапазоне рабочих токов, напряжение в точке а, как и в предыдущей схеме, определяется суммой постоянного напряжения на стабилитроне и изменяющегося пропорционально напряжению на емкости  $C$  выходного напряжения эмиттерного повторителя.

В схеме со стабилитроном коэффициент использования напряжения

сравнительно меньше, чем в схеме с конденсатором, но этот недостаток оправдывается малым временем восстановления.

ГПН с усилительной следящей обратной связью (рис. 6.18, а). В структурной схеме выход усилителя с помощью конденсатора  $C$  соединен со входом. Для получения отрицательной обратной связи необходимо в усилителе иметь нечетное число каскадов. Кроме того, как и в предыдущем случае, необходимо, чтобы при закрытом разрядном элементе (разомкнутом ключе  $SA$ ) потребление тока во входной и потери напряжения в выходной цепях усилителя были минимальными (т.е.  $R_{\text{вх}} = \infty$ ;  $R_{\text{вых}} = 0$ ).

Проследим влияние подобной связи на форму выходного импульса. Пусть конденсатор  $C$  заряжается от источника постоянного напряжения  $E$ . Напряжение на конденсаторе  $C$  возрастает, при этом потенциал точки  $A$  повышается. Повышение потенциала через усилитель  $Y$  передается на выход. Поскольку число каскадов в усилителе нечетное, то потенциал точки  $B$  понижается и это понижение через конденсатор  $C$  передается на вход усилителя, в результате чего заданный ток поддерживается постоянным. Влияние конденсаторной обратной связи на форму выходного напряжения можно оценить количественно, если воспользоваться аналитическим выражением для  $U_{\text{вых}}(t)$ .

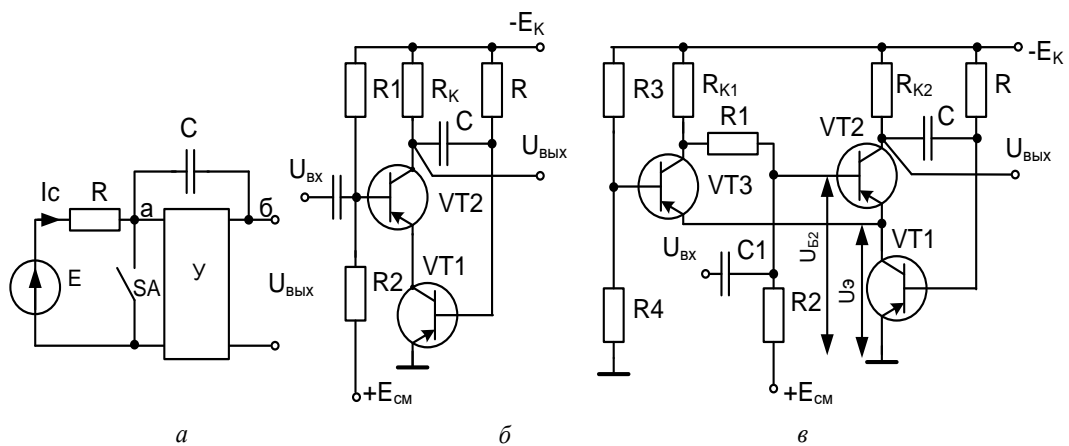


Рисунок 6.18 – ГПН с усилительной следящей обратной связью

Из схемы рис. 6.18, а видно, что зарядный ток равен

$$i_c = \frac{E - u_{a\delta}}{R} = C \frac{d(u_{a\delta} - u_{\delta a})}{dt}. \quad (6.58)$$

Так как  $U_{\text{вх}} = -\frac{u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{\hat{E}}$ , то уравнение (6.58) переписывается в виде

$$\frac{-\hat{E}\dot{A} - u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{-\hat{E}R} = C \frac{d\left(\frac{u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}}{-\hat{E}} - u_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}\right)}{dt}. \quad (6.59)$$

После упрощения последнего выражения получим

$$RC(1+K)\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = -KE. \quad (6.60)$$

Решая это дифференциальное уравнение, находим

$$u_{\text{вых}}(t) = -KE \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC(1+K)}} \right). \quad (6.61)$$

Из формулы (6.61) видно, что применение конденсаторной обратной связи приводит к увеличению постоянной времени в  $(1+K)$  раз и уровня, к которому стремится напряжение, в  $K$  раз. В результате максимальное значение  $U_{\text{max}}$  и коэффициент использования напряжения соответственно равны:

$$U_{\text{max}} = KE\varepsilon \approx \frac{K}{1+K} \frac{T_p}{RC} E; \quad (6.62)$$

$$K_E = \frac{u_{\text{max}}}{E} \approx \frac{K}{1+K} \frac{T_p}{RC}. \quad (6.63)$$

Формула для коэффициента нелинейности запишется в виде

$$\varepsilon \approx \frac{T_p}{RC(1+K)}, \quad (6.64)$$

т. е. коэффициент нелинейности уменьшается в  $(1+K)$  раз по сравнению с обычной  $RC$ -цепью. Практически в этой схеме можно получить  $K_E = 0,6 \dots 0,8$  при  $\varepsilon \leq 0,01$ .

Добротность схем ГПН, использующих данный метод, определяется из (6.43) подстановкой (6.63) и (6.64):

$$\delta = K. \quad (6.65)$$

Таким образом, для получения минимальной нелинейности и максимальной добротности коэффициент усиления усилителя необходимо делать максимально большим. При использовании современных интегральных усилителей, например 14008УД1, 544УД1 и др., добротность ГПН с УОС достигает нескольких тысяч.

Типичным примером ГПН с УОС является интегратор Миллера (рис. 6.18, б), который относится к генераторам спадающего отрицательного напряжения с постоянным возбуждением.

В исходном состоянии транзистор  $VT2$  закрыт положительным смещением на базе. Транзистор  $VT1$  открыт базовым током через резистор  $R$  и находится в режиме насыщения. Конденсатор  $C$  заряжен через сопротивление  $R_K$  практически до напряжения  $E_K$ .

В момент прихода отрицательного управляющего импульса транзистор  $VT2$  открывается, напряжение на его коллекторе уменьшается практически до нуля и конденсатор  $C$  начинает перезаряжаться через открытые транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  и резистор под действием напряжения  $R \approx 2E_K$ . При этом на резисторе  $R$  появляется падение напряжения от тока перезаряда конденсатора, уменьшающее отрицательный потенциал на базе транзистора  $VT1$ , в результате чего  $VT1$  входит в активный режим. С этого момента сопротивление  $VT1$  следует за изменением тока перезаряда конденсатора  $C$ , так как при уменьшении тока увеличивается отрицательное напряжение на базе  $VT1$  и уменьшается его сопротивление, т.е. отпирание транзистора  $VT2$  приводит к включению конденсатора  $C$  между входом (базой) и выходом (коллектором) транзистора  $VT1$ . Такое включение обеспечивает отрицательную обратную связь, стабилизирующую ток коллектора, и полностью соответствует структурной схеме (рис. 6.18, а). Восстановление схемы определяется временем заряда емкости  $C$  через сопротивление  $R_K$ .

Примером ГПН с усилительной обратной связью являются фантастроны. Они строятся на базе интегратора Миллера и имеют следующие особенности. Во-первых, в них длительность рабочего хода не

зависит от длительности управляющего сигнала, а определяется внутренними процессами в схеме (при этом управляющий сигнал представляет собой короткий пусковой импульс). Во-вторых, амплитуда выходного напряжения, определяющая длительность рабочего хода, легко регулируется изменением напряжения смещения, что важно для ряда применений. Чтобы конец рабочего хода определялся внутренними процессами, в схеме должно быть пороговое устройство.

Типичная схема фантастрона показана на рис. 6.18, в. Схема работает следующим образом. В исходном ждущем состоянии транзистор  $VT2$  закрыт положительным смещением на базе. Транзистор  $VT1$  открыт отрицательным напряжением через резистор  $R$ . Транзистор  $VT3$  также открыт, так как его эмиттер практически заземлен через открытый  $VT1$ , а на базе отрицательное смещение, определяемое делителем  $R3, R4$ . С приходом короткого отрицательного импульса на вход транзистора  $VT2$  последний открывается, что приводит к замыканию отрицательной обратной связи в транзисторе  $VT1$  и переводу его в активный режим, близкий к границе отсечки. Падение напряжения на этом транзисторе скачком увеличивается, существенно превышая по модулю напряжение делителя  $R3, R4$ . А это и приводит к тому, что напряжение на эмиттере  $VT3$  более отрицательно, чем напряжение на его базе, и транзистор  $VT3$  закрывается. Начинается переходный процесс перезаряда конденсатора аналогично предыдущему. По мере перезаряда конденсатора транзистор  $VT1$  открывается, падение напряжения на нем уменьшается и тем самым уменьшается запирающее напряжение на базе  $VT3$ . Когда напряжение на транзисторе  $VT1$  становится меньше по модулю, чем напряжение делителя  $R3, R4$ , транзистор  $VT3$  начинает открываться. Увеличение его коллекторного тока по цепи обратной связи через резистор  $R1$  передается в базу  $VT2$ , подзапирая его. Это уменьшает эмиттерный ток  $VT2$ , а значит, и падение напряжения на транзисторе  $VT1$ . Напряжение  $U_э$  еще больше уменьшается, из-за чего транзистор  $VT3$  еще больше открывается.

Процесс развивается лавинообразно и заканчивается тем, что транзистор  $VT2$  полностью запирается, а транзисторы  $VT1$  и  $VT3$  открываются. После восстановления напряжения на конденсаторе  $C$  схема полностью восстанавливает исходное состояние.

Еще один пример ГПН, выполненного на ОУ, позволяет получить на выходе автоколебания треугольной формы с независимой регулировкой

частоты и амплитуды. Схема состоит из задающего элемента-интегратора и элемента сброса – порогового устройства с гистерезисом. Частота колебаний определяется элементами  $R_3$ ,  $R_4$  и  $C$ , а их амплитуда – отношением  $R_5 / (R_1 + R_2)$ . ОУ  $DA_2$ , включенный по схеме интегратора, должен быть скомпенсирован до глубины единичного усиления. Токи перезаряда интегратора должны значительно превышать ток смещения ОУ, а напряжение смещения нуля должно быть значительно меньше амплитуды выходного сигнала  $U_{\text{вых}}$ .

## **6.6. Импульсные генераторы и формирователи на приборах с отрицательным сопротивлением**

Применение приборов с отрицательным сопротивлением позволяет исключить внешние положительные обратные связи, характерные для генераторных импульсных схем на транзисторах, и построить схемы мощных генераторов и формирователей импульсов самого различного назначения. Принципы работы таких генераторов и формирователей несущественно отличаются от чисто транзисторных схем, однако регенеративные свойства приборов с ОС значительно упрощают схемы устройств, а высокие энергетические характеристики тиристоров позволяют получить очень мощные импульсные сигналы с крутыми фронтами. Генераторы на приборах с ОС, как и транзисторные схемы, могут работать в ждущем и автоколебательном режимах и в зависимости от элементов, на которых они выполняются, делятся на схемы с диодными, триодными, запираемыми тиристорами и туннельными диодами.

Генераторы и формирователи на диодных тиристорах (динисторах). Применяются для формирования импульсных сигналов в устройствах вычислительной техники и маломощных релейных и коммутационных устройствах средств автоматики. Примером простейшей схемы на динисторе, работающей в автоколебательном режиме, является генератор мощных импульсов тока (рис. 6.19, *a*).

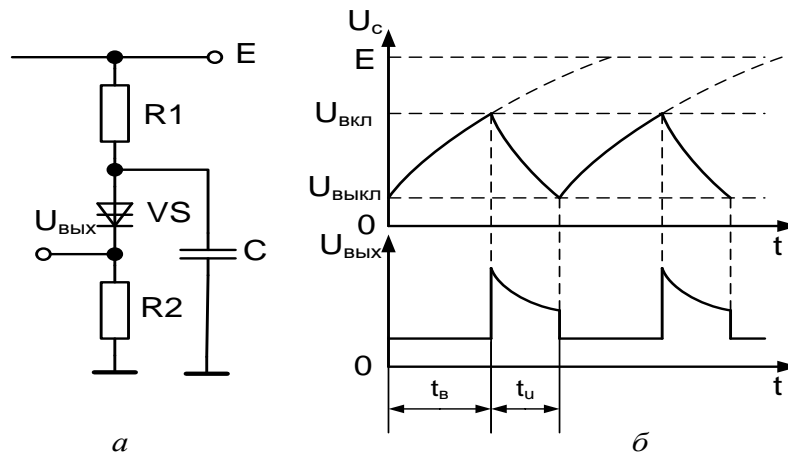


Рисунок 6.19 – Генераторы и формирователи на диодных тиристорах

Временные диаграммы его работы приведены на рис. 6.19, б. Чтобы схема работала в автоколебательном режиме, необходимо соблюдение условий

$$E > U_{\text{вкл}}, R_1 \gg R_2. \quad (6.66)$$

При закрытом диодном тиристоре  $VS$  конденсатор  $C$  заряжается через резистор  $R_1$ . Когда потенциал на конденсаторе достигнет величины  $U_{\text{вкл}} \approx U_{\text{пуск}}$ , тиристор включается и конденсатор быстро разряжается через малое сопротивление  $VS$  и резистор  $R_2$ . При разряде конденсатора ток через тиристор падает. Когда он достигнет величины  $I_{\text{выкл}}$ , тиристор скачком возвращается в исходное состояние и цикл повторяется. При этом формируются короткие мощные импульсы тока, период следования которых равен

$$T = t_{\text{и}} + t_{\text{в}}, \quad (6.67)$$

где

$$t_{\text{з}} = CR_2 \ln \frac{U_{\text{ион}}}{I_{\text{д}} R_2}, t_{\text{з}} = CR_1 \ln \frac{E}{E - U_{\text{ион}}}. \quad (6.68)$$

Такая схема генератора импульсов тока при малых сопротивлениях

нагрузки (до 100 Ом) позволяет получить импульсы тока с амплитудой до нескольких ампер и длительностью фронта менее 0,1 мкс.

Две схемы ждущих генераторов показаны на рис. 6.20 и 6.21.

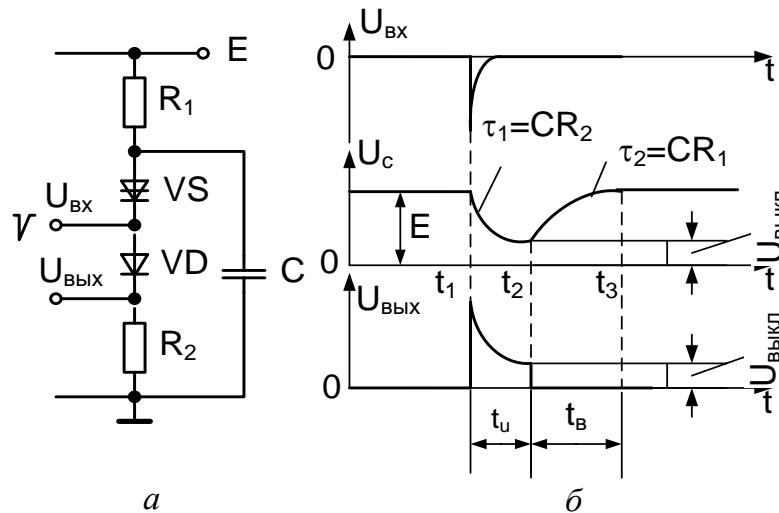


Рисунок 6.20 – Ждущий генератор

Схема рис. 6.20, *a* по своему принципу работы сходна со схемой автоколебательного генератора (рис. 6.19, *a*), однако условия ее работы несколько отличаются от условий (6.68):

$$E < U_{\text{вкл}}; R_1 \gg R_2. \quad (6.69)$$

В ждущем режиме конденсатор  $C$  заряжается до напряжения  $E$ , но тиристор  $VS$  не включается, так как  $E < U_{\text{вкл}}$ . С приходом отрицательного входного импульса  $U_{\text{ВХ}}$  в момент времени  $T_1$  (рис. 6.20, *б*), При этом  $E + |U_{\text{ВХ}}| > U_{\text{вкл}}$  тиристор  $VS$  открывается, схема переходит в квазиустойчивый режим и конденсатор  $C$  быстро разряжается через сопротивление  $R_2$ , формируя на выходе мощный короткий импульс. Когда ток через диодный тиристор  $VS$  упадет ниже величины  $I_{\text{выкл}}$  (или напряжение на конденсаторе уменьшится до величины  $U_{\text{выкл}}$ ), тиристор закроется и с момента  $t_2$  начнется восстановление напряжения на конденсаторе  $C$ .

Длительность импульса по этой схеме без учета падения напряжений на открытых диоде и тиристоре равна

$$t_{\text{з}} \approx \tau_1 \ln \frac{E}{U_{\text{âââ}}}, \quad (6.70)$$

а время восстановления  $t_{\text{в}} \approx 3\tau_2$ , где  $\tau_1 = R_2C$ ;  $\tau_2 = R_1C$ .

Схема одновибратора (рис. 6.21, а) содержит дополнительный тиристорный ключ на триодном тиристоре  $VS2$ , обеспечивающий принудительное форсированное запираение диодного тиристора. В этой схеме  $U_{\text{вкл } VS1} < E$ , а  $U_{\text{вкл } VS2} > E$ , поэтому в исходном устойчивом состоянии  $VS1$  открыт, а  $VS2$  закрыт. Конденсатор  $C$  заряжен до напряжения  $E$  (рис. 6.21, б). С приходом короткого положительного импульса на вход он открывается и конденсатор  $C$  обратным напряжением подключается к диодному тиристору  $VS1$ , обеспечивая в течение времени  $t_1 - t_2$  на его аноде отрицательное напряжение. К моменту времени  $t_2$  диодный тиристор запирается, а конденсатор продолжает заряжаться с постоянной времени  $\tau_2 = R_2C$ . В момент времени  $t_3 U_C = U_{\text{пуск } VS1}$  и диодный тиристор опять открывается. Теперь конденсатор, заряженный до напряжения  $U_{\text{пуск } VS1}$  подключается напряжением обратной полярности к тиристору  $VS2$ , запирая его. Переходный процесс в схеме заканчивается к моменту  $t_4$ , когда конденсатор практически восстановит свое первоначальное напряжение.

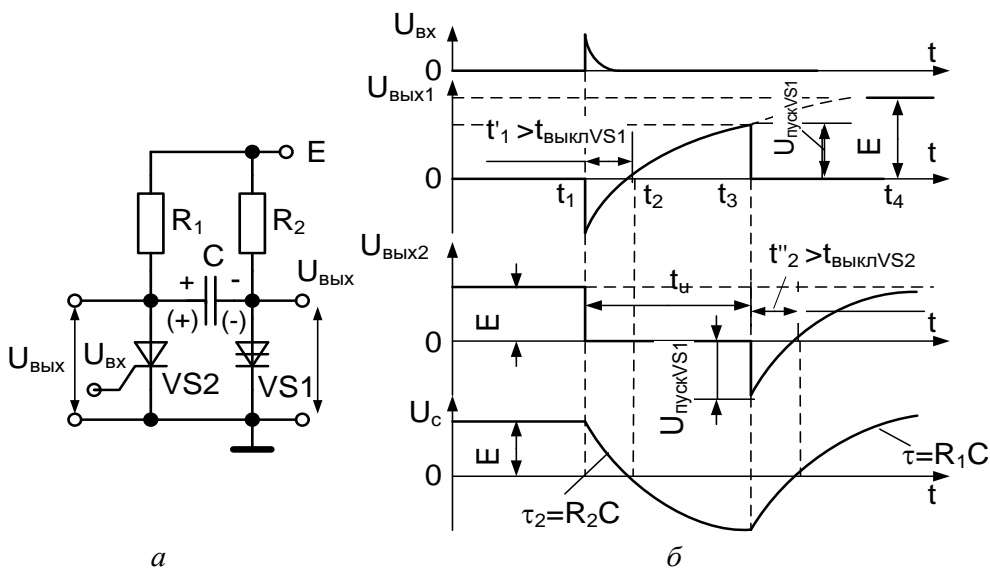


Рисунок 6.21 – Схема одновибратора

Длительность импульса в этой схеме может быть ориентировочно определена, если пренебречь падением напряжения на открытом ключе из уравнения

$$t_2 \approx \tau_2 \ln \frac{2}{1 - \frac{U_{\text{ион}}}{E}}, \quad (6.71)$$

а время восстановления  $t_B \approx t_2 + 3\tau_1$ , где

$$t_2 \approx \tau_1 \ln \left( 1 + \frac{U_{\text{ион}}}{E} \right). \quad (6.71)$$

Следует отметить, что применение диодных тиристорov в качестве пороговых элементов при медленно изменяющемся напряжении на его аноде встречает трудности из-за большой температурной нестабильности  $U_{\text{пуск}}$  и его разброса от образца к образцу. Поэтому автоколебательные схемы на диодных тиристорах отличаются большой нестабильностью по частоте и применяются только в тех случаях, где к этому параметру не предъявляют высоких требований. При импульсном управлении, что имеет место в схемах одновибраторов, триггеров, стабильность схем не зависит от изменения  $U_{\text{вкл}}$ , поэтому такие схемы часто применяются.

При применении приборов с отрицательным сопротивлением в качестве стабильных пороговых устройств необходимо использовать однопереходные транзисторы.

## 6.7. Генераторы и формирователи на триодных тиристорах

Принципы построения импульсных схем на триодных тиристорах во многом сходны со схемами на диодных тиристорах. Отличие заключается в схемах цепей управления, куда для управления тиристорами необходимо подавать короткие импульсы тока, характеризующиеся сравнительно малыми амплитудами по сравнению с амплитудами прямого тока тиристора.

Как и на диодных, на триодных тиристорах можно строить схемы мультивибраторов, одновибраторов, триггеров, однако наиболее широкое применение находят триодные тиристоры в схемах формирования мощных импульсов [11]. От транзисторных формирователей импульсов схемы на

тиристорах отличаются простотой и высоким уровнем выходной мощности, достигающей до 10 кВт в импульсе при использовании одного тиристора средней мощности. В тиристорных устройствах фронт импульса тока в нагрузке формируется независимо от скорости нарастания входного сигнала.

Практическое распространение получили схемы формирователей на тиристорах с использованием колебательного разряда (заряда) накопительного конденсатора (ФТК), т.е. схемы с контуром ударного возбуждения. Такие схемы по сравнению с формирователями, в которых конденсатор разряжается или заряжается по экспоненциальному закону, надежнее в работе и обеспечивают большее быстродействие. Кроме того, колебательный разряд (заряд) конденсатора часто предопределен индуктивным характером нагрузки.

Типовая схема ФТК (рис. 6.22) основывается на тиристорном ключе. При подаче запускающего импульса  $U_{\text{вх1}}$  отпирается тиристор  $VS1$  и происходит колебательный заряд накопительного конденсатора  $C$ . После изменения направления протекания тока в контуре  $L_0 - Z_{\text{н}} - C$  тиристор  $VS$  выключается и конденсатор  $C$  разряжается через резистор  $R$ .

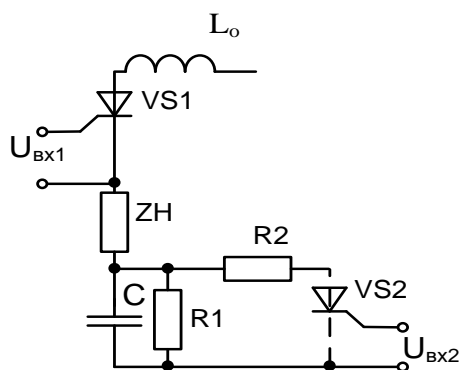


Рисунок 6.22 – Схемы формирователя на тиристорах с использованием накопительного конденсатора

Для уменьшения времени разряда конденсатора  $C$  к нему можно подключить тиристор  $VS2$ , на вход которого подается отпирающий импульс  $U_{\text{вх2}}$  задержанный относительно импульса на время

$$t \geq \frac{1}{2} T_k + t_{\text{задержка}}, \quad (6.72)$$

где  $T_k$  – период собственных колебаний напряжения на зарядном конденсаторе;  $t_{\text{выкл1}}$  – время выключения тиристора  $VS1$ .

Выходные импульсы ФТК используются для запуска модуляторов радиолокационных станций и схем импульсного питания искровых камер, поджога импульсных ламп и игнитронов, управления силовыми тиристорами, возбуждения полупроводниковых оптических квантовых генераторов, импульсного питания магнитных элементов и т.д.

Расчет параметров схемы выполняется методами анализа электрических цепей по эквивалентным схемам, составляемым для двух состояний тиристора  $VS1$ . Этот расчет сводится к выбору параметров, обеспечивающих, во-первых, надежную работу формирователя, для чего должны быть выполнены условия гарантированного отпирания и выключения тиристора, и, во-вторых, требуемые выходные параметры формирователя (амплитуду, длительность выходного импульса и его фронтов).

Генераторы и формирователи на запираемых тиристорах. На запираемых тиристорах могут быть построены высокоэффективные схемы, которые не потребляют энергию в ждущем режиме, имеют большое входное и малое выходное сопротивления, позволяют получить достаточно мощные импульсы с крутыми фронтами.

Ждущие мультивибраторы показаны на рис. 6.23, *а, б*. При включении тиристора  $VS1$  (рис. 6.23, *а*) к нагрузке прикладывается напряжение источника питания  $E$ , конденсатор  $C$  заряжается через сопротивление  $R$  и диод  $VD2$ . Когда напряжение на конденсаторе достигает значения  $U_{\text{ст}} + U_{\text{спр2}}$ , где  $U_{\text{ст}}$  – напряжение стабилизации опорного диода  $VD1$ ,  $U_{\text{спр2}}$  – напряжение спрямления тиристора  $VS2$ , открывается. Это приводит к запирающему тиристора  $VS1$  и отключению нагрузки от источника питания.

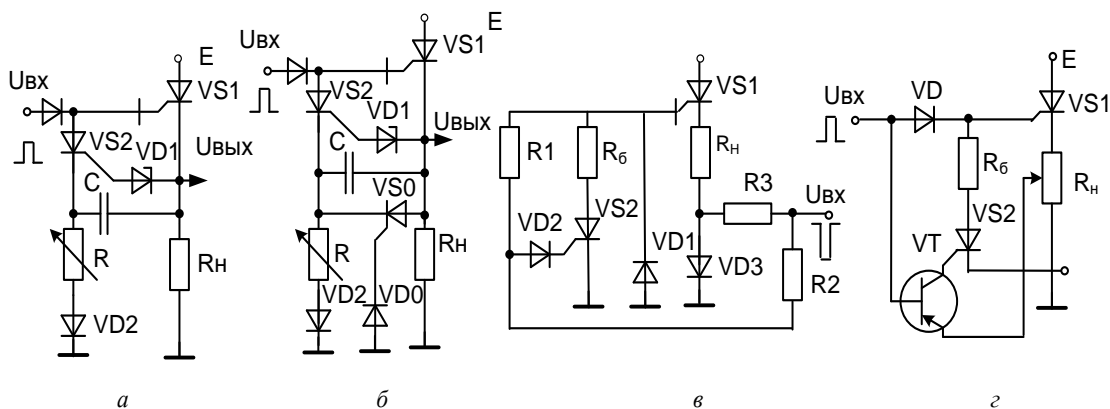


Рисунок 6.23 – Ждущие мультивибраторы

Длительность выходного импульса на нагрузке

$$t_u \approx RC \ln \left[ \frac{E}{E - U_{cm} - U_{cnp2}} \right]. \quad (6.73)$$

Сопротивление  $R$  может изменяться согласно неравенствам

$$\frac{E}{I_{maxVD2}} < R < \frac{E - U_{\bar{n}0} - U_{\bar{n}02}}{I_{\bar{n}02}}, \quad (6.74)$$

где  $I_{maxVD2}$  – предельная амплитуда прямого тока, протекающего через диод  $VD2$ ;  $I_{cnp2}$  – ток спрямления тиристора  $VS2$ .

В схеме рис. 6.23, б для уменьшения времени восстановления схемы параллельно конденсатору подключен тиристор  $VS0$ , управляющий электрод которого через диод  $VD0$  соединен с землей. Отрицательный скачок напряжения на нагрузке, возникающий вследствие запираания тиристора  $VS1$ , через конденсатор прикладывается к катоду тиристора  $VS0$ , вызывая его отпирание по цепи управляющего электрода. Происходит форсированный разряд конденсатора  $C$ , и время восстановления устройства снижается до времени выключения тиристора  $VS0$ .

Две схемы усилителей-формирователей приведены на рис. 6.23, в, г. Схема рис. 6.23, в управляется импульсами отрицательной полярности. В исходном состоянии тиристоры  $VS2$  и  $VS1$  закрыты и устройство не потребляет энергии от источника  $E$ . При подаче входного

импульса по цепи земля – диод  $VD1$  – управляющий переход тиристора  $VS1$  – резисторы  $R_n$ ,  $R3$  протекает ток, переключающий тиристор  $VS1$  в проводящее состояние. На нагрузке  $R_n$  формируется фронт выходного положительного импульса, а на триодный тиристор  $VS2$  подается питающее напряжение  $E$ , так как потенциал управляющего электрода тиристора  $VS1$  повторяет потенциал его катода. В результате к аноду диода  $VD$  прикладывается положительное напряжение источника питания через резистор  $R1$  и отрицательное напряжение  $u_{вх}$  от входного импульса через резистор  $R2$ , которые подбираются так, что диод имеет запирающее смещение.

Схема усилителя на рис. 6.23, *г* запускается импульсами положительной полярности. В исходном состоянии тиристоры  $VS1$  и  $VS2$  и транзистор  $VT$  закрыты. Входной импульс открывает тиристор  $VS1$ . К нагрузке  $R_n$  прикладывается напряжение питания  $E$  и формируется фронт выходного положительного импульса. Одновременно часть выходного напряжения прикладывается к эмиттеру транзистора  $VT$ , но последний остается закрытым, так как при наличии входного сигнала база транзистора имеет потенциал более положительный, чем эмиттер. По окончании действия входного импульса потенциал базы транзистора  $VT$  падает до нуля, и транзистор переключается в состояние насыщения. Тиристор  $VS2$  включается, обеспечивая запирающее действие тиристора  $VS1$ .

Генераторы и формирователи на однопереходных транзисторах (двухбазовых диодах). Из-за простоты конструкции, стабильности параметров и универсальности характеристик однопереходные транзисторы (ОПТ) можно применять для реализации всех типовых схем импульсных устройств. Они наиболее широко используются в схемах генераторов. Генераторы на ОПТ характеризуются большим усилением по мощности, малым расходом энергии, простотой. Типовая схема релаксационного генератора показана на рис. 6.24, *а*.

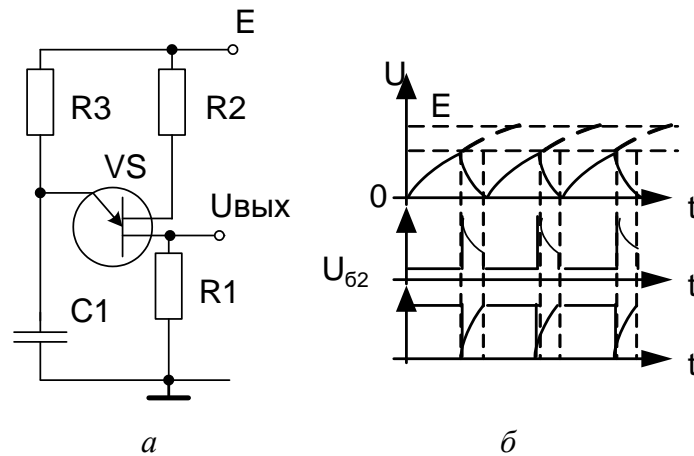


Рисунок 6.24 – Схема релаксационного генератора

Принцип действия генератора основан на периодических процессах заряда и разряда конденсатора  $C_1$ . Пока  $VS$  закрыт, конденсатор  $C_1$  заряжается через сопротивление  $R_3$ . Включение происходит при достижении на эмиттере напряжения включения  $VS$ . Сопротивление между эмиттером и базой  $B_1$  уменьшается до сопротивления насыщения  $r_{\text{нас}}$  и конденсатор разряжается через сопротивление  $r_{\text{нас}}+R_1$ . С этого момента ток в эмиттерной цепи поддерживается за счет разряда конденсатора до тех пор, пока он не станет равным  $I_{\text{в}}$ . В этой точке сопротивления базы  $B_1$  резко увеличивается и конденсатор вновь начинает заряжаться. Диаграмма, характеризующая работу схемы, приведена на рис. 6.24, б. Чтобы ОПТ  $VS$  работал в релаксационном режиме, нагрузочная прямая должна пересекать эмиттерную характеристику на участке отрицательного сопротивления.

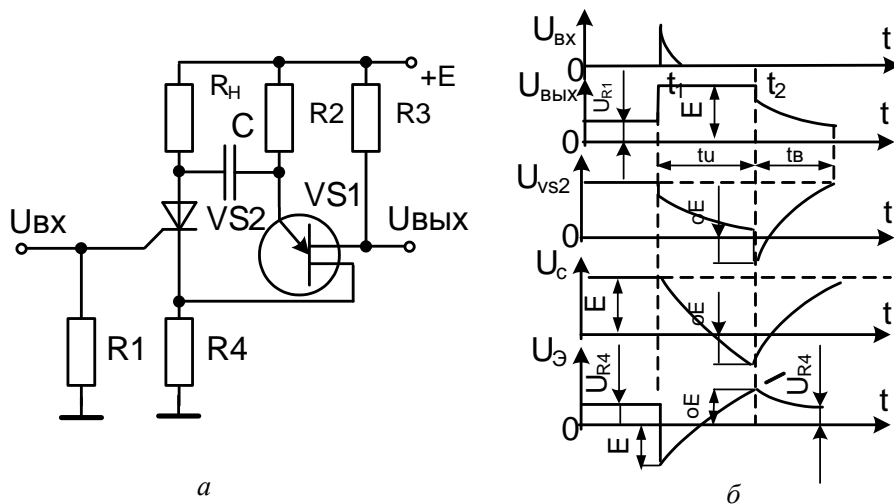


Рисунок 6.25 – Схема ждущего мультивибратора

В схеме ждущего мультивибратора на рис. 6.25, *а* в устойчивом состоянии однопереходный транзистор включен, так как на его эмиттер через сопротивление  $R_2$  подключено напряжение  $E > U_{\text{п}}$  и конденсатор  $C$  быстро заряжается через сопротивления  $R_{\text{н}}$ ,  $R_4$  и эмиттерный переход  $VS1$  до напряжения  $E$ . Это состояние схемы устойчиво. С приходом короткого входного импульса  $U_{\text{вх}}$  в момент  $t_1$  (рис. 6.25, *б*) тиристор  $VS2$  открывается, конденсатор  $C$  подключается к эмиттеру  $VS1$  отрицательным напряжением и он запирается. Начинается перезаряд  $C$  через сопротивления  $R_2$ ,  $R_4$  и открытый тиристор  $VS2$ . Такое состояние схемы сохраняется до тех пор, пока напряжение на конденсаторе в момент  $t_2$  не достигнет величины напряжения переключения ОПТ  $VS1$ , равного  $\eta E$ , после чего он открывается и конденсатор  $C$  обратным напряжением, равным  $\eta E$ , подключается к тиристору  $VS2$ , запирая его. Состояние схемы полностью восстановится после заряда конденсатора по цепи  $R_{\text{н}} - R_4 -$  эмиттерный переход открытого ОПТ  $VS1$ .

## Контрольные вопросы

1. Принципы построения генераторов.
2. Назначение и виды генераторов.
3. Генераторы гармонических сигналов.
4. Принципы построения импульсных схем на триодных тиристорах.
5. Режимы работы импульсных генераторов.
6. Автоколебательные генераторы импульсов.
7. Структурная схема генератора пилообразных импульсов.
8. Принцип построения генератора импульсных сигналов.
9. Назначение блокинг-генератора.
10. Ждущий генератор прямоугольных импульсов.
11. Генераторы и формирователи на однопереходных транзисторах.
12. Ждущий режим работы генератора пилообразных импульсов.
13. ГПН с повторительной следящей обратной связью.
14. Генераторы и формирователи на диодных тиристорах.
15. Схема формирователя на тиристорах с использованием колебательного разряда (заряда) накопительного конденсатора.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аваев Н.А. Основы микроэлектроники: учеб. пособ / Н.А. Аваев Ю.Е. Наумов, В.Т. Фролкин. – М. : Радио и связь, 1991. – 288 с.
2. Бакалов В.П., Основы теории электрических цепей и электроники : учеб. для вузов связи / В.П. Бакалов, В.П. Игнатов, Б.И. Крук. – М.: Радио и связь, 1989. – 525с.
3. Булычев А.Л. Аналоговые интегральные схемы: справочник / А.Л. Булычев, В.И. Галкин, В.А. Прохоренко. – Минск: Беларусь, 1994. – 382 с.
4. Глазенко Т.А. Электротехника и основы электроники (доп. разделы): учеб. пособие для вузов / Т.А. Глазенко, В.А. Прянишников. – М.: Высш.шк., 1985. – 176 с.
5. Гонда С. Оптоэлектроника в вопросах и ответах / С.Гонда, Д. Сэко. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1989. – 181 с.
6. Ефимчик М.К. Основы радиоэлектроники: учеб. пособие / М.К. Ефимчик, С.С. Шушкевич. – Минск: Изд-во" Университетское", 1986. – 302 с.
7. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов / А.Г. Зюко. – М.: Связь, 1980. – 288 с.
8. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигнал / В.И. Каганов. – М.: Издательский центр «Академия», 2003. – 224 с.
9. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники / А.А. Каяцкас. – М.: Высш. шк., 1988. – 462 с.
10. Кузьмин И.В. Основы теории информации и кодирования / И.В. Кузьмин. – К.: Вища шк. Головное изд-во., 1986. – 238 с.
11. Куртев Н.Д., Нефедов В.И. Импульсные и цифровые электронные цепи: учеб. пособие / Н.Д. Куртев, В.И. Нефедов. – М.: МИРЭА, 1991. – 75 с.
12. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники / Е.И. Манаев. – М.: – М.: Радио и связь, 1990. – 511 с.
13. Морозов А.Г. Электротехника, электроника и импульсная техника: учеб.для вузов инж.-экон.спец. / А.Г. Морозов. – М.: Высш.шк., 1987. – 477с.
14. Николаенко М.Н. Самоучитель по радиоэлектронике / М.Н. Николаенко. – М.: НТ Пресс, 2006. – 224 с.

15. Новиков П.Н. Задачник по электротехнике с основами промышленной электроники / П.Н. Новиков, В.Я. Кауфман. – М.: Высш. шк., 1985. – 232 с.
16. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника – 2-е изд., перераб. и доп. / Ю.Р. Носов. – М.: Радио и связь, 1989. – 359 с.
17. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
18. Росадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника / Л. Росадо: исп. – М.: Высш. шк., 1991. – 351 с.
19. Рычина Т.А. Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы: учеб. для вузов / Т.А. Рычина, А.В. Зеленский. – 2-е изд., перераб. и доп.. – М.: Радио и связь, 1989. – 350 с.
20. Сабунин А.Е. Новые решения в проектировании электронных устройств / А.Е. Сабунин. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009. – 432 с.
21. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника. Ч. 1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко, А.А. Краснопоршина. – К. Выща шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
22. Тутевич В.Н. Телемеханика: учеб. пособие для студентов вузов спец. «Автоматика и телемеханика» / В.Н. Тутевич – 2-е изд, перераб. и доп. – М.: Высш. Шк., 1985. – 423 с.
23. Федосеева Е.О. Основы электроники и микроэлектроники: учебник для уч-ся кинотехникумов / Е.О. Федосеева, Г.П. Федосеева. – М.: Искусство, 1990. – 240 с.
24. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. Т.2: В 3 т. - 4-е изд. перераб. и доп., 1993. – 371 с.
25. Шмидт Х.У. Измерительная электроника в ядерной физике / Х.У. Шмидт. – М.: Радио и связь, 1989. – 189 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

|  |     |
|--|-----|
| ВВЕДЕНИЕ.....  | 6   |
| 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ.....  | 8   |
| 1.1. Термины и определения.....  | 8   |
| 1.2. Спектр сигнала.....   | 17  |
| 1.3. Параметры импульсов и импульсных последовательностей.....                   | 21  |
| Контрольные вопросы.....   | 28  |
| <br>   |     |
| 2. ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛА ЧЕРЕЗ ЛИНЕЙНЫЕ<br>ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ.....                 | 29  |
| 2.1. Электрические цепи.....   | 29  |
| 2.2. Частотно-независимый делитель напряжения.....                               | 31  |
| 2.3. Интегрирующие линейные цепи.....  | 34  |
| 2.4. Дифференцирующие линейные цепи.....   | 38  |
| 2.5. Полосовые фильтры.....  | 42  |
| Контрольные вопросы  | 50  |
| <br>   |     |
| 3. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ.....  | 51  |
| 3.1. Классификация и основные параметры усилителей.....                          | 51  |
| 3.2. Усилительный каскад с общим эмиттером.....                                  | 56  |
| 3.3. Усилительный каскад с общим коллектором.....                                | 70  |
| 3.4. Усилительный каскад с общей базой.....                                      | 76  |
| 3.5. Усилительные каскады на МОП – транзисторах.....                             | 80  |
| 3.6. Усилительные каскады на двух транзисторах.....                              | 85  |
| 3.6.1. Каскадный усилитель.....  | 85  |
| 3.6.2. Дифференциальные усилители. Принцип действия и основные<br>параметры..... | 88  |
| 3.6.3. Типы дифференциальных усилителей.....                                     | 97  |
| Контрольные вопросы.....   | 100 |
| <br>   |     |
| 4. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ.....  | 102 |
| 4.1. Общие характеристики нелинейных ключевых цепей.....                         | 102 |
| 4.2. Диодные ключи.....  | 107 |
| 4.3. Ключи на биполярных транзисторах.....                                       | 113 |
| 4.4. Ключи на МОП–транзисторах.....  | 121 |

|   |     |
|---|-----|
| 4.5. Переключатель тока.....  | 125 |
| 4.6. Способы повышения быстродействия транзисторных ключей.....                               | 127 |
| 4.7. Ключи на тиристорах.....   | 132 |
| 4.8. Аналоговые ключи.....  | 143 |
| Контрольные вопросы.....  | 156 |
| <br>  |     |
| 5. ТРИГГЕРЫ.....  | 157 |
| 5.1. Общие сведения.....  | 157 |
| 5.2. Триггеры на транзисторах.....  | 158 |
| Контрольные вопросы.....  | 173 |
| <br>  |     |
| 6. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.....   | 174 |
| 6.1. Общие характеристики и принципы построения генераторов<br>импульсных сигналов.....       | 174 |
| 6.2. Мультивибраторы.....   | 180 |
| 6.3. Ждущие генераторы прямоугольных импульсов (одновибраторы).....                           | 180 |
| 6.4. Блокинг-генераторы.....  | 192 |
| 6.5. Генераторы пилообразных импульсов.....   | 200 |
| 6.6. Импульсные генераторы и формирователи на приборах с<br>отрицательным сопротивлением..... | 216 |
| 6.7. Генераторы и формирователи на триодных тиристорах.....                                   | 220 |
| Контрольные вопросы.....  | 227 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ   | 228 |

Навчальне видання

ГАПОН Анатолій Іванович  
ЛІБЕРГ Ігор Геннадійович  
КРИЛОВА Вікторія Анатоліївна

## **ЕЛЕКТРОННІ ЕЛЕМЕНТИ АВТОМАТИКИ**

Навчальний посібник

Російською мовою

Роботу рекомендував до видання проф. *Борисенко А.М.*

Редактор

План 2015 р., поз. 1

Підп. до друку . . . 2014 р.                      Формат 60×84 1/16. Папір офісний.  
Riso – друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 22,5. Наклад 100 пр.  
Зам. № . Ціна договірна.

---

Видавець і виготовлювач  
Видавничий центр НТУ «ХП»,  
вул. Фрунзе, 21, м. Харків-2, 61002

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3656 від 24.12.2009 р.