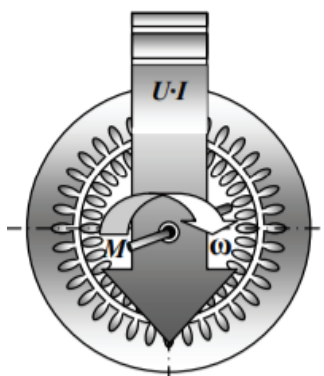


Учреждение образования
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В. П. Беляев

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ПОЛИГРАФИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

*Электронный конспект лекций
для студентов специальности 1-36 06 01 «Полиграфическое
оборудование и системы обработки информации»*



Минск 2018

УДК 621.317:621.83-52(075.8)

ББК 32.85я73

Б49

Рассмотрен и рекомендован к изданию редакционно-издательским советом Белорусского государственного технологического университета.

Рецензенты:

кандидат физико-математических наук,
доцент кафедры «Экспериментальная и теоретическая
физика» БНТУ *Ю. В. Развин*;

кандидат физико-математических наук,
доцент кафедры «Электротехника
и электроника» БНТУ *В. И. Горошко*

Беляев, В. П.

Б49 Электронные устройства полиграфического оборудования : электронный конспект лекций для студентов специальности 1-36 06 01 «Полиграфическое оборудование и системы обработки информации» / В. П. Беляев. – Минск : БГТУ, 2018. – 236 с.

В электронном конспекте лекций изложен материал, обеспечивающий подготовку инженеров-электромехаников по дисциплине «Электронные устройства полиграфического оборудования». Рассмотрены некоторые электронные датчики, устройства, силовые и интеллектуальные модули, на основе которых строятся современные силовые преобразователи электромеханических систем полиграфического оборудования. Предложены для изучения преобразователи электроприводов постоянного тока с фазовым и широтно-импульсным регулированием, преобразователи электроприводов переменного тока: автономный инвертор напряжения и регулятор напряжения. Изложен материал, освещающий задачи и принцип действия устройств управления силовыми элементами и модулями, т. е. драйверов. Приведены примеры применения силовых элементов, модулей и драйверов.

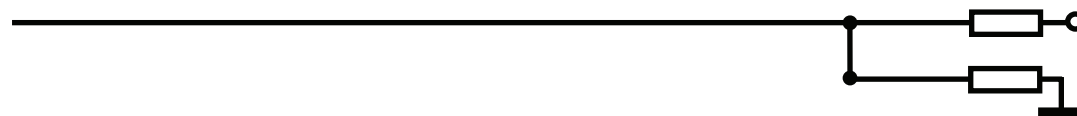
УДК 621.317:621.83-52(075.8)

ББК 32.85я73

© УО «Белорусский государственный
технологический университет», 2018

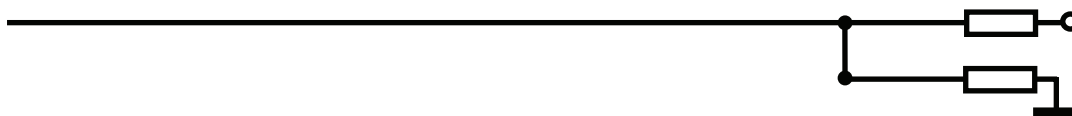
© Беляев В. П., 2018

СОДЕРЖАНИЕ



Введение.....	4
<i>Лекция 1.</i> Аналоговые элементы. Операционный усилитель. Схемы на его основе	8
<i>Лекция 2.</i> Элементы цифровой автоматики. Элементы алгебры логики. Триггеры	18
<i>Лекция 3.</i> Элементы цифровой автоматики. Регистры. Счетчики. Делители импульсов	34
<i>Лекция 4.</i> Датчики как первичные элементы автоматики	48
<i>Лекция 5.</i> Датчики температуры. Датчик Холла	66
<i>Лекция 6.</i> Твердотельные реле. Цифровой потенциометр. Тактильные чувствительные элементы	77
<i>Лекция 7.</i> Таймеры и реле времени	94
<i>Лекция 8.</i> Устройства измерения тока. Магниточувствительные датчики	107
<i>Лекция 9.</i> Емкостные сенсоры	117
<i>Лекция 10.</i> Устройства на основе светодиодов.....	132
<i>Лекция 11.</i> Силовые элементы полупроводниковых устройств.....	149
<i>Лекция 12.</i> Интеллектуальные силовые модули	159
<i>Лекция 13.</i> Полупроводниковые преобразователи для электроприводов постоянного тока с фазовым управлением	169
<i>Лекция 14.</i> Полупроводниковые преобразователи для электроприводов постоянного тока с ШИМ-управлением	185
<i>Лекция 15.</i> Полупроводниковые преобразователи для электроприводов переменного тока. Инверторы напряжения.....	197
<i>Лекция 16.</i> Полупроводниковые преобразователи для электроприводов переменного тока. Полупроводниковый регулятор напряжения	213
<i>Лекция 17.</i> Микропроцессоры в устройствах автоматики.....	226
Литература	234

ВВЕДЕНИЕ



На качество и производительность полиграфического оборудования оказывает влияние не только его физическое состояние, но и технический уровень электрооборудования, которое включает в себя электромеханические системы, приводящие в движение полиграфические машины, электронные системы контроля и регулирования параметров технологического процесса, состояния механического оборудования и координат электромеханических систем (момента, тока, ускорения, скорости, перемещения и т. п.). К ним относят регулируемые электроприводы постоянного и переменного тока, электромагнитные муфты сцепления и скольжения, электромеханические преобразователи гидропневмоаппаратуры и т. п. С точки зрения энергетического состояния системы могут быть силовыми (сильноточными) и слаботочными. Получение информации о работе полиграфического оборудования, состоянии его электромеханических систем, параметрах технологического процесса осуществляется различного рода датчиками, организованными совместно с другими элементами управления в устройства автоматики.

Автоматика – отрасль науки и техники, охватывающая теорию и принципы построения средств и систем автоматического управления производственными процессами. Автоматика как научная дисциплина исследует условия функционирования и алгоритмы управления различных технологических процессов, изучает общие закономерности в них, разрабатывает методы синтеза и анализа автоматических систем и принципов построения автоматических управляющих устройств. В устройствах автоматики широко применяют электромеханическую, пневматическую, гидравлическую, электронную аппаратуру. Направление развития элементов автоматики характеризуется увеличением их быстродействия и надежности.

Автоматизация производства – процесс в развитии машинного производства, при котором функции управления и контроля, ранее

выполняемые человеком, передаются приборам и автоматическим устройствам. Главная цель – повышение производительности труда, улучшение качества выпускаемой продукции, создание условий для оптимального использования всех ресурсов производства. Различают частичную, комплексную и полную автоматизацию. Автоматизацию производственного процесса обеспечивают автоматические системы: контроля, регулирования, управления, следящие, адаптивные, защиты, программного управления.

Совокупность нескольких систем образует комбинированную систему. *Система автоматического контроля* предназначена для автоматического контроля различных физических величин (координат), сведения в которых необходимы при управлении объектом. Система автоматического контроля не вмешивается в ход протекания технологического процесса.

Система автоматического регулирования обеспечивает поддержание регулируемой величины (координаты) в заданных пределах или по заданному закону. Задающий элемент воспроизводит задающее воздействие, определяющее закон изменения регулируемой величины. Эта величина задается в косвенном виде. Например, температура задается значением напряжения, давление – натяжением пружины и т. п.

Система автоматического управления имеет организацию целенаправленных действий, осуществляющих управление элементом, на который подается управляющий сигнал. Управляющий сигнал подается вручную или автоматически. Эти системы могут быть разомкнутыми и замкнутыми. В них исключается участие человека в управлении операциями технологического процесса.

Следящая система – автоматическая система, в которой выходная величина (любая физическая) воспроизводит с определенной точностью входную величину, характер изменения которой заранее неизвестен. Наиболее распространенными являются системы управления положением объекта.

Адаптивная (самоприспосабливающаяся) система – система автоматического управления, у которой автоматически изменяется способ функционирования управляющей части для осуществления в каком-либо смысле наилучшего управления.

Во всех этих системах управление может выполняться в функции времени, а также в функции следующих координат:

– для электропривода – тока, момента, напряжения, углового положения вала электродвигателя;

– для механизма – линейного и углового положения исполнительного органа, усилия, вибрации;

– для технологического процесса – температуры, уровня, давления, влажности, наличия вещества (предмета), освещенности и т. п.

Системы автоматического управления и их датчики имеют определенные функциональные узлы, которые могут строиться на основе аналоговой и (или) цифровой элементной базы, и в конечном счете образуют *электронные устройства автоматики*.

Электрооборудование полиграфических машин и автоматических комплексов полиграфического производства следует рассматривать в виде двух взаимосвязанных частей.

Первая часть – это системы автоматического управления главными и вспомогательными электроприводами.

Вторая часть – системы автоматического управления, контроля и диагностики технологических параметров полиграфического процесса, состояния технологической машины и электроприводов. Они представляют собой сложные электромеханические системы, в которых роль электропривода не ограничивается преобразованием электрической энергии в механическую, а, как считал академик И. И. Артоболевский, является основным структурным элементом технологической машины, реализующей качественный технологический процесс и необходимую ее производительность, а также обеспечивает энергосберегающий характер протекания всех процессов. Примерно в 80% полиграфическому оборудованию требуются регулируемые электроприводы постоянного и переменного токов, обеспечивающих силовые параметры полиграфического оборудования.

Типовой регулируемый электропривод состоит из силового преобразовательного устройства, передаточного (кинематического) механизма, электродвигателя и управляющего устройства, включающего различные командные элементы и органы, системы управления силовыми преобразователями и элементы сбора информации о состоянии технологического процесса, технологической машины и самого электропривода. Силовой преобразователь согласовывает параметры питающей сети с параметрами исполнительного электромеханического преобразователя электроэнергии – электродвигателя, а также управляет параметрами, поступающими на электродвигатель, в соответствии с функциональными сигналами устройства управления, строящегося в основном на микро-

процессорной основе. Силовые преобразователи имеют различное схемное построение и в зависимости от назначения проектируются на основе одноэлементных силовых вентилях или на основе модульной конфигурации, в составе которой имеются несколько отдельных силовых элементов, собранных по определенной схеме.

В данном электронном конспекте лекций рассматриваются аналоговые и цифровые элементы, интеллектуальные датчики, некоторые современные силовые вентилях, интеллектуальные модули, преобразователи для электроприводов постоянного и переменного токов, элементы управления и защиты силовых вентилях, интеллектуальных модулей – драйверы.

АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ. СХЕМЫ НА ЕГО ОСНОВЕ

Лекция 1

Операционный усилитель. *Операционным усилителем* (ОУ) называют усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и двухтактным выходом и коэффициентом усиления по напряжению выше 1000. Усилитель имеет два входа – инвертирующий и неинвертирующий и один выход (рис. 1.1).

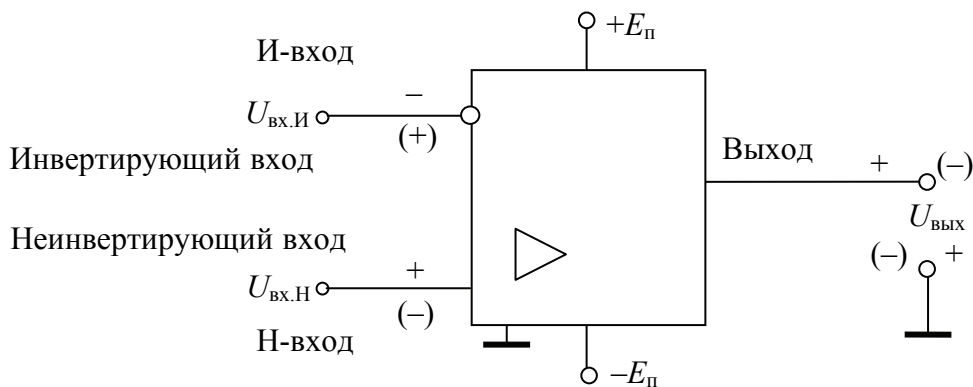


Рис. 1.1. Операционный усилитель

Если напряжение на инвертирующем входе по отношению к неинвертирующему имеет минус, то на выходе напряжение положительно (по отношению к общему выводу), и наоборот. Основной характеристикой ОУ является амплитудная (рис. 1.2). Напряжение на выходе ОУ при работе на линейной части своей характеристики (линейный режим) возрастает с уменьшением напряжения на инвертирующем входе e_- и с увеличением напряжения на инвертирующем входе e_+ . Разность напряжений на входах ($e_+ - e_-$) называется дифференциальным входным сигналом. Полусумма этих напряжений ($e_+ + e_-$) / 2 получила название синфазного входного сигнала. Операционный усилитель характеризуется некоторыми параметрами.

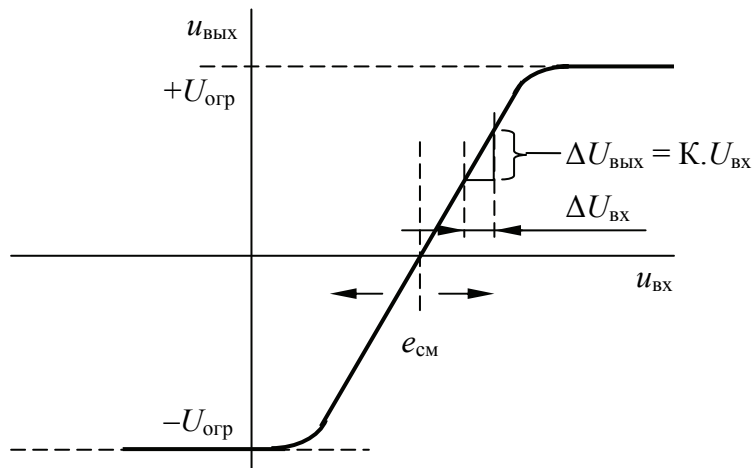


Рис. 1.2. Амплитудная характеристика ОУ

Коэффициент усиления – отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения в линейном режиме. Коэффициент усиления определяется выражением $K = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}$, и его значение составляет $K = 10^3 \dots 10^6$. Операционный усилитель обладает высоким входным сопротивлением $R_{\text{ВХ}} = 10^3 \dots 10^6$ Ом и малым выходным (десятки, сотни омов). Напряжение смещения $e_{\text{см}}$ – это дифференциальное входное напряжение ($e_+ - e_-$), при котором напряжение на выходе равно нулю. В зависимости от используемых транзисторов для построения ОУ выбирают: $e_{\text{см}} = 3 \dots 10$ мВ для биполярных транзисторов, $e_{\text{см}} = 30 \dots 100$ мВ для полевых.

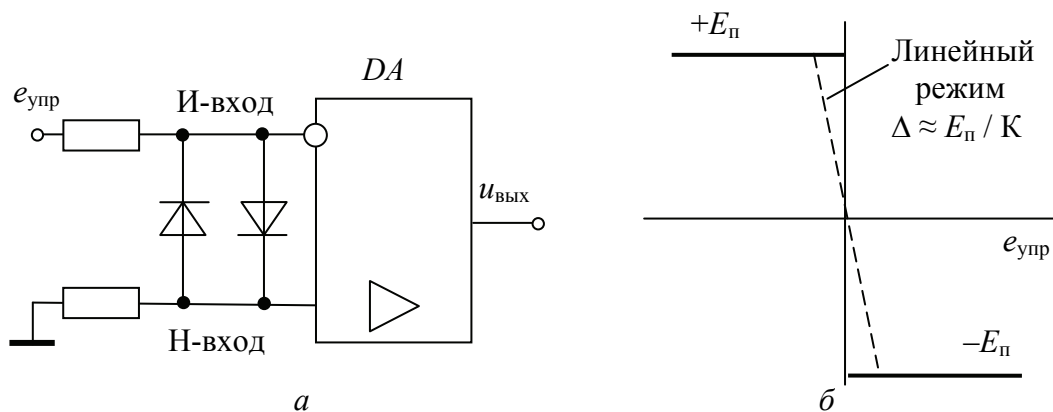


Рис. 1.3. Схема ОУ в релейном режиме (а), характеристика релейного режима (б)

Кроме линейного усилительного режима, ОУ может быть введен в релейный режим. Это свойство ОУ используется для построения различных типов компараторов, например, для создания

нуль-органа (см. рис. 1.3, *a* на с. 9). Он обеспечивает (резкое) скачкообразное изменение полярности выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}} \approx E_{\text{п}}$ при переходе входного напряжения $e_{\text{упр}}$ через нуль (рис. 1.3, *б*).

Схема традиционного компаратора, который «отслеживает» процесс изменения входного напряжения по отношению к опорному, приведена на рис. 1.4, *a*.

Введение напряжения смещения (опорного) в цепь неинвертирующего входа смещает в зависимости от знака $E_{\text{см}}$ входную характеристику (рис. 1.4, *б*). Благодаря этому при изменении напряжения управления $e_{\text{упр}}$ на входе компаратора в моменты равенства $e_{\text{упр}}$ и $E_{\text{см}}$ происходит скачкообразное изменение полярности выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$. Примером использования такого типа компаратора можно назвать применение его в устройствах регулирования температуры или в устройствах включения, например, уличного освещения.

И в том, и в другом случае входная контролируемая величина $U_{\text{ВХ}}$ (температура, освещенность) имеет плавно меняющуюся зависимость во времени ($e_{\text{упр}}$, рис. 1.4, *в*). При достижении определенного установленного значения этой величины ($\pm E_{\text{см}}$) в момент времени t_1 или t_2 происходит релейное изменение выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ с одного логического уровня $+U_{\text{ВЫХ}}$ до другого логического уровня $-U_{\text{ВЫХ}}$, или наоборот, что используется для управления упомянутых величин в релейном режиме.

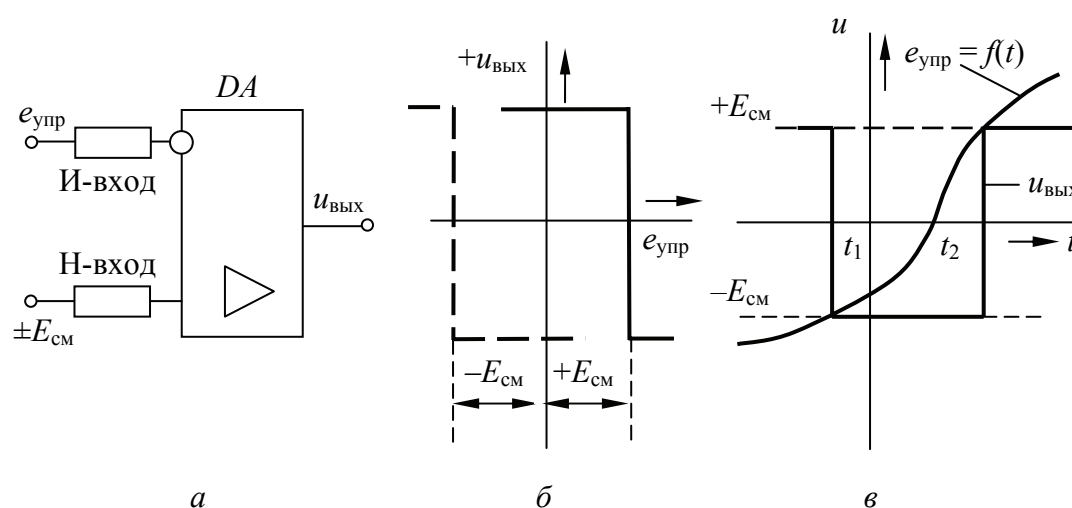


Рис. 1.4. Схема компаратора (*a*), его характеристика (*б*) и эпюры напряжения (*в*)

Инвертирующий усилитель. На рис. 1.5 приведена схема инвертирующего усилителя. Для выполнения своей функции усилитель охвачен отрицательной обратной связью. Обратная связь называется отрицательной, если с увеличением сигнала на выходе управляющий сигнал на входе уменьшается. Обратная связь называется положительной, если с увеличением сигнала на выходе управляющий сигнал на входе увеличивается. В представленной схеме часть $U_{\text{ВЫХ}}$ подается на И-вход и суммируется с входным сигналом $U_{\text{ВХ}}$ с помощью резисторов $R1$ и $R2$. Эта обратная связь также называется параллельной. Коэффициент этой обратной связи $\beta = R1 / (R1 + R2)$. В данном инвертирующем усилителе входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ проходит на И-вход с коэффициентом $\mu = R2(R1 + R2)$. Следовательно, коэффициент усиления инвертирующего усилителя равен

$$K_{\text{и}} = \frac{-\mu K}{K\beta + 1} = -\frac{R2}{R1} \frac{1}{1 + 1/K\beta},$$

где K – коэффициент усиления самого ОУ. Таким образом, если $K\beta \gg 1$ (что реально в силу большого коэффициента усиления самого ОУ), то достаточно справедливо полагать, что $K_{\text{и}} = -R2 / R1$, а значит, подбором значений сопротивлений $R1$ и $R2$ можно устанавливать желаемое значение коэффициента инвертирующего усилителя.

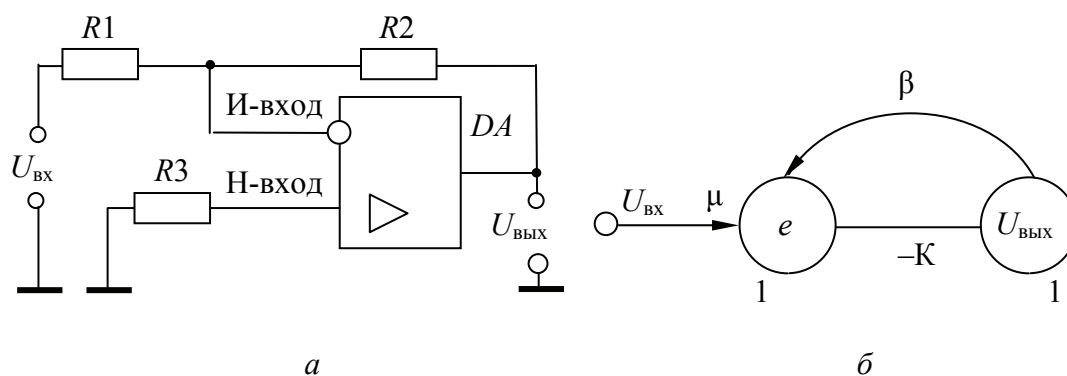


Рис. 1.5. Схема инвертирующего усилителя (а) и его граф (б)

Неинвертирующий усилитель. На рис. 1.6 приведена схема неинвертирующего усилителя. Для выполнения своей функции усилитель также охвачен последовательной отрицательной обратной связью. Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равен

$$K_{и} = \frac{K}{K\beta + 1} = \left(\frac{R2}{R1} + 1 \right) \frac{1}{1 + 1/K\beta}.$$

Таким образом, если $K\beta \gg 1$ (что реально в силу большого коэффициента усиления самого усилителя), то достаточно справедливо полагать, что $K_{и} = R2 / R1 + 1$, а следовательно, подбором значений сопротивлений $R1$ и $R2$ можно устанавливать желаемое значение коэффициента усиления неинвертирующего усилителя.

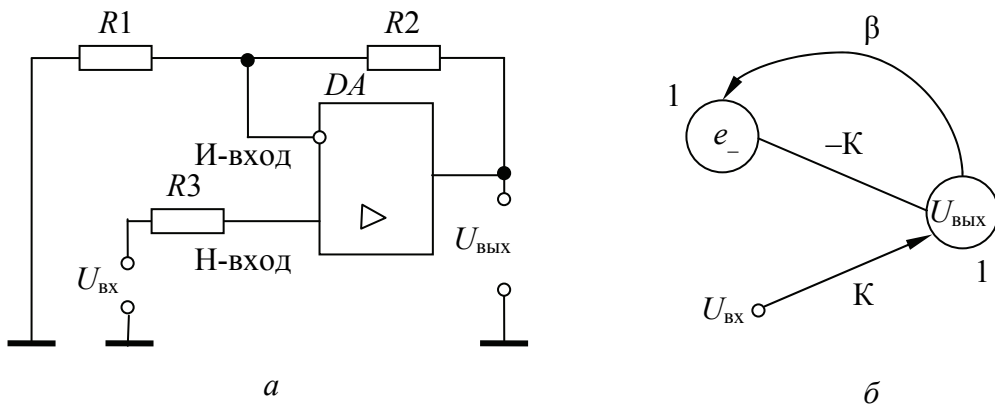


Рис. 1.6. Схема неинвертирующего усилителя (а) и его граф (б)

Частным случаем неинвертирующего усилителя является повторитель напряжения. Это усилитель с коэффициентом отрицательной обратной связи β и коэффициентом усиления $K_{и}$, равными единице ($U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$, $R2 = 0$, $R1 = \infty$, $K_{и} = 1$). Он применяется, когда необходимо повысить входное сопротивление или снизить выходное сопротивление некоторого электронного узла (рис. 1.7).

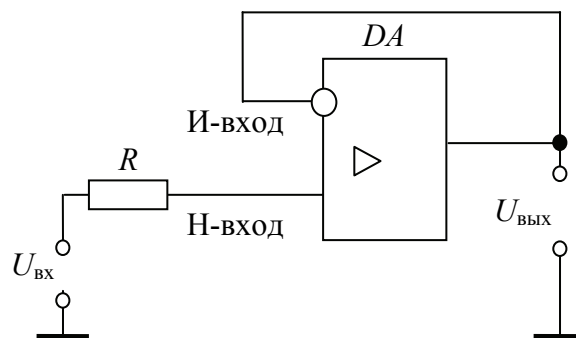


Рис. 1.7. Схема повторителя напряжения

Дифференциальный усилитель. Дифференциальный усилитель предназначен для усиления разности двух входных напряжений (рис. 1.8). Стабилизация коэффициента усиления дифференциального усилителя так же, как и в инвертирующем и неинвертирующем усилителе, осуществляется с помощью отрицательной обратной связи. Выходное напряжение представляет собой сумму двух независимых составляющих: одна обусловлена напряжением $U_{\text{вх1}}$, другая – $U_{\text{вх2}}$.

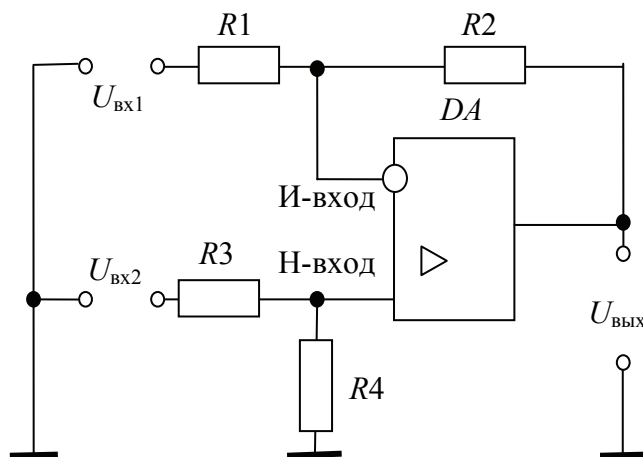


Рис. 1.8. Схема дифференциального усилителя

Тогда

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - U_{\text{вх1}} \frac{R2}{R1}.$$

Если принять $\frac{R3}{R4} = \frac{R1}{R2}$, то выходное напряжение будет заменяться пропорционально разности входных напряжений:

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) \frac{R2}{R1}.$$

Недостатками этого простейшего ОУ дифференциального типа являются низкое входное сопротивление и трудность регулирования коэффициента усиления. Устранение этих недостатков достигается усложнением схемы дифференциального ОУ.

Интегратор. Интегратором называется электронное устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала. На рис. 1.9, а приведена схема простейшего интегратора на ОУ, поскольку в обратной связи,

охватывающей ОУ, включен конденсатор. Действительно, для инвертирующего входа ОУ можно записать следующее уравнение:

$$\frac{u_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}.$$

Решая это уравнение относительно $du_{\text{ВЫХ}}$, имеем

$$du_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} u_{\text{ВХ}} dt.$$

Интегрированием последнего выражения получаем доказательство того, что напряжение на выходе ОУ пропорционально во времени напряжению на входе (рис. 1.9, б):

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ВХ}} dt.$$

Процесс интегрирования в определенном смысле можно сделать управляемым, в частности повторяемым. С этой целью вход-выход ОУ интегратора охватывается ключом VT , с помощью которого выполняется управление процессом интегрирования: его прекращение (обнуление) при замыкании накоротко входа-выхода и его последующее продолжение с нулевых начальных условий (рис. 1.9, в). Это управление – один из приемов получения пилообразного напряжения, причем изменение частоты включения-отключения ключа позволяет изменять частоту пилообразного напряжения при изменяющейся ее амплитуде.

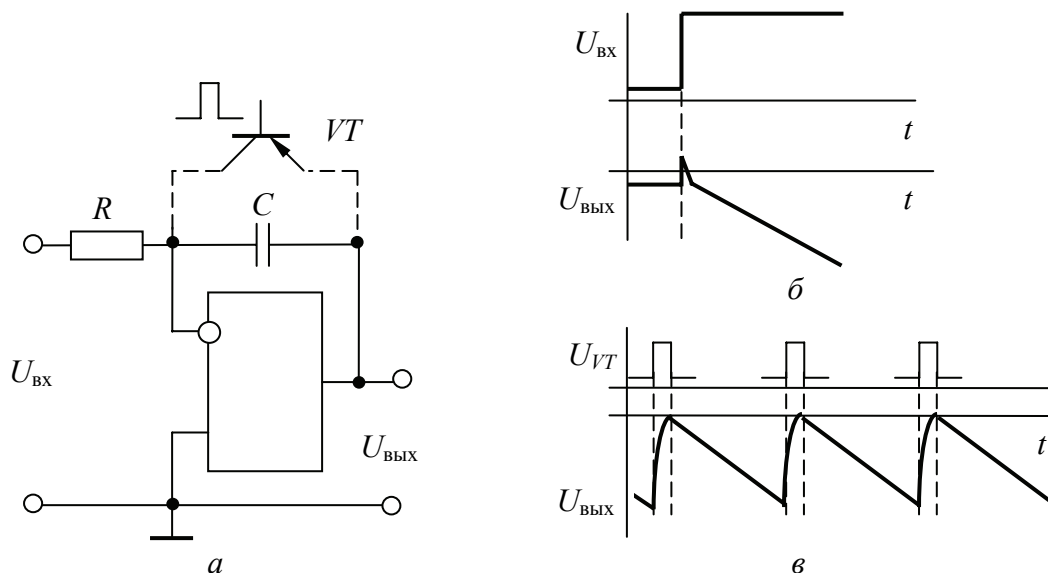


Рис. 1.9. Интегратор (а) и эюры напряжений, характеризующие его работу (б, в)

Дифференцирующий усилитель. Дифференцирование потенциальных сигналов выполняется на базе ОУ по схеме, приведенной на рис. 1.10, *а*.

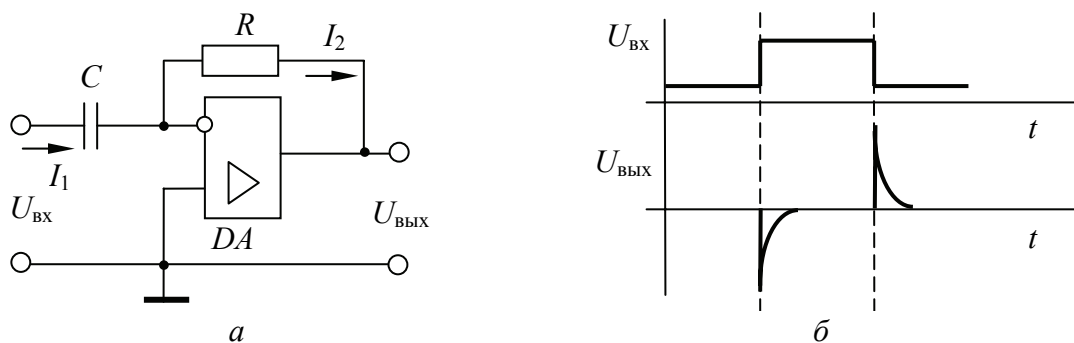


Рис. 1.10. Схема дифференцирующего усилителя (*а*) и эпюры напряжения, характеризующие его работу (*б*)

Действительно, для И-входа можно записать следующее уравнение:

$$\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} = -C \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt},$$

отсюда получается выражение, подтверждающее, что напряжение на выходе определяется производной напряжения на входе и параметрами конденсатора на инвертирующем входе, а также сопротивлением R в цепи обратной связи:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

Значение емкости определяет амплитуду продифференцированного импульса, а значение сопротивления – интенсивность его спада (рис. 1.10, *б*). Благодаря присутствию конденсатора во входной цепи операционного усилителя его входное сопротивление считается бесконечным.

Симметричный мультивибратор. В цифровой технике имеет место применение различного рода и назначения генераторов импульсов.

Примером может служить симметричный мультивибратор, схема которого приведена на рис. 1.11, *а*. Он реализован на основе компаратора с положительной обратной связью на сопротивлении R , которая совместно с конденсатором C создает колебательный режим работы компаратора.

Параметры времязадающей RC -цепи определяют частоту выходных импульсов (рис. 1.11, б):

$$f = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2R1 / R2)}$$

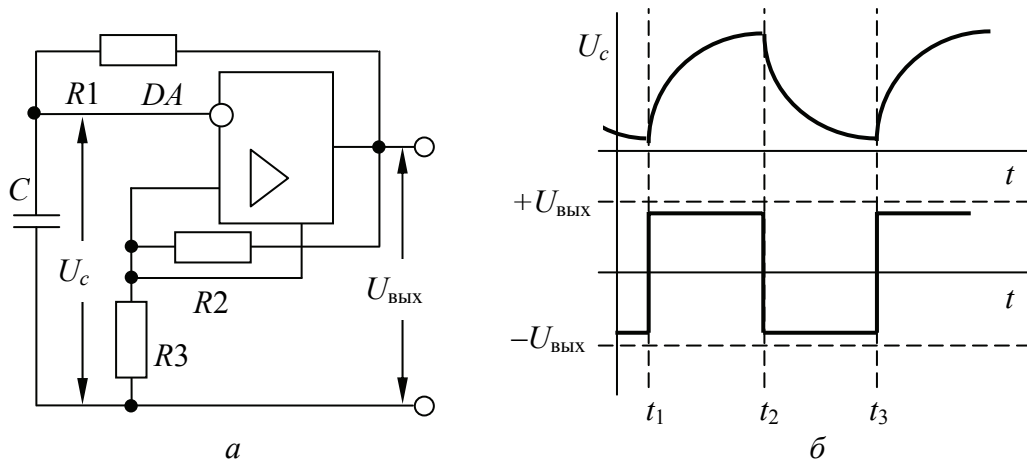


Рис. 1.11. Схема мультивибратора (а) и эюры напряжения, характеризующие его работу (б)

Одновибратор. Мильтивибратор может работать не только в режиме автоколебаний, но и в режиме генерации одиночных импульсов с внешним запуском. Такие схемы принято называть одновибраторами, или ждущими мультивибраторами (рис. 1.12). Они предназначены для формирования импульса заданной длительности и амплитуды. Входной запускающий сигнал может быть маломощным и любой длительности.

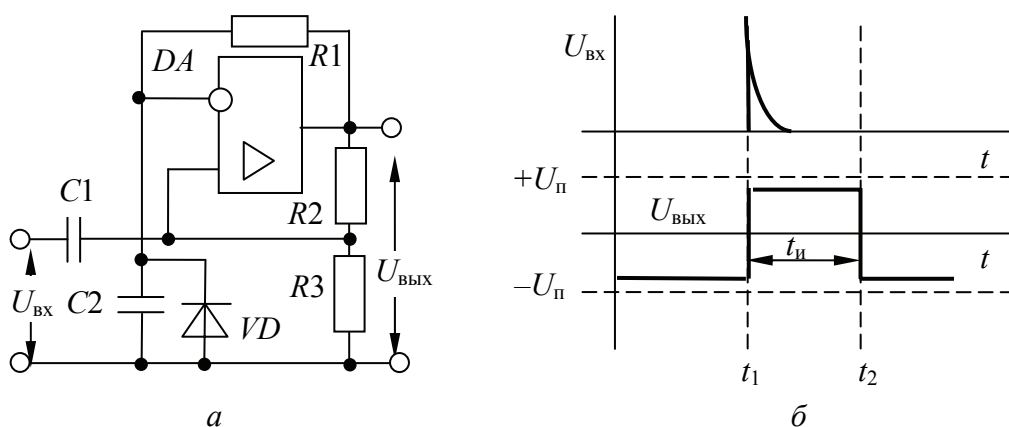


Рис. 1.12. Схема одновибратора (а) и эюры напряжения, характеризующие его работу (б)

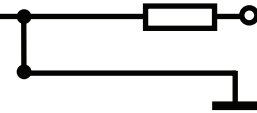
В основу схемы одновибратора, построенного на операционном усилителе, положена схема мультивибратора (рис. 1.12, *a*).

Ждущий режим работы мультивибратора задается включением параллельно конденсатору C диода VD . Запуск одновибратора во временно устойчивое состояние осуществляется по цепи конденсатора $C1$. Длительность импульса на выходе одновибратора определяется процессами заряда-разряда конденсатора C , т. е. параметрами RC -цепи (рис. 1.12, *б*):

$$t_{и} = R \left[\ln \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \right].$$

ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВОЙ АВТОМАТИКИ. ЭЛЕМЕНТЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ. ТРИГГЕРЫ

Лекция 2



Элементы цифровой автоматики. Основу элементов цифровой автоматики составляют цифровые микросхемы. Они характеризуются рядом особенностей, сказывающихся на их применении:

1) цифровые микросхемы имеют большую функциональную законченность и универсальность, что позволяет создать аппаратуру с минимальным количеством навесных компонентов. При этом в значительной степени облегчается монтаж и его автоматизация;

2) цифровые микросхемы имеют наибольшую степень интеграции, что дает возможность создавать микроэлектронные устройства с минимальным количеством корпусов и внешних соединений. Это приводит к упрощению разработки и конструирования аппаратуры и повышению ее надежности;

3) цифровые микросхемы имеют относительно большие допуски на параметры, что позволяет обходиться без точных регулировок. Число контролируемых параметров ограничено и имеется достаточно полная информация о них в справочной литературе;

4) автоматизированные методы проектирования сложной аппаратуры на цифровых микросхемах в настоящее время хорошо разработаны.

К основным областям использования цифровых микросхем относятся: вычислительная и микропроцессорная техника, промышленная автоматика, средства автоматизации производственных процессов, устройства связи и обработки данных, бытовая аппаратура.

Сейчас трудно себе представить современное устройство обработки дискретной информации, которое было бы построено без использования микросхем. Достоинства цифровых микросхем, отработанность методов построения цифровой аппаратуры обуславливают широкое внедрение цифровых методов обработки информации в традиционно аналоговые узлы. В последние годы все шире применяют синтезаторы частот, фильтры, линии задержки и т. п. Разработка и внедрение цифроаналоговых и аналого-цифровых микросхем еще больше расширили области использования цифровых методов обработки информации.

Элементы алгебры логики. Логическая сторона процессов функционирования цифровых устройств описывается формальным аппаратом, который носит название алгебры логики (алгебры Буля).

Алгебра логики в технике имеет дело с логическими переменными, которые принимают значения 0 или 1. Эти логические переменные хорошо описывают физическое состояние различного рода объектов, их элементов, в том числе и элементов автоматики – реле, кнопок, тумблеров, микросхем, источников питания и т. п.

Кодирование логических переменных в системах автоматики выполняется различными уровнями сигналов, например, логическую единицу можно закодировать высоким уровнем напряжения, а логический нуль – низким уровнем напряжения этого же напряжения. Такой способ кодирования называют соглашением положительной логики. Если используется инверсное кодирование, применяется соглашение отрицательной логики. Физическая работа устройства от этого не меняется. Над логическими переменными могут производиться три основных логических действия:

- инверсия (отрицание, \bar{A}) – НЕ;
- логическое сложение (дизъюнкция, OR) – 1 – ИЛИ;
- логическое умножение (конъюнкция, AND) – & – И.

Работа элементов цифровой автоматики описывается таблицами истинности, или таблицами соответствия.

Электронный элемент (логический элемент), реализующий функцию отрицания НЕ (инверсия), носит название инвертор. Это функция одной переменной. На рис. 2.1 приведено условное обозначение элемента НЕ (рис. 2.1, а), аналог логического элемента НЕ на релейных элементах (рис. 2.1, б) и его таблица истинности (рис. 2.1, в).

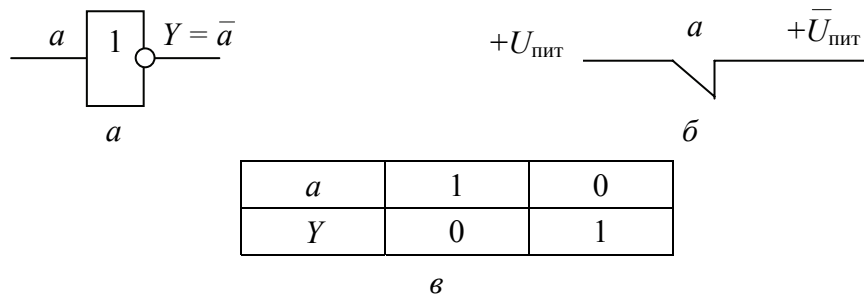


Рис. 2.1. Логический элемент НЕ:
 a – условное обозначение;
 \bar{b} – аналог логического элемента НЕ;
 v – таблица истинности

Логический элемент, реализующий функцию сложения двух или более переменных, называется дизъюнктом, или элементом ИЛИ. Выходная функция ИЛИ равна $Y = 1$, если хотя бы одна из входных переменных равна 1:

$$Y = a + b + \dots + n, \quad Y = a \vee b \vee \dots \vee n.$$

На рис. 2.2 приведено условное обозначение элемента ИЛИ (рис. 2.2, a), аналог логического элемента ИЛИ на релейных элементах (рис. 2.2, \bar{b}) и его таблица истинности (рис. 2.2, v).

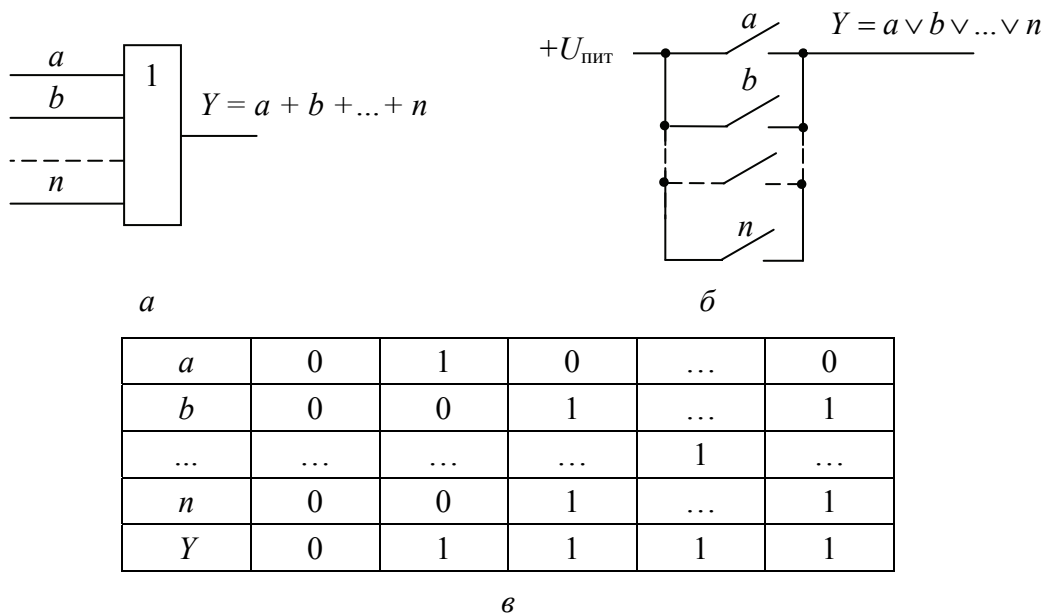


Рис. 2.2. Логический элемент ИЛИ:
 a – условное обозначение;
 \bar{b} – аналог логического элемента ИЛИ;
 v – таблица истинности

Логический элемент, реализующий функцию умножения двух или большего числа переменных, называется конъюнктором, или элементом И. Выходная функция И равна $Y = 1$ тогда и только тогда, когда все ее входные переменные равны 1:

$$Y = a \cdot b \cdot \dots \cdot n, \quad Y = a \wedge b \wedge \dots \wedge n.$$

На рис. 2.3 приведено условное обозначение элемента И (рис. 2.3, а), аналог логического элемента И на релейных элементах (рис. 2.3, б) и его таблица истинности (рис. 2.3, в).

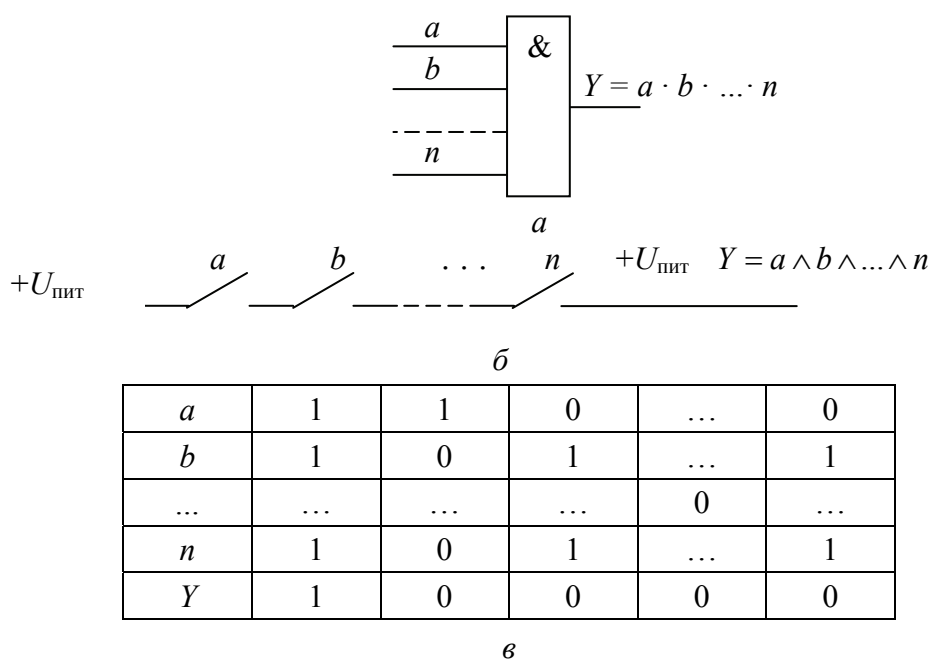


Рис. 2.3. Логический элемент И:

a – условное обозначение;

б – аналог логического элемента И;

в – таблица истинности

Кроме простых вышеперечисленных логических элементов, существуют различные их комбинации: логический элемент И-НЕ, логический элемент ИЛИ-НЕ, логический элемент «Равнозначность» («Эквивалентность»), логический элемент «Неэквивалентность» («Исключающая ИЛИ») и т. п.

Реальные аналогово-цифровые и цифровые устройства содержат, как правило, вспомогательные узлы: генераторы импульсов, формирователи импульсов, мультивибраторы и т. д.

Рассмотрим схему построения генератора импульсов, например, мультивибратора. В схемном решении мультивибратора

используются усилительные свойства инверторов. Чтобы обеспечить возникновение и существование устойчивых автоколебаний, следует исходно вывести инверторы по постоянному току на линейный участок его передаточной характеристики – участок между уровнями 0 и 1, на котором инверторы работают как инвертирующие усилители входного сигнала. Созданная положительная обратная связь с помощью резистора и одного или двух конденсаторов определяет частоту колебаний выходного напряжения (рис. 2.4). Она же обеспечивает стабилизацию режима по постоянному току. Вход V управляет работой мультивибратора, если $V = 0$, то $U_{\text{вых}} = 0$, т. е. генерация выходных импульсов отсутствует.

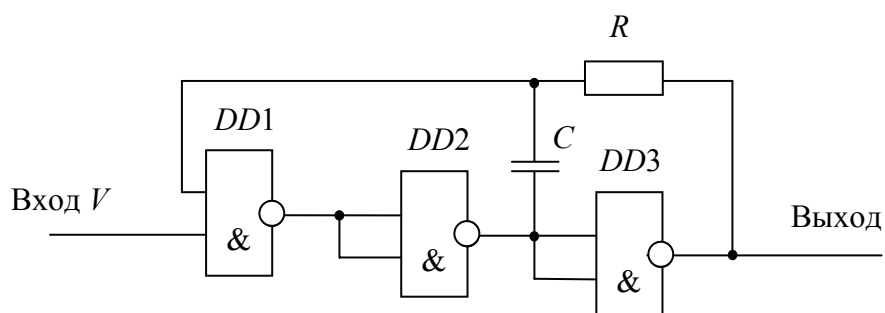


Рис. 2.4. Схема мультивибратора

Входной управляющий сигнал $V = 1$ запускает мультивибратор. Период колебаний выходного напряжения определяется параметрами RC -цепочки в цепи обратной связи – $T_{\text{кол}} = a\tau$, где $\tau = RC$ и $a = 1 \dots 2$.

Примером генератора гармонических колебаний может служить генератор, схема которого представлена на рис. 2.5.

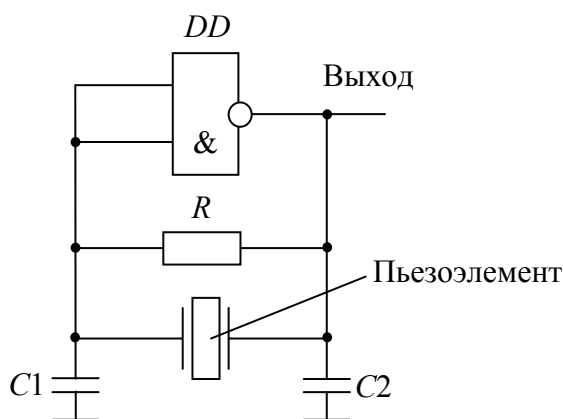


Рис. 2.5. Схема генератора гармонических колебаний

Генератор представляет собой мультивибратор, задающим элементом колебаний которого является пьезоэлемент на основе кварца. Этот элемент по сравнению с предыдущей схемой включен на место времязадающей емкости. Геометрические параметры пьезоэлемента определяют частоту колебаний выходного напряжения. В схемах с цифровыми элементами распространен формирователь напряжения прямоугольной формы. Рассмотрим один из вариантов такого формирователя (рис. 2.6).

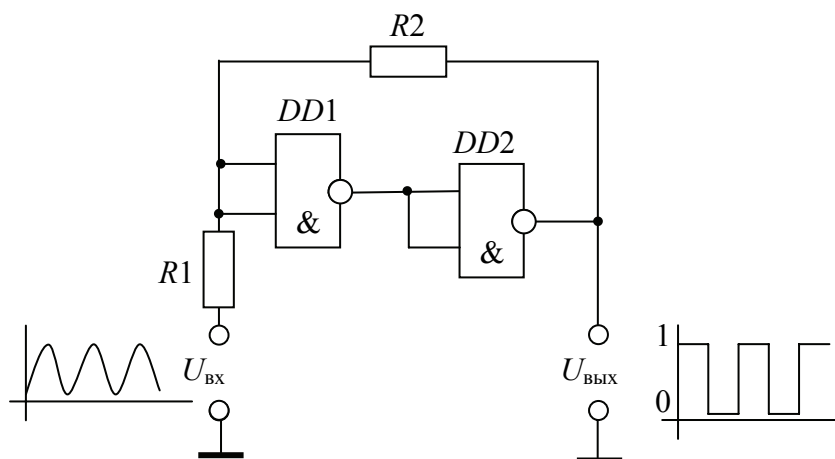


Рис. 2.6. Схема генератора гармонических сигналов

Получение сигнала, имеющего два стандартных уровня 0 и 1, из произвольно изменяющегося входного сигнала в данной схеме можно реализовать за счет применения схемы под названием *триггер Шмитта*. Решается эта задача тем, что вводится положительная обратная связь на резисторе $R2$ между выходом второго инвертора и входом первого. Входное сопротивление влияет на глубину обратной связи ($R1$), и с его ростом увеличивается коэффициент обратной связи.

Рассмотрим формирователь импульсов заданной длительности, т. е. цифровой одновибратор. Одна из схем одновибратора приведена на рис. 2.7.

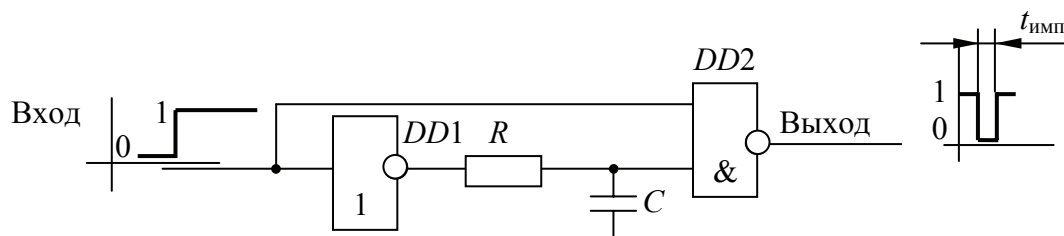


Рис. 2.7. Одновибратор

Одновибратор обеспечивает получение выходного импульса определенной длительности при соответствующем перепаде входного напряжения, другими словами, длительность выходного импульса не зависит от длительности входного сигнала. Работа одновибратора состоит в следующем. На вход второго элемента 2И-НЕ поданы взаимно инверсные сигналы с входа и выхода первого инвертора, поэтому на выходе одновибратора всегда имеется логическая единица. Сигнал 0 на выходе появляется только в том случае, когда сигнал на входе первого инвертора переходит из 0 в 1. Пока происходит переключение первого инвертора на оба входа второго элемента 2И-НЕ приложено по логической единице, что дает 0 на выходе. Длительность этого состояния определяется параметрами RC -цепочки, которые формируют $t_{\text{имп}}$.

Прием внешних сигналов. Источниками сигналов, поступающих на цифровые устройства, могут быть контакты различного типа аппаратов (тумблер, реле, кнопки, микропереключатели и т. п.). Характеристики сигналов, формируемых этими контактами, как правило, отличаются от характеристик сигналов, применяемых в цифровых устройствах. Отличие состоит не только в длительности фронтов, в амплитуде, но и в нерегулярности этих сигналов при единичном срабатывании контакта. Этот процесс носит название *дребезг контакта*. Вариант схемы приема внешних сигналов представлен на рис. 2.8.

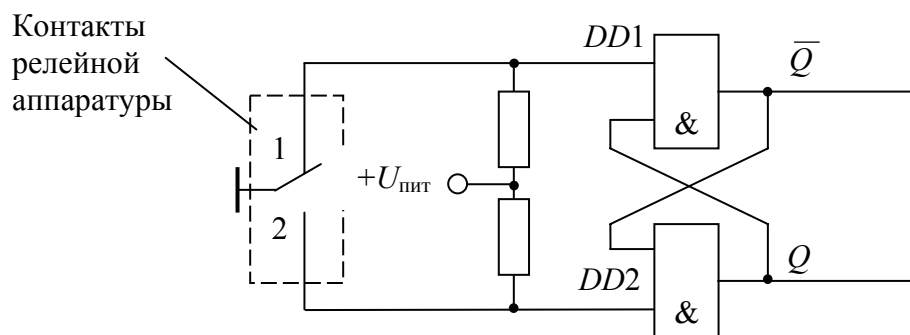


Рис. 2.8. Схема приема внешних сигналов

Эпюры напряжений, приведенные на рис. 2.9, характеризуют работу схемы приема внешних сигналов. При срабатывании реле или кнопки подвижный контакт, присоединяемый к нулевому уровню, отрывается от точки 1 и движется к точке 2. При движении контакта на отрезке времени $t_1 \dots t_2$ на входе обоих инверторов поддерживается высокий уровень от источника питания и выходы

схемы Q и \bar{Q} не меняют свое состояние, которое было до этого. При первом касании контактом точки 2 за счет меньшей на порядок инерции цифровых элементов, чем у контакта, произойдет переключение схемы в момент t_2 .

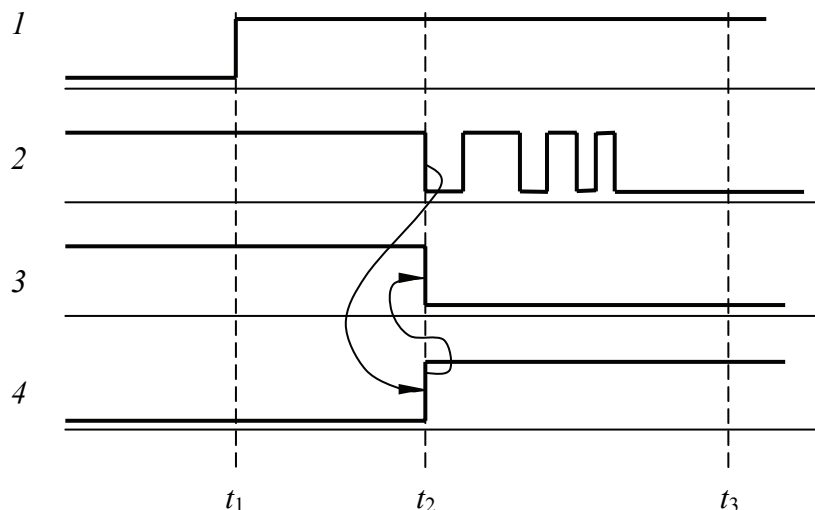


Рис. 2.9. Эпюры напряжений схемы приема внешних сигналов

Дальнейшие отрывы и замыкания контакта не изменяют состояние выходов схемы, ибо она вошла в режим сохранения поступившей информации от первого касания.

Триггеры. Логическое устройство представляет собой схему с положительной обратной связью и имеющую два устойчивых состояния, которые реализуют логические переменные высокого и нижнего уровней, носит название *триггер*. Перевод триггера в единичное состояние путем воздействия на его входы называется *установкой* (выполняется командой *Set*). Сам устанавливающий сигнал и вход устройства, на который поступает этот сигнал, обозначают буквой **S** (*set*). Перевод триггера в нулевое состояние носит название *сброс* (осуществляется командой *Reset*). Сам устанавливающий сигнал и вход устройства, на который поступает этот сигнал, обозначают буквой **R** (*reset*). На рис. 2.10, а представлена схема простейшего триггера. Она получается за счет кольцевого включения двух логических элементов 2И-НЕ. Условное графическое изображение триггера приведено на рис. 2.10, б.

Такой триггер имеет два входа, два выхода и называется **RS-триггером**. Если на входах такого триггера имеются логические нули, то триггер находится в каком-нибудь одном из двух

устойчивых состояний. Оно устойчиво поскольку, если, например, $Q = 1$, то по цепи положительной связи логическая единица поступает на один из входов второго элемента 2ИЛИ-НЕ и в результате этого поддерживает логический нуль на инверсном выходе \bar{Q} . В свою очередь этот логический нуль по такой же обратной связи поступает на один из входов первого элемента, чем создает устойчивое состояние логической единицы на прямом выходе триггера.

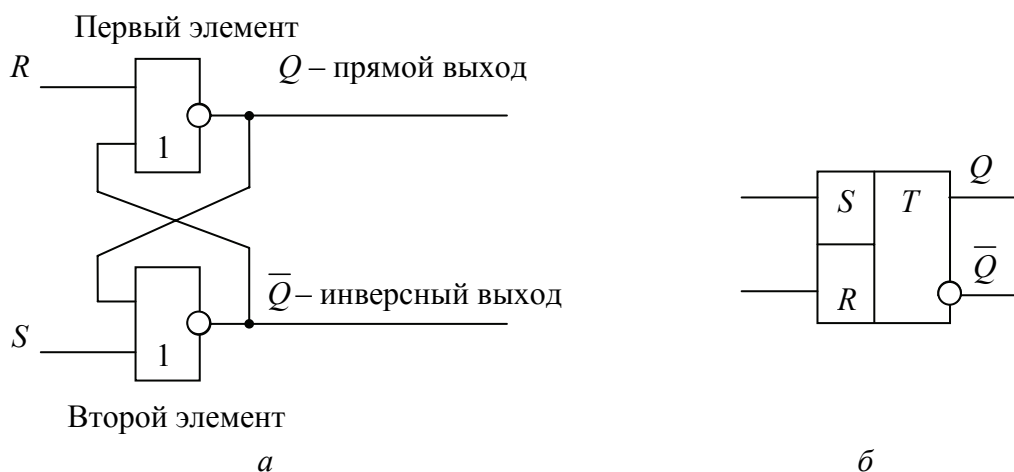


Рис. 2.10. Схема (а) и условное обозначение (б) триггера

Таким образом, при входных сигналах $R = 0$ и $S = 0$ появившаяся логическая единица на прямом выходе триггера поддержит это состояние сколь угодно долго. Если $Q = 1$, то говорят, что триггер находится в единичном состоянии или установлен. Если провести управление триггером так, что $Q = 0$, а $\bar{Q} = 1$, то говорят, что триггер находится в нулевом состоянии или сброшен.

Режим RS -триггера, когда оба его входа не активны, т. е. на них находятся логические нули, называется режимом хранения. Рассмотрим временную диаграмму переходных процессов в схеме при подаче на нее управляющих сигналов. В начальном состоянии триггер погашен, это его нулевое состояние. На вход S поступает логическая единица, а после ее окончания логическая единица поступает на вход R . Временные диаграммы показывают, что оба элемента триггера переключаются не одновременно, а последовательно друг за другом. Цифровые узлы, которые содержат такие элементы памяти, как триггеры, относятся к узлам последовательного типа. Временная диаграмма показала, что в работе RS -триггера существуют моменты времени, когда на обоих выходах имеются

одинаковые уровни, что отражено стрелочками (рис. 2.11). Это не предусмотренная комбинация логических сигналов на выходах триггера и это следует учитывать при проектировании. За время $t_{з.р}$ (время задержки распространения) на обоих выходах триггера устанавливаются правильные уровни.

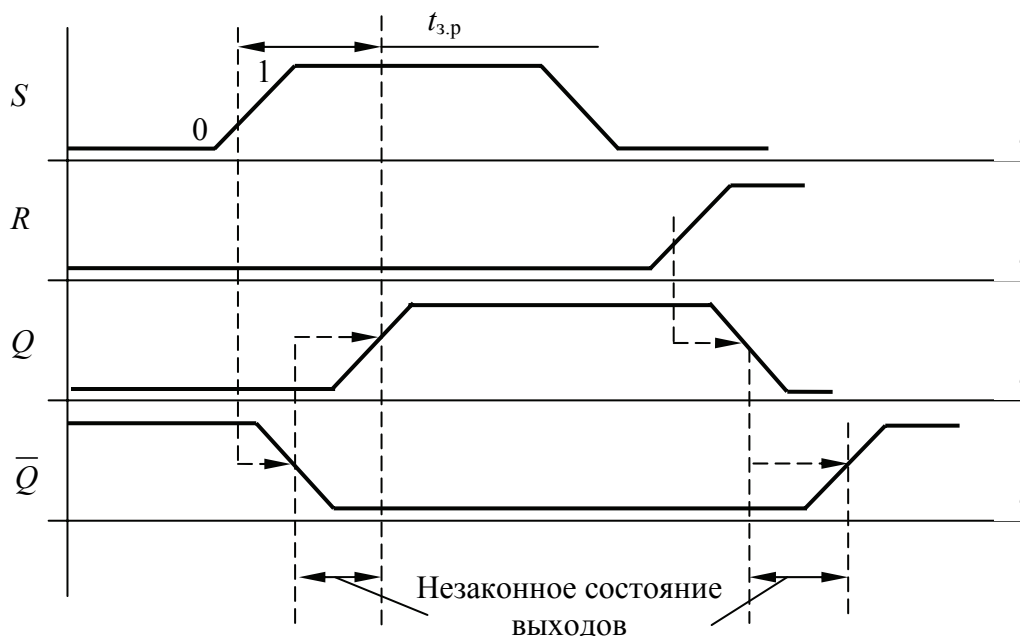


Рис. 2.11. Временные диаграммы RS-триггера

Временные диаграммы позволяют оценить минимальную длительность RS-сигналов, меньше которой обратная связь не успеет замкнуться и триггер вернется в исходное состояние (это время равно $2 \dots 3\tau$). Если на оба входа одновременно подать логическую единицу, то на обоих выходах появится логический нуль. Если теперь одновременно снять логическую единицу с входов триггера, то элементы начнут переключаться в единичное состояние, стараясь поставить своего партнера в логический нуль. Победа одного из элементов зависит от коэффициента усиления, скорости переходных процессов в элементе и других причин. Поэтому комбинация $R = S = 1$ является запрещенной. Ее можно допустить, если снятие входных сигналов будет строго поочередно определено. Особенностью RS-триггера является то, что его выходы являются как бы и входами. Если на линии связи выхода Q, находящегося в нулевом состоянии, появится кратковременно единичная помеха, то она может вызвать переключение всего триггера и это будет ложной логической функцией.

От функциональных возможностей триггера и режимов управления его работой зависят характеристики регистров, счетчиков и т. п., устройств, состоящих из триггеров. Поэтому триггеры бывают:

- 1) одноступенчатые и многоступенчатые;
- 2) асинхронные и синхронные;
- 3) с записью по одному входу или по двум входам;
- 4) со счетным входом;
- 5) универсальные;
- 6) со статическим или динамическим управлением.

Рассмотренный RS -триггер одноступенчатый, асинхронный, так как запись информации осуществляется с поступлением сигналов на входы. С целью устранения нежелательных состояний триггера, вызванных гонками сигналов по входам, появлением помех и т. д., используется метод их управления, называемый тактированием. Основная сущность такого управления состоит в том, что переключение триггера, т. е. передача информации с входов на выходы, выполняется по команде независимого сигнала, называемого тактовым. Такие триггеры называют синхронными. Схема одного из них изображена на рис. 2.12. Если $C = 1$, схема функционирует как обычный RS -триггер.

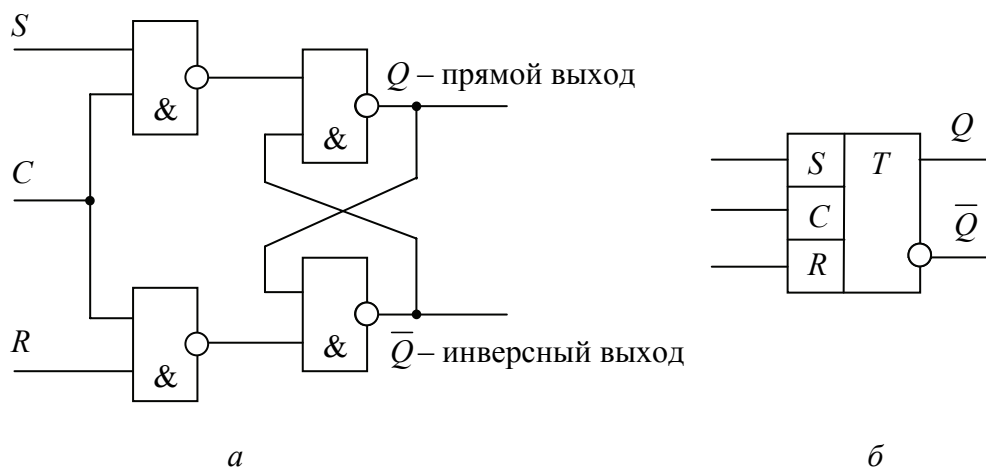


Рис. 2.12. Схема (а) и условное обозначение (б) синхронного триггера

Другими словами, при $C = 1$ он прозрачен по RS -входам. Тактирование триггера может выполняться импульсом (потенциалом) или фронтом импульса (перепадом потенциала). В первом случае сигналы на управляющих входах оказывают влияние на работу триггера при разрешающем потенциале на тактовом

входе. Во втором случае воздействие управляющих сигналов проявляется только в момент перепада – перехода 1 в 0 или 0 в 1 на тактовом входе. Логическое переключение триггера приведено в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Таблица состояний *RS*-триггера

<i>S</i>	0	1	0	1
<i>R</i>	0	0	1	1
Q_{n+1}	Q_{n+1}	1	0	Запрет

Здесь n обозначается состояние триггера в момент появления входных сигналов $n + 1$, состояние после переключения.

***D*-триггер.** *D*-триггер – это тип синхронного триггера, который носит название защелка. Данный триггер имеет два входа, один из которых – это вход данных, а второй – синхронизирующий (тактовый), причем *D*-триггер переключается только в том случае по сигналу на входе *C*, когда состояние входа *D* предписано (рис. 2.13).

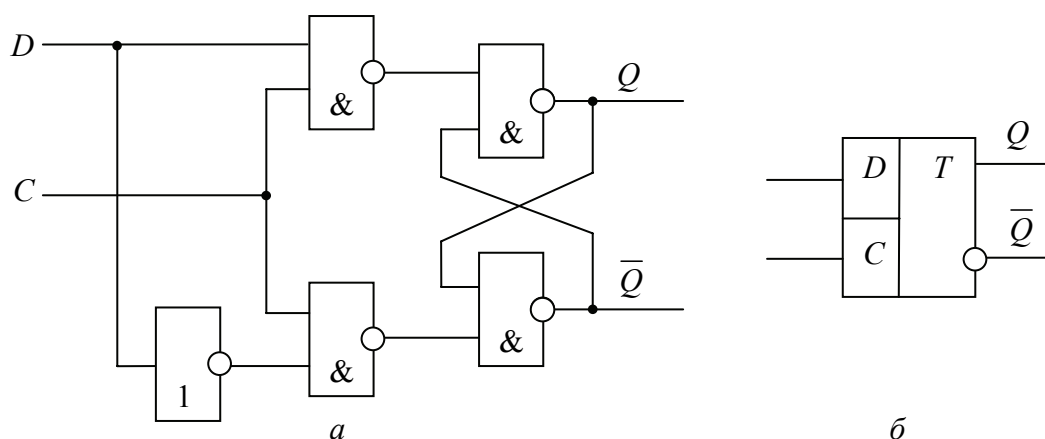


Рис. 2.13. Схема (а) и условное обозначение (б) *D*-триггера

В некотором смысле *D*-триггер задерживает прохождение сигнала по *D*-входу до появления сигнала *C*. Другим назначением *D*-триггера является сохранение данных, однажды поступивших на *D*-, *C*-вход, выполняет функцию записи в триггер.

Рассмотрим временную диаграмму *D*-триггера (рис. 2.14).

Изменение *D*-входа при $C = 0$, а это моменты времени t_1, t_2, t_7 , не влияет на состояние выхода Q , т. е. триггер заперт по входу *C* и находится в режиме хранения информации.

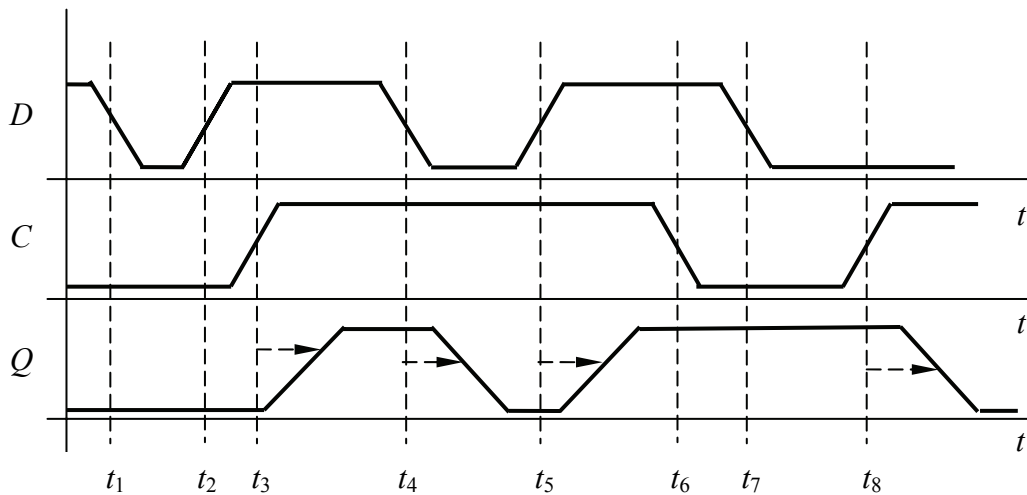


Рис. 2.14. Временная диаграмма D -триггера

В момент t_3 фронт C вызывает переключение триггера в состояние, которое было в этот момент на входе D . Таким образом, при $C = 1$ защелка прозрачна по входу D , это видно в момент времени t_3, t_5 . Изменение его в t_4, t_5 приводит к изменению выхода Q по фронту C -сигнала. Например, в момент времени t_6 триггер фиксирует на выходе то состояние, которое было на D -входе к тому времени, и уже следующее изменение может быть по следующему фронту (табл. 2.2).

Таблица 2.2

Таблица состояний D -триггера

D^n	0	1	0	1
C^n	0	0	1	1
Q_{n+1}	Q_n	Q_n	0	1

Если на вход C подать логическую единицу, то свойства защелки проявляться не будут, триггер будет выполнять функции буферного усилителя мощности в тракте передачи данных. Как указывалось для управления функциональными свойствами цифровой техники, необходимо качественно формировать сигналы 0 и 1. Особенно это относится к синхронизирующему импульсу. Отсюда временными параметрами, характеризующими время распространения по трактам, являются:

- время задержки распространения по трактам: C -вход – выходы; D -вход – выходы;
- время подготовки по D -входу;
- время выдержки по D -входу;

- минимальная длительность C -импульсов;
- максимальная длительность фронтов C -сигнала.

Двухступенчатый триггер. Два последовательно соединенных RS -триггера представляют собой двухступенчатый триггер, или MS -триггер (рис. 2.15).

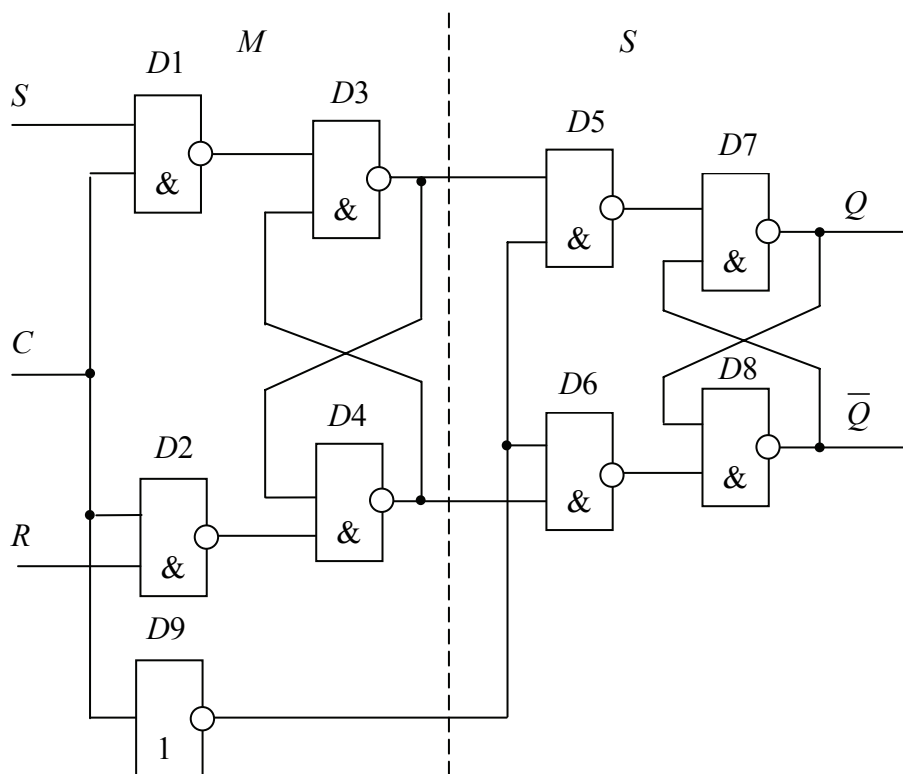


Рис. 2.15. Схема двухступенчатого триггера

Первый триггер является ведущим (master – хозяин), второй – ведомым (slave – раб). Благодаря общему C -сигналу они работают как одно целое. Временная диаграмма, характеризующая работу двухступенчатого триггера, приведена на рис. 2.16.

Из временной диаграммы видно, что информация, задаваемая уровнями на входах R и S по фронту сигнала C , принимается в M -триггер в течение всего времени, пока C -сигнал равен 1, а в S -триггер информация не проходит, поскольку его входные конъюнкты 5 и 6 в это время перекрыты инверсией C -сигнала, т. е. на заднем фронте сигнала C , и только тогда S -триггер примет состояние триггера M . MS -триггер не прозрачен по RS - входам, ни при $C = 0$, ни при $C = 1$. Каждая ступень сама по себе прозрачна, но за счет последовательного их включения оказывается запертой или C -сигналом, или его отсутствием.

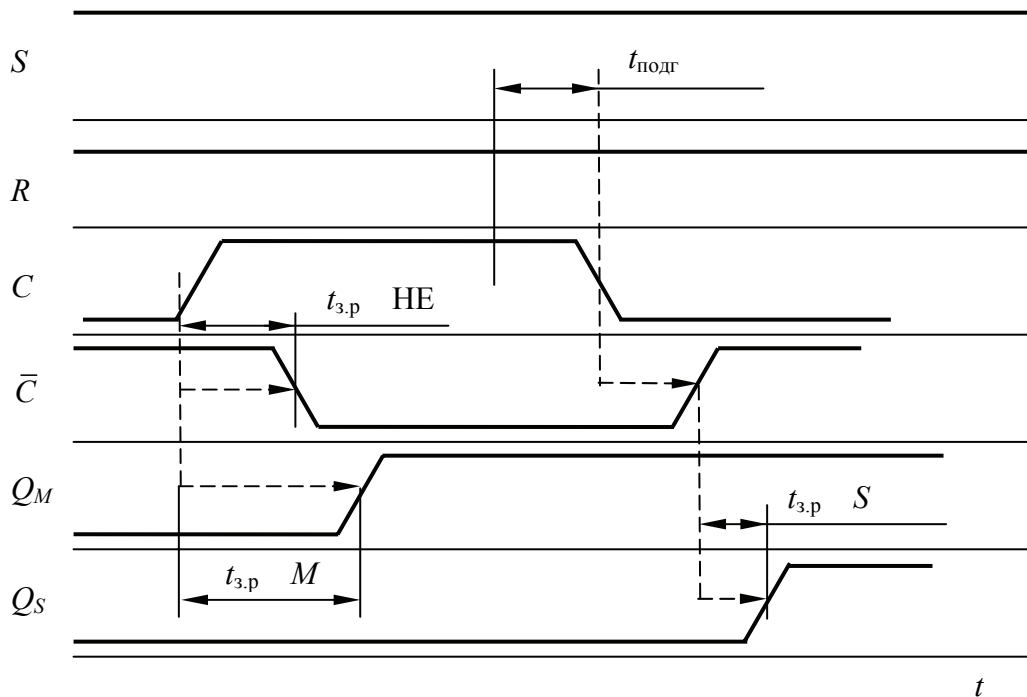


Рис. 2.16. Временные диаграммы двухступенчатого триггера

Таким образом, в *MS*-триггере при $C = 1$ (тем более при $C = 0$) никакое изменение на управляющем входе не может само по себе без переключения *C*-сигнала проникнуть на вход. Триггер изменяет свое состояние только по фронту (срезу) сигнала *C*. Этому фронту предшествует интервал подготовки ($t_{\text{подг}}$), в течение которого сигналы на *RS*-входах не должны меняться. Если это изменение произойдет, то фронт *C*-сигнала наложится на переключение *M*-триггера, и правильной работу этого триггера назвать нельзя. Интервал $t_{\text{подг}}$ для двухступенчатого триггера принимают равным нулю, поскольку входные конъюнкты 1 и 2 закрываются срезом самого синхроимпульса и не пропускают никаких поздних изменений. Это означает, что управляющие *RS*-сигналы могут обновляться по срезу того же *C*-сигнала, который управляет триггером, и триггер будет воспринимать лишь предыдущие, еще не обновленные состояния *RS*-сигналов. Свойство прозрачности *MS*-триггера использовано для построения *JK*-триггера, который широко применяется в схемотехнике.

JK-триггер. Схема *JK*-триггера представлена на рис. 2.17, а, а на рис. 2.17, б приведено его условное обозначение.

Триггер имеет два информационных входа *J* и *K*, тактовый синхронизирующий вход *C* и два выхода.

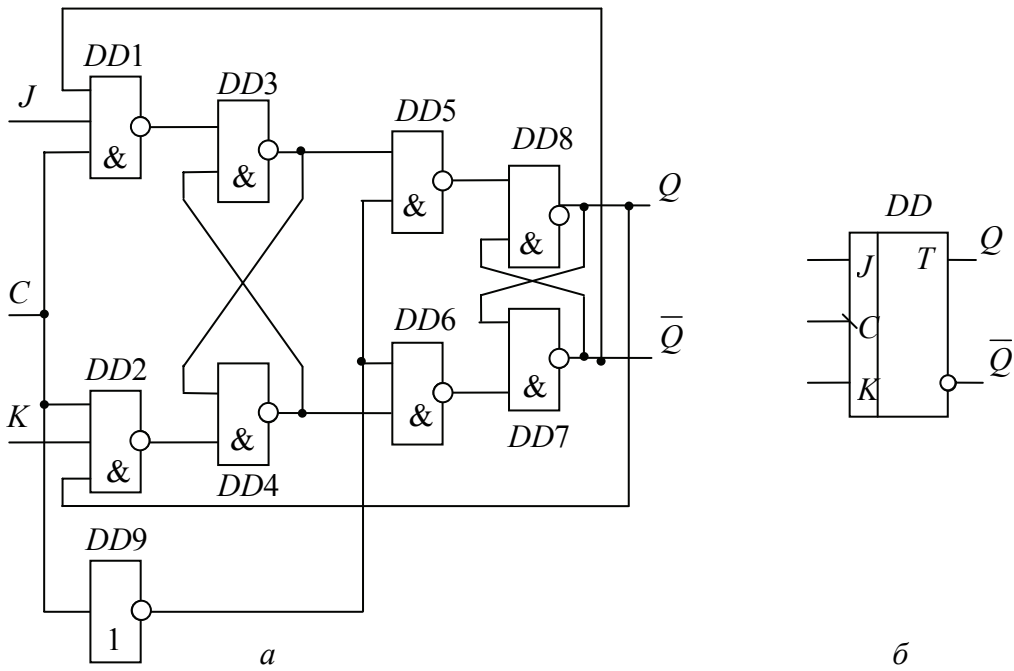


Рис. 2.17. Схема (а) и условное обозначение (б) JK-триггера

Если на информационных входах логический нуль, то тактовый сигнал не может открыть входные элементы $DD1$, $DD2$ и триггер находится в режиме хранения информации. Если на J -входе – 1, а на K – 0, то входной элемент $DD1$ откроется только в том случае, если перед этим на выходах было $Q = 0$, Q инверсное равно 1. По срезу сигнала C триггер переключается в единичное состояние, а если перед этим на выходах было $Q = 1$, Q инверсное равно 0, то тактовый сигнал не вызовет переключение триггера. Так, J -вход выполняет функции синхронизированного C -входа, аналогичным способом ведет себя и K -вход. Рассмотрим ситуацию, когда $J = 1$ и $K = 1$. В этом случае при любом состоянии триггера сигналы обратной связи открывают для тактового сигнала именно тот входной конъюнктор, проходя через который тактовый сигнал C переведет триггер в противоположное состояние, поэтому, если $J = 1$ и $K = 1$, то триггер по срезу тактового сигнала C меняет состояние своих выходов на противоположное. Этот режим носит название счетного режима, или T -режима. Таблица истинности отражает его состояния (табл. 2.3).

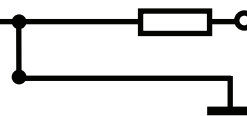
Таблица 2.3

Таблица состояний JK-триггера

J^n	0	1	0	1
K^n	0	0	1	1
Q_{n+1}	Q_n	1	0	Q_n

ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВОЙ АВТОМАТИКИ. РЕГИСТРЫ. СЧЕТЧИКИ. ДЕЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ

Лекция 3



Регистры. *Регистр* – устройство (схема), предназначенное для записи и хранения кодовых комбинаций (кода), которые характеризуют число и слова. Регистр служит для преобразования последовательного кода в параллельный и наоборот и используется для построения арифметико-логических устройств. Составляется регистр из последовательно соединенных триггеров, в которые записываются разряды обрабатываемого кода и которые выполняют с ними логические операции. В соответствии с функциональным назначением различают *регистры памяти* и *регистры сдвига*. По принципу хранения информации регистры делятся на *статические* и *динамические*. Статические регистры хранят информацию сколько угодно долго. В динамических регистрах функцию элементов памяти выполняют МДП-конденсаторы, которые способны хранить информацию только в течение некоторого интервала времени, а вследствие этого информация в динамических регистрах находится в постоянном движении.

Важными характеристиками являются его *разрядность* и *быстродействие*. Разрядность определяется количеством разрядов в записываемом числе, а быстродействие характеризуется максимальной тактовой частотой, с которой может производиться запись, чтение, сдвиг информации.

Основу регистров хранения информации составляют одноступенчатые *D*- и *RS*-триггеры. Из *JK*-триггеров также имеется возможность составить регистры сдвига, однако они обладают функциональной избыточностью, т. е. их функциональные возможности выше, чем это требуется для регистра сдвига. Пример регистра хранения информации (регистра памяти) приведен на рис. 3.1, а,

а на рис. 3.1, б показано его условное обозначение. Кодовая информация в виде тетрад записывается в триггеры регистра по входам D , когда тактовый C -сигнал равен 1, а после смены тактового C -сигнала на 0 триггеры переключаются на режим хранения информации.

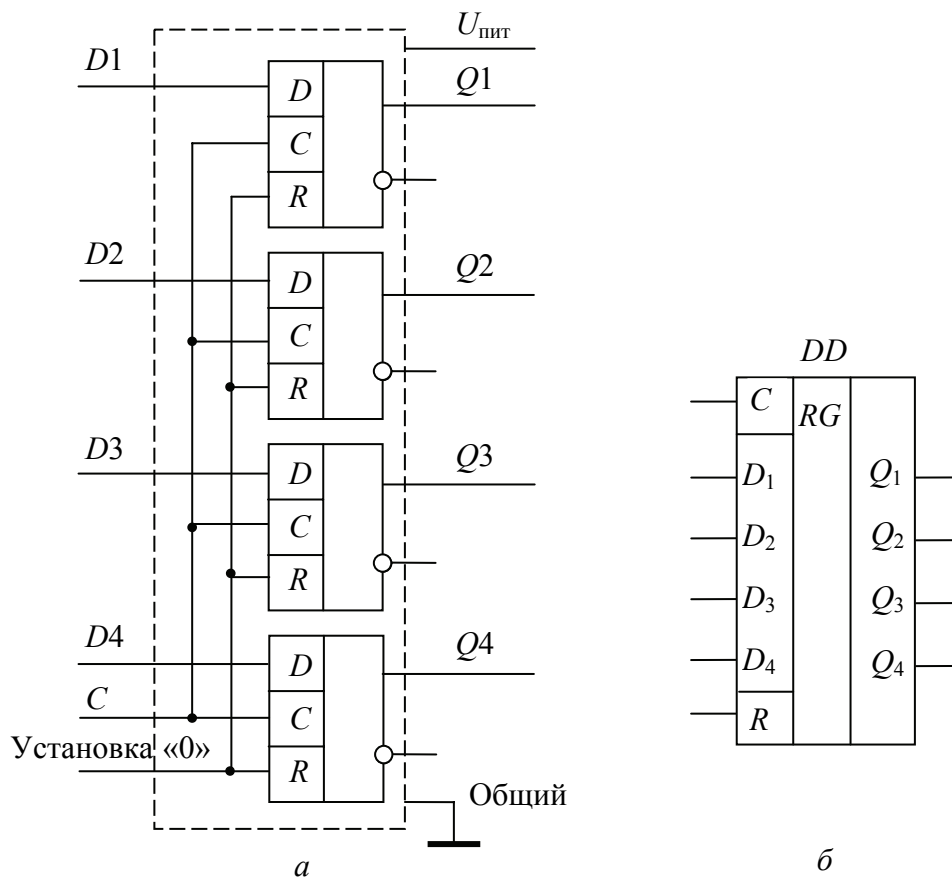


Рис. 3.1. Схема (а) и условное обозначение (б) регистра хранения информации

В это время, сменив предыдущую тетраду, на входы D может поступить новая тетрада информации, которая записывается в регистр при появлении $C = 1$. Вход R используется для обнуления регистра (сброса информации). В данном случае на вход «Установка «0» для выполнения регистром своих функций подается и поддерживается высокий уровень – 1 (Н).

Рассмотрим схему регистра сдвига, приведенную на рис. 3.2, а. Регистр сдвига представляет собой последовательное соединение D -триггеров, число которых равно числу разрядов (в нашем случае это тетрада). Информационный вход – это вход старшего разряда. При работе регистра сдвига тактовый импульс поступает

одновременно на все C -входы D -триггеров. Записываемая информация должна быть представлена во времени кодом. Код в регистр записывается поразрядно со стороны старшего разряда путем продвижения кодовой комбинации с каждым тактовым импульсом от разряда к разряду. Таким образом, в рассмотренном случае для записи четырехразрядного числа (тетрады) необходимо затратить четыре тактовых импульса. А считывание информации в данном регистре может выполняться во времени двумя способами: *последовательно* или *параллельно*, т. е. считываются все разряды одновременно. Условное обозначение регистра сдвига приведено на рис. 3.2, б.

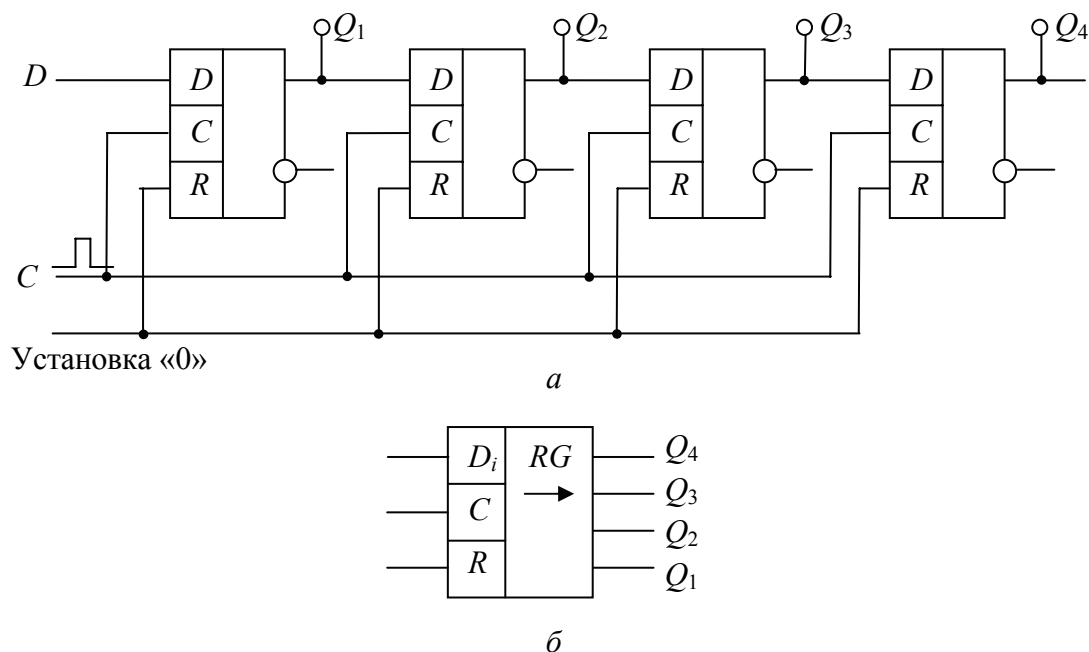


Рис. 3.2. Схема (а) и условное обозначение (б) регистра сдвига

При определенной схемотехнической реализации регистра он может выполнять сдвиг кодовой комбинации (тетрады) как влево, так и вправо. Такие регистры называются *реверсивными* (рис. 3.3). Они состоят из разрядов, каждый из которых имеет D -триггер и логический элемент. Логический элемент выполняет функцию двухканального мультиплексора, который управляется сигналом V . Регистр может записывать информацию поразрядно последовательно во времени или во все разряды сразу. При последовательном способе записи сигнал V должен быть низкого уровня, а записываемый код должен поступать на вход D_0 , и с каждым тактовым импульсом C_1 код продвигается на один разряд в сторону старшего разряда.

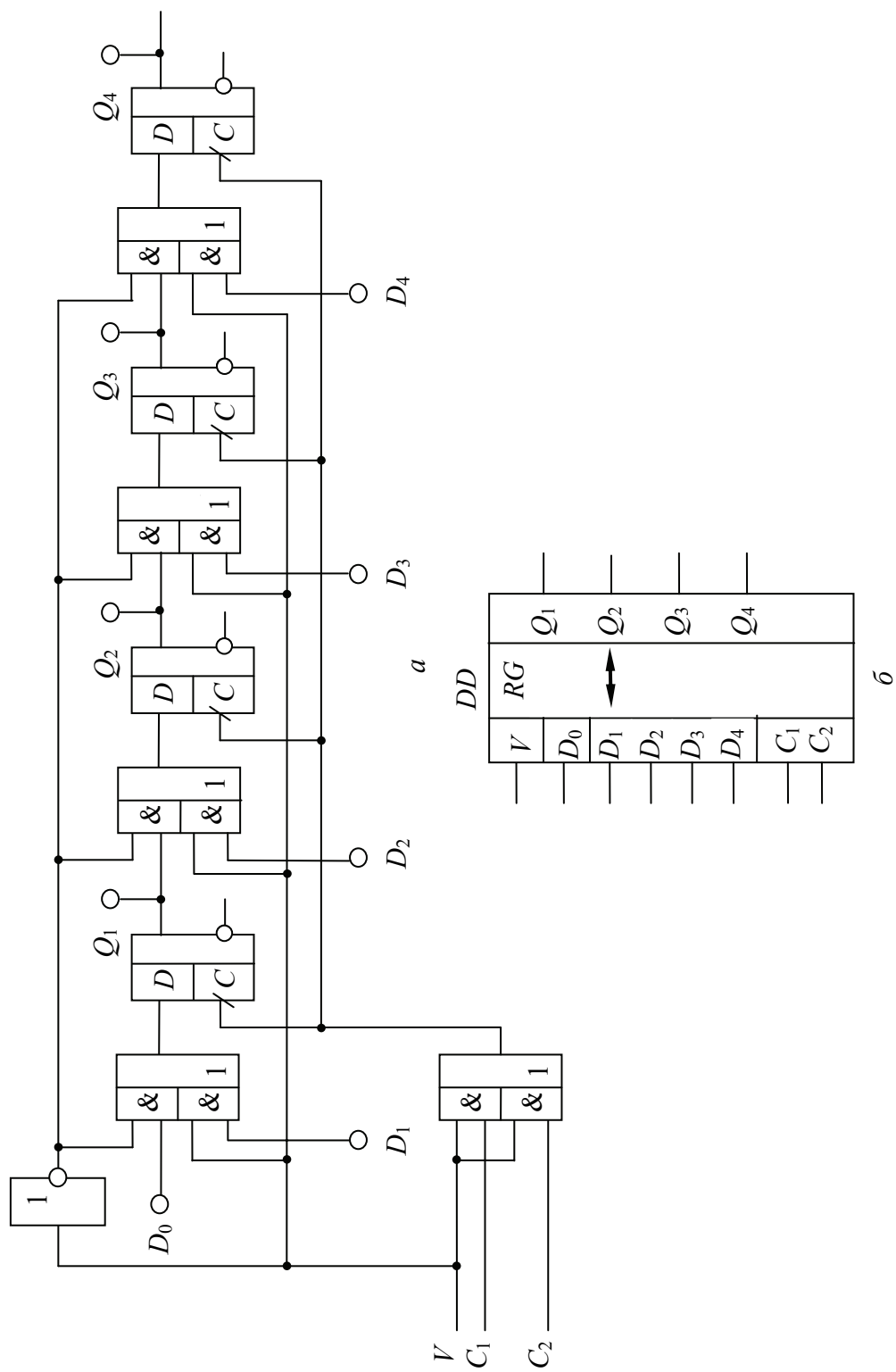


Рис. 3.3. Схема (а) и условное обозначение (б) реверсивного регистра

При параллельном способе информация записывается на входы $D1 \dots D4$, запись осуществляется в паузе между синхроимпульсами C_1 , причем при $V = 1$ импульсом C_2 . Если после записи кодовую комбинацию необходимо сдвинуть, то регистр переводят в режим сдвига сигналом $V = 0$, а процедура сдвига выполняется импульсами тактового входа C_1 , при этом Q_1 -выход младшего разряда переходит в сторону старшего разряда Q_4 , регистр сдвигается влево. В рассматриваемом регистре выполняется условие прямого и обратного сдвига. Регистр имеет выходы со всех разрядов и по-сему позволяет записывать код в последовательной и параллельной формах представления во времени.

Счетчики. Функциональная схема, осуществляющая счет поступающих на ее вход импульсов, формирование результата счета, его хранение, называется *цифровым счетчиком*. Для построения счетчика необходимы триггеры двухступенчатой структуры. По мере поступления входных импульсов на вход счетчика он последовательно перебирает свои состояния в определенном для данной схемы порядке. Длина списка используемых состояний называется модулем пересчета, или основанием пересчета, или емкостью счетчика (обозначим этот параметр буквой K). Одно из возможных состояний счетчика принимают за нулевое. Если счетчик начал считать с нулевого состояния, то через K импульсов в нем снова установится начальное состояние, а на выходе счетчика появится сигнал переноса CR (от carry – нести). Различные схемные решения счетчика могут перебирать свои состояния в различном порядке. Широко распространенные двоичные счетчики, у которых порядок смены состояний триггеров соответствует последовательности двоичных чисел. Обычно счетчик перебирает свои состояния в возрастающем порядке, что представляет собой суммирование импульсов. Если состояния перебираются в убывающем порядке, то счетчик называют вычитающим. В случае изменения направления перебора имеет место реверсивный счетчик.

Счетчик, работа которого требует наличия синхроимпульсов (тактирование), называется *синхронным*. Если счетчик выполняет свои функции только при наличии информационных входных сигналов, то он называется *асинхронным*. Счетчики могут иметь вход общего сброса R (master reset), т. е. установка счетчика в нулевое состояние. Счетчики могут иметь входы данных D_i для параллельной загрузки произвольного кода. Загрузка кода, поступившего на D_i -входы, выполняется по команде на PL -входе (parallel load).

Пример обозначения синхронного суммирующего (вычитающего) счетчика приведен на рис. 3.4. Здесь Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 – выходы, по входу $+1$ выполняется суммирование, по входу -1 – вычитание. Комбинация выходов определяет состояние счетчика.

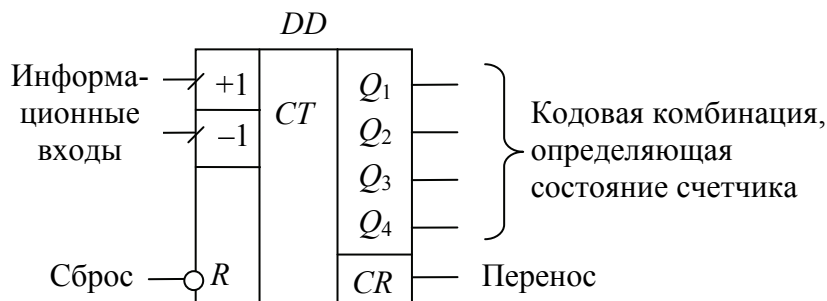


Рис. 3.4. Схема реверсивного счетчика

Для построения двоичных счетчиков чаще всего используются T -триггеры. Двоичный n -разрядный счетчик, содержащий n триггеров, обладает емкостью $K = 2^n$. При схемном решении счетчика связи между его триггерами могут быть различного типа, от типа этих связей зависит время переключения счетчика, его аппаратные затраты и т. п. Наиболее распространенными связями являются связи, обеспечивающие последовательный и параллельный переносы информации.

Рассмотрим примеры схемотехнического решения того или иного способа переноса. Переключение триггера за триггером в счетчике выполняется с определенной задержкой распространения ($t_{з,р}$). Чем больше разрядов в счетчике, тем больше время становления окончательного состояния счетчика. Известно, что каждый триггер имеет свое значение времени распространения, и различие в этих временах вызывает неодновременное их переключение, следовательно, на выходах могут появляться ложные кодовые комбинации состояний счетчика.

Из-за невозможности выполнить смену состояний всего счетчика в единый момент времени счетчики последовательного переноса бывают только асинхронными, т. е. сигналом переключения всей схемы является сам входной сигнал (рис. 3.5, таблица). Переключение счетчика (перенос импульса) осуществляется задним фронтом импульса (срезом) старшего разряда. Достоинствами такого счетчика являются простота схемы и легкость наращивания разрядности. Минимальное внесение погрешности в

счет, т. е. поступление некачественного импульса (импульса помехи), вызовет несрабатывание только первого триггера, т. е. ошибка не более одного первого разряда.

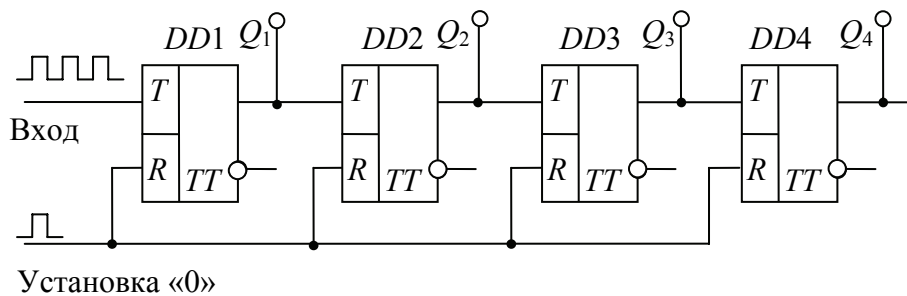


Рис. 3.5. Схема четырехразрядного счетчика последовательного типа

Таблица состояний четырехразрядного счетчика последовательного типа

Номер состояния	Выходной код				Номер состояния	Выходной код			
	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3		Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	0	0	8	1	0	0	0
1	0	0	0	1	9	1	0	0	1
2	0	0	1	0	10	1	0	1	0
3	0	0	1	1	11	1	0	1	1
4	0	1	0	0	12	1	1	0	0
5	0	1	0	1	13	1	1	0	1
6	0	1	1	0	14	1	1	1	0
7	0	1	1	1	15	1	1	1	1
					16 – перенос импульса				

Увеличение быстродействия достигается использованием схемных решений, позволяющих реализовать параллельный способ переноса информации. Схема состояний такого счетчика позволяет выполнить быструю смену их, поскольку счетные импульсы воздействуют сразу на все входы триггеров разрядов. В приведенной схеме (рис. 3.6) условие ее переключения определяют конъюнкторы И, которые формируют на выходе V данного разряда (исключая первый) разрешающие импульсы, если предыдущие разряды имеют состояние логической единицы. На вход каждого из конъюнкторов поданы сигналы всех триггеров младших разрядов, поэтому при подаче входного сигнала (+1) изменяют состояние все триггеры, перед которыми все более младшие разряды находились в состоянии логической единицы. Импульс переноса формируется

конъюктором 5И, когда на его входах будут все единицы, т. е. 16-й импульс поступит по счетному каналу и появляется на входе элемента 5И (DD7). На выходе этого элемента также появится сигнал, обозначаемый как >15, что будет свидетельствовать о заполнении всех разрядов счетчика. Переключение схемы осуществляется в течение разброса времени $t_{з,р}$ входных конъюкторов. Этот счетчик нечувствителен к качеству импульсов (к его фронту и длительности) на его входах. Некачественные импульсы искажают выходной код самым непредсказуемым образом. Малая задержка счетчика оплачивается повышенными аппаратными (элементными) затратами.

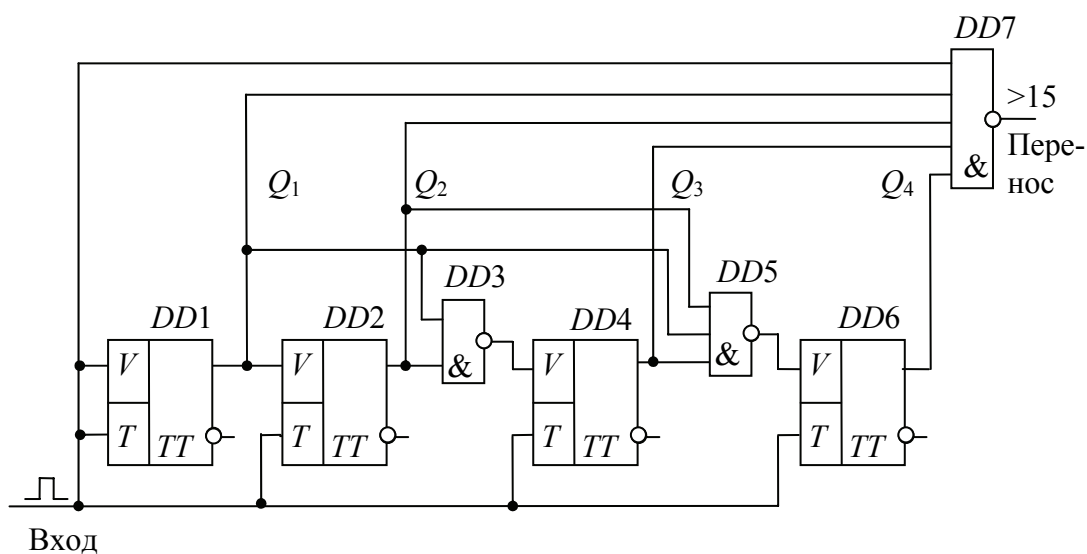


Рис. 3.6. Схема асинхронного счетчика

Пример схемы реверсивного счетчика приведен на рис. 3.7. Рассмотрим работу реверсивного счетчика. Обычно вначале все триггеры реверсивного счетчика устанавливаются в нулевое состояние по входу R активным уровнем сигнала, таким образом, имеем $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$.

Рассмотрим процедуру суммирования импульсов (сложения чисел). Первый импульс по шине сложения $+C$ перебросит T -триггер (DD4), и на его выходе появится логическая единица $Q_1 = 1$. Второй импульс по этой же шине переведет в единичное состояние триггер следующего разряда (DD2), так как его входной элемент И (DD5) открыт этим вторым импульсом и логической единицей с выхода триггера DD4. Однако с переводом триггера DD6 в единичное состояние второй импульс по шине $+C$ переведет триггер DD4 в нулевое состояние, т. е. $Q_1 = 0$.

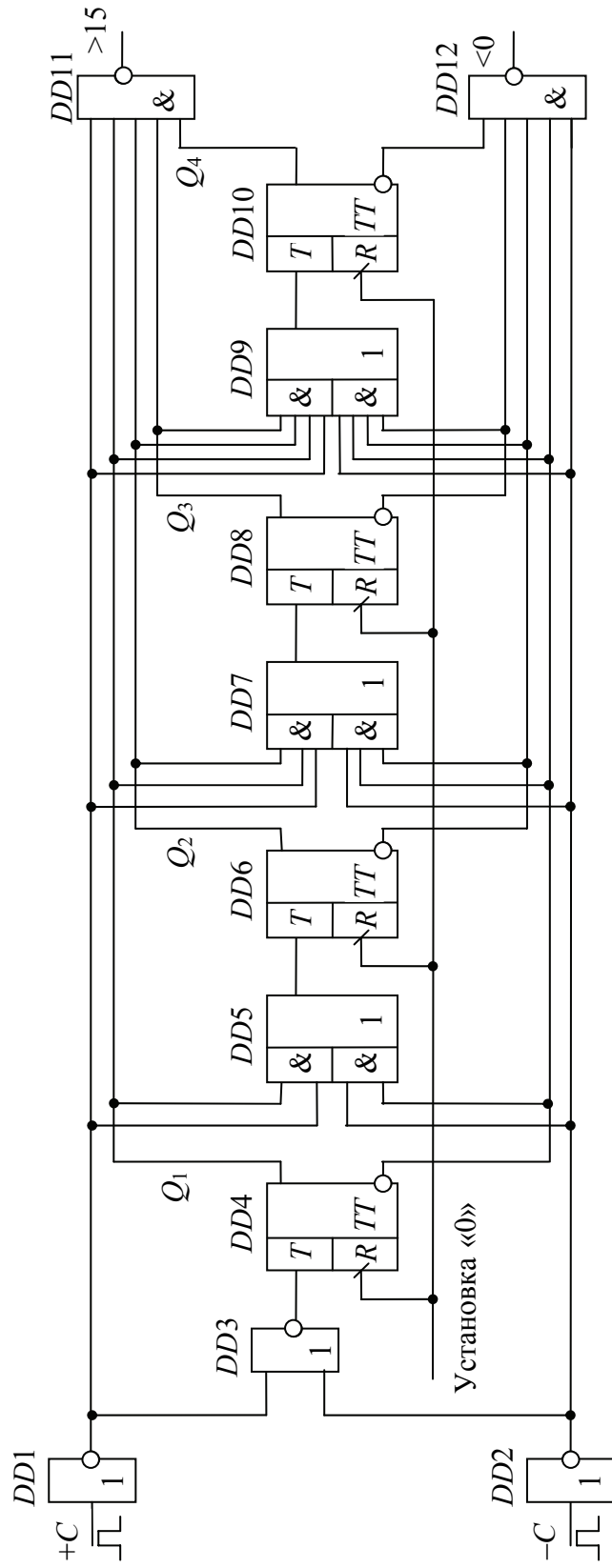


Рис. 3.7. Схема реверсивного счётчика:
 $DD1, DD2$ – HE; $DD3$ – 2И-HE; $DD4, DD6, DD8, DD10$ – триггеры; $DD11, DD12$ – 5И-HE

Третий импульс снова переведет триггер *DD4* в единичное состояние, а триггер *DD6* сохранит свое состояние, поскольку его тактовый вход будет заперт элементом *2И*, так как на одном его входе будет логический нуль ($Q_1 = 0$, *DD4*). При появлении четвертого импульса открываются элементы *2И* (*DD5*, *DD7*), поскольку $Q_1 = Q_2 = 1$, и триггер *DD8* переходит в единичное состояние $Q_3 = 1$, а *DD4* и *DD6* – в нулевое и $Q_1 = Q_2 = 0$ (рис. 3.7).

Таким образом, переход от младшего разряда к старшему синхронизирован входными импульсами и происходит одновременно во всех разрядах с одинаковым запаздыванием, равным времени срабатывания одного триггера. После 15-го импульса счетчик покажет максимальное число $Y = 1111$. При этом на всех входах элемента *5И* (*DD11*), кроме тактового входа $+C$, будут логические единицы. Следовательно, 16-й импульс по шине счета $+C$ проходит на выход этого элемента, обозначенного символом >15 . Этот сигнал указывает на окончание заполнения всех разрядов счетчика.

Вычитание выполняется счетчиком благодаря поступлению импульсов по шине $-C$. Счетчик начнет выполнять режим вычитания из выходов триггеров $DD4 = DD6 = DD8 = DD10 = 1111$ последовательно поступающих импульсов. 16-й импульс проходит через открывшийся элемент *5И* (*DD12*) на его выход, обозначенный символом <0 . Этот сигнал свидетельствует об окончании цикла вычитания в пределах четырех разрядов счетчика.

(Вопрос: объясните работу счетчика, когда на шину $+C$ поступит 17-й импульс, 18-й и т. д.)

Стандартные счетчики имеют определенное количество разрядов. Для увеличения емкости счетчика используется принцип расширения, который проиллюстрирован на рис. 3.8. В рассматриваемой схеме два четырехразрядных счетчика включены последовательно и образуют восьмиразрядный счетчик. В нем после наполнения первого четырехразрядного счетчика (на выходах счетчика *CT1* имеется кодовая комбинация 1111) пришедший 16-й импульс по шине $+C$ выставит на выходе >15 логическую единицу, которая по счетному входу $+C$ второго счетчика *CT2* поступит в 1-й его разряд, что будет считаться 5-м разрядом считаемого числа. При этом первый счетчик обнуляется ($Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$), и второй счетный импульс поступит на вход $+C$ счетчика *CT2* только после очередного переполнения счетчика *CT1*. Этот счетный импульс поступит во 2-й его разряд, что будет считаться 6-м разрядом

считаемого числа и т. д. Для создания 12-разрядного счетчика следует последовательно с этими двумя счетчиками включить аналогично третий четырехразрядный счетчик и т. д. Кроме того, в таких счетчиках имеется возможность предварительной записи числа в счетчик (входы D_1, D_2, D_3, D_4). Это расширяет возможности процесса сложения и вычитания импульсов.

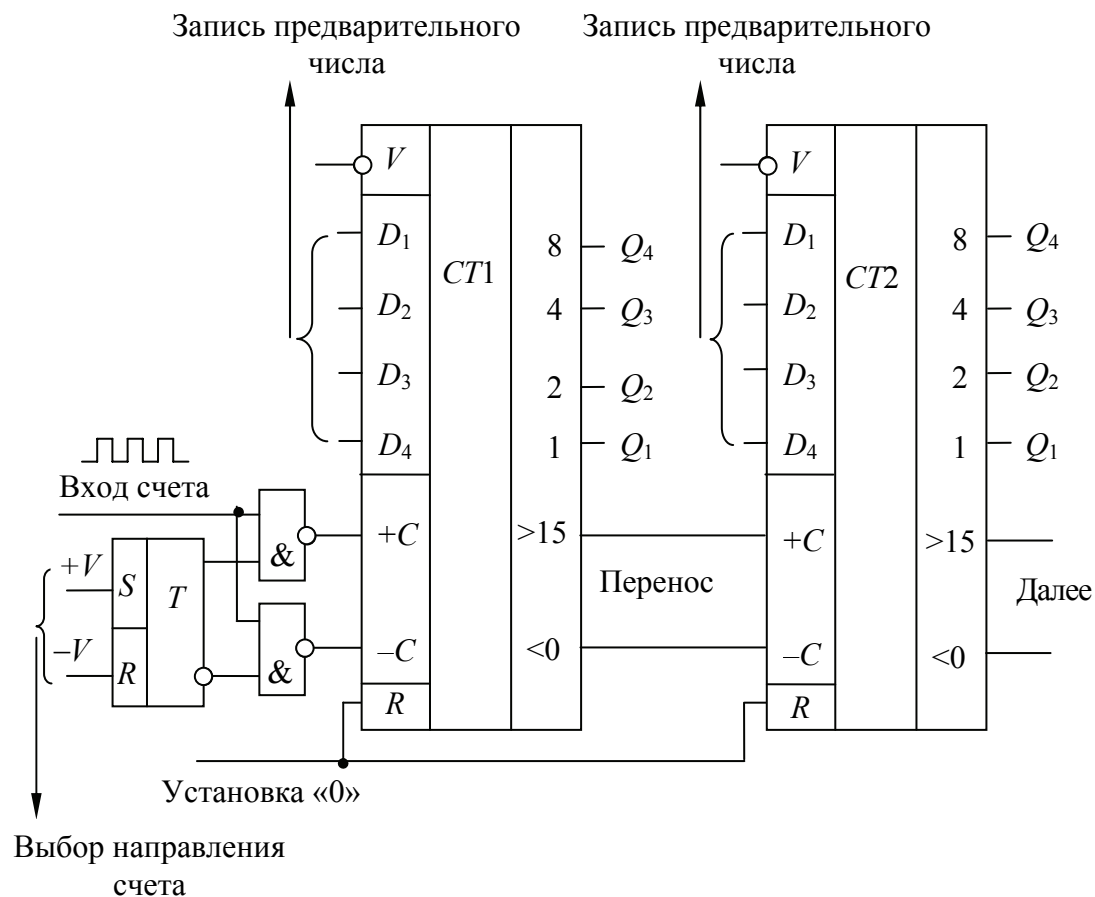


Рис. 3.8. Схема расширения (наращивания) разрядов счетчика

Делители. *Делитель* – это цифровой узел, предназначенный для деления числа входных импульсов или частоты их следования на заданный коэффициент. Особенность делителя состоит в том, что он имеет один выход. Коэффициент деления схемы может быть *постоянным, переменным* или *программируемым*. В основу делителей положены двоичные счетчики. Делители с переменным коэффициентом деления могут быть построены по следующим схемотехническим вариантам:

1) с предустановкой исходного состояния, от которого ведется счет, до переполнения счетчика;

2) с установкой заданного промежуточного состояния, до которого, начиная с нулевого состояния, ведется счет входных импульсов, а затем результат сбрасывается, и процедуру счета выполняет новый цикл.

Рассмотрим пример схемного решения делителя по первому варианту (рис. 3.9). Кодом входных (D_1, D_2, D_3, D_4) информационных импульсов задается коэффициент деления, т. е. число состояний счетчика. Под воздействием входных импульсов счетчик проходит последовательно свое состояния от исходного, первоначально установленного, до конечного, при котором он заполняется единицами и формирует на выходе сигнал переноса. Сигнал переноса поступает на V -вход. По этой команде опять осуществляется запись исходного состояния счетчика, т. е. запись кодовой комбинации, выставленной на информационных входах.

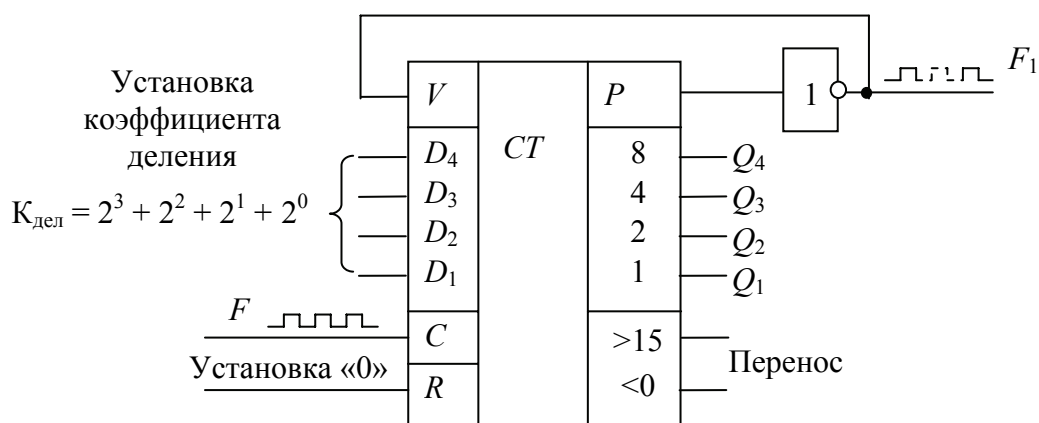


Рис. 3.9. Схема делителя частоты по первому варианту

В дальнейшем цикл деления входной частоты импульсов повторяется и имеет на выходе частоту $F = F_1 / K_{\text{дел}}$.

Рассмотрим схмотехническое решение второго варианта (рис. 3.10), в котором использован компаратор.

На входы компаратора поданы, во-первых, выходной код счетчика и, во-вторых, опорный код, соответствующий коэффициенту деления. При достижении счетчиком состояния, код которого равен опорному коду, компаратор формирует на выходе сигнал высокого уровня и переводит RS -триггер в единичное состояние. Это логическая единица по обратной связи устанавливает счетчик в нулевое состояние. Кроме того, триггер исключает возможность сбоя схемы из-за разброса временных параметров разрядов счетчика.

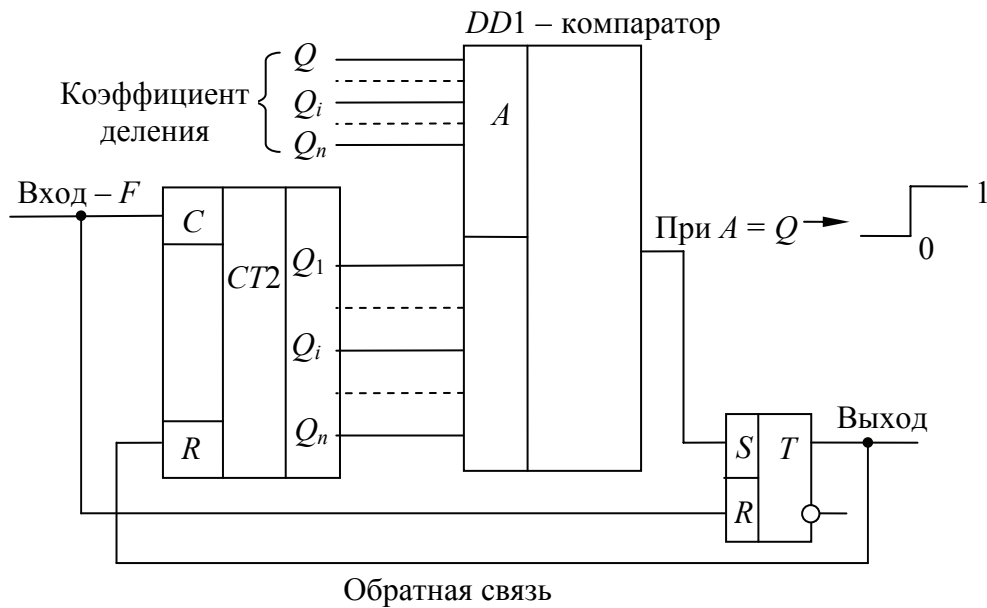


Рис. 3.10. Схема делителя частоты по второму варианту

Рассмотрим схему делителя с постоянным коэффициентом деления (рис. 3.11). В данной схеме только два выхода счетчика $CT1$ ($DD1$) имеют соединения, по которым могут проходить импульсы дальше в схему, причем те, которые по счету дают число, равное 9 ($1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 8 + 0 + 0 + 1 = 9$). Счетные импульсы одновременно поступают на тактовый вход счетчика $CT1$ и на вход Set триггера T , который в силу этой причины находится в нулевом состоянии. Появление при счете на активных выходах логических единиц приводит к установке триггера T в единичное состояние – $Q = 1$. В результате этого по обратной связи счетчик обнуляется, т. е. на его активных выходах имеются логические нули. Триггер же переводится в нулевое состояние 10-м импульсом, пришедшим на его вход R . Таким образом, выполняется деление входного числа импульсов на 9.

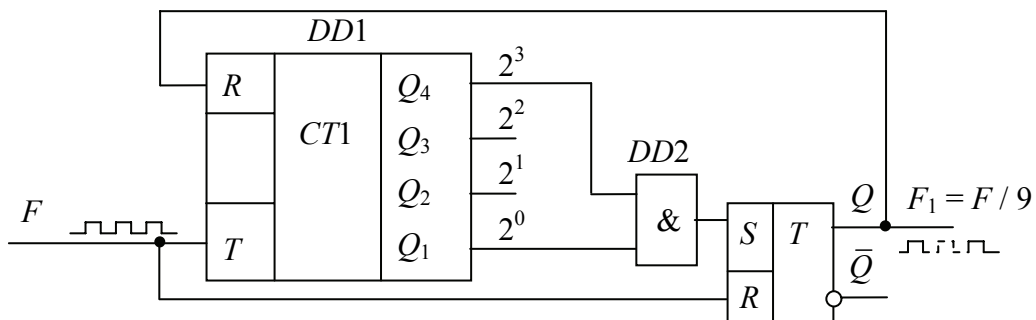
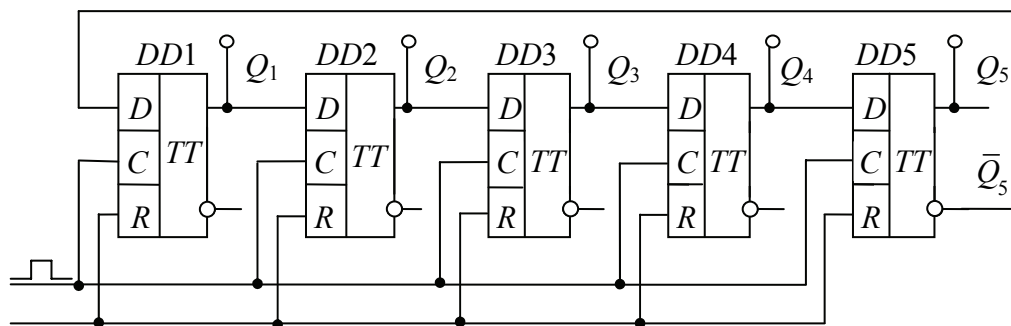


Рис. 3.11. Схема делителя частоты с постоянным коэффициентом деления

Набор активных выходных уровней счетчика совместно с элементом типа И позволяет изменять коэффициент деления от 1 до 16.

Для построения делителей могут использоваться и регистры сдвига. В качестве примера рассмотрим схему делителя на основе пятиразрядного счетчика (рис. 3.12).



Установка «0»

Рис. 3.12. Схема делителя частоты на основе пятиразрядного счетчика

Работу данного делителя можно охарактеризовать временной диаграммой (рис. 3.13). Она отражает то, что в течение первых пяти тактов регистр заполняется единицами, а на протяжении последующих пяти тактов регистр сдвига заполняется нулями, поскольку выходная логическая единица последнего разряда регистра начинает заполнение его нулями. Следовательно, цикл смены всевозможных состояний регистра равен десяти тактам.

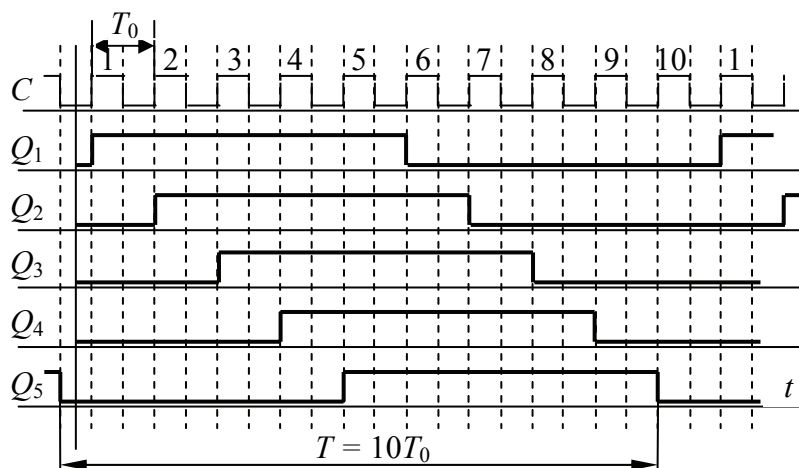
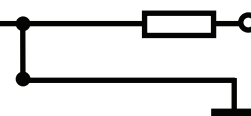


Рис. 3.13. Временные диаграммы работы пятиразрядного счетчика

Таким образом, коэффициент деления данного регистра равен удвоенному числу разрядов регистра. Эти счетчики носят название счетчиков Джонсона.

ДАТЧИКИ КАК ПЕРВИЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ

Лекция 4



Общее положение. Структурно любые датчики состоят из двух взаимосвязанных блоков: чувствительного элемента (сенсора) и преобразователя. Состав и конструкция сенсора определяется типом измеряемой физической величины и методом ее восприятия, особенностями размещения сенсора в измеряемой среде и имеющимися помехами измерению со стороны окружающей среды. Роль преобразователя заключается в восприятии выходной характеристики или выходного сигнала сенсора; его преобразовании в электрический сигнал; усилении до необходимого уровня; вычислительной обработке. Современный преобразователь состоит из аналого-цифрового преобразователя, программируемого микропроцессора с оперативным и постоянным модулями памяти и сетевого контроллера для передачи выходных сигналов датчика другим средствам автоматики. Таким образом, современным датчиком считается микропроцессорное многофункциональное программируемое измерительное средство, поддерживающее связь с типовыми цифровыми сетями. Такое измерительное средство получило наименование *интеллектуальный датчик*.

Датчики изображения. *Датчиками изображения* называются полупроводниковые устройства, преобразующие световой поток (фотоны) в электрическое напряжение с последующим получением его значения в цифровом виде. Твердотельным датчиком изображения является полупроводниковый фоточувствительный прибор – фотосканер. На основе физических эффектов, возникающих в полупроводниках под действием светового излучения, появился *Charge Coupled Device (CCD)* – прибор с зарядовой связью (ПЗС). Функционально ПЗС – это прибор, воспринимающий изображение и осуществляющий его разложение на элементарные фрагменты, сканирование (поэлементное электронное считывание) и формирование на выходе видеосигнала, адекватного изображению. Современные датчики изображения создаются на

основе ПЗС- и КМОП-технологии. (КМОП (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник; англ. *CMOS* – complementary metal-oxide-semiconductor) – набор полупроводниковых технологий построения интегральных микросхем и соответствующая ей схемотехника микросхем. В технологии КМОП используются полевые транзисторы с изолированным затвором с каналами разной проводимости.) Основным отличием между ними является способ переноса электронов в матрице, а также возможность КМОП реализовывать дополнительные функции непосредственно на кристалле. Область применения КМОП-устройств намного шире области использования ПЗС-устройств. КМОП-устройства имеют ряд дополнительных преимуществ:

- архитектура КМОП позволяет расположить на одном кристалле процессор обработки изображения и аналого-цифровой преобразователь;

- геометрические размеры КМОП-датчиков значительно меньше ПЗС;

- экономичность с точки зрения энергопотребления.

ПЗС-датчики обладают большей светочувствительностью, широким динамическим диапазоном и меньшими шумами.

Датчики изображения в большинстве случаев создаются на основе кремния. Когда фотоны попадают на кристалл кремния, электроны кремния возбуждаются и разрушают ковалентную связь, удерживающую их в атоме. Количество высвободившихся электронов прямо пропорционально мощности светового потока. Энергия фотонов должна быть больше, чем запрещенная зона кремния – 1,1 эВ. Этот энергетический барьер преодолевают электромагнитные волны видимой части спектра (от 400 до 750 нм) и волны, близкие к инфракрасному спектру (до 1100 нм). Волны длиной менее 400 нм могут быть поглощены или отражены датчиком. В том случае, когда энергия фотонов меньше, чем ширина запрещенной зоны, а это происходит при длинах волн свыше 1100 нм, фотоны проходят сквозь кристалл кремния, не вызывая появления свободных электронов. По этой причине именно кремний используется для создания датчиков изображения. Технология считывания свободных электронов определяет конструкцию датчиков, а качество и чистота кремниевой подложки – квантовую эффективность кристалла.

Датчик изображения состоит из набора пикселей, которые представляют собой светочувствительные элементы. Обычно пиксели

располагаются в узлах пересечения строк и столбцов в предполагаемой координатной сетке. Область, на которую падает свет, называется апертурой (aperture). Светочувствительная область пикселей, преобразовывающая полученные кванты света в электроны, называется фотодетектором. Электроны фотодетектора накапливаются в так называемом зарядовом колодце, или потенциальной яме (рис. 4.1). Величина заряда зависит от интенсивности света, падающего на поверхность фотодетектора. Соответственно, зарядовый колодец содержит некоторую часть информации об исходном изображении в виде электрического заряда. Здесь изображено устройство одного пиксела, работающего в режиме накопления и использующего явление внутреннего фотоэффекта. Структура состоит из кремниевой подложки *p*-типа, изолирующего слоя двуоксида кремния и располагающихся на нем электродов. Основными носителями заряда в подложке являются положительно заряженные дырки. Под одним из электродов при подаче на него положительного потенциала ($+U$) образуется область, обедненная основными носителями.

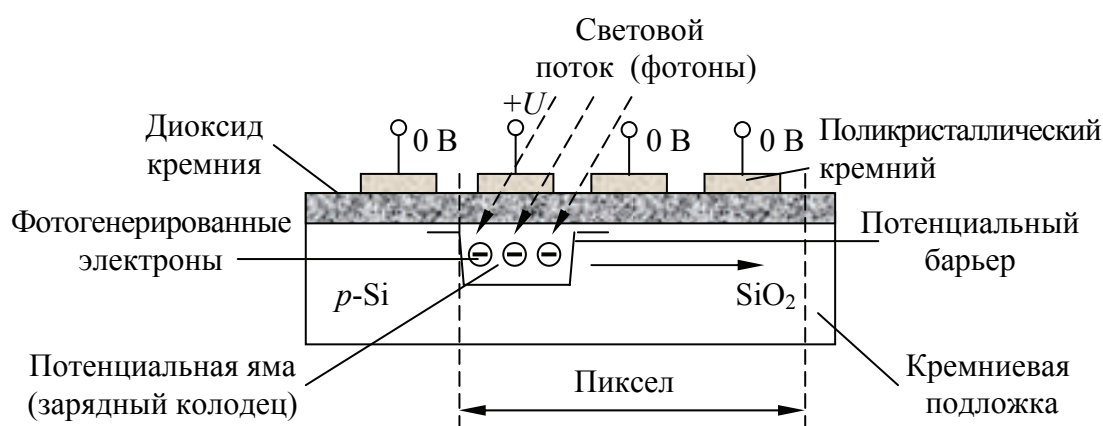


Рис. 4.1. Элемент трехфазного CCD

На остальных электродах потенциал в этот момент равен нулю ($U = 0$). Когда фотон светового излучения проникает в кремниевую подложку, происходит генерация пары носителей заряда — электрона и дырки. Под действием положительного потенциала дырка отталкивается вглубь кристалла, и под соответствующим электродом за счет сил электростатического поля скапливаются неосновные носители заряда — электроны. В дальнейшем происходит перенос этого заряда в область хранения путем последовательной подачи напряжения на следующие друг за другом электроды.

Если элементы организованы в виде двумерного массива, перенос производится целыми строками. Из области хранения заряды последовательно подаются на выходной усилитель, преобразующий заряд в напряжение, которое затем поступает на аналого-цифровой преобразователь. Для улучшения функционирования *CCD*-матрицы под слой окисла кремния наносят тонкий *n*-слой, так называемый объемный канал переноса. Его наличие позволяет избавиться от влияния дефектов поверхностного слоя полупроводника, что дает возможность улучшить четкость получаемого изображения и снижает величину темного сигнала. Кроме того, для устранения растекания заряда при большой освещенности используют антибликовое покрытие, которое наносится на подложку матрицы и позволяет поглощать «лишние» фотоны, повышая четкость изображения на верхней границе динамического диапазона. Основными характеристиками датчиков изображения являются:

1) размер пиксела (например, 14×14 мкм или $3,1 \times 3,1$ мкм);
2) количество пикселей, что определяет разрешающую способность датчика (например, для матрицы – 2048×2048 dpi или 2452×1634 dpi);

3) оптический формат – это размер диагонали активной области матрицы фотоэлементов в дюймах (например, формат *CIF* – *Common Intermediate Format*: 352×288 dpi, 101 400 пикселей или *SVGA* – *Super Video Graphics Array*: 1024×768 dpi, 786 400 пикселей);

4) чувствительность – отношение величины электрического сигнала, вырабатываемого датчиком, к его освещенности (В/(люкс/с)). У черно-белых датчиков высока чувствительность в инфракрасном диапазоне. Для цветных датчиков значение чувствительности указывается отдельно для разных длин волн. Спектральная чувствительность цветных датчиков изображения близка к чувствительности человеческого глаза;

5) квантовая эффективность – отношение числа зарегистрированных фотонов к их общему числу, попавшему на светочувствительную область матрицы датчика. Для *CCD*-датчиков квантовая эффективность достигает 95%. Для сравнения квантовая эффективность человеческого глаза составляет около 1%;

6) динамический диапазон – это отношение максимального выходного сигнала датчика к его собственному уровню шума (дБ). Человеческий глаз имеет динамический диапазон около 200 дБ. Ни один искусственный прибор не обладает столь высоким значением этого параметра;

7) отношение сигнал/шум – величина, равная отношению полезного видеосигнала к уровню шума (дБ); приемлемым отношением считается величина не менее 50 дБ.

Строение пикселей КМОП- и ПЗС-матриц примерно одинаковое. Пикселы матрицы светочувствительны только в области прямого или близкого к прямому углу падения светового потока, где зарядовая емкость пиксела максимальна. Для коррекции угла падения света и увеличения светочувствительности над каждым пикселом матрицы устанавливается выпуклая миниатюрная линза (рис. 4.2). Микролинзы создаются нанесением резистивного материала на матрицу по сетке расположения пикселей. Форма и характеристики микролинз зависят от толщины и свойств используемого резистивного материала.

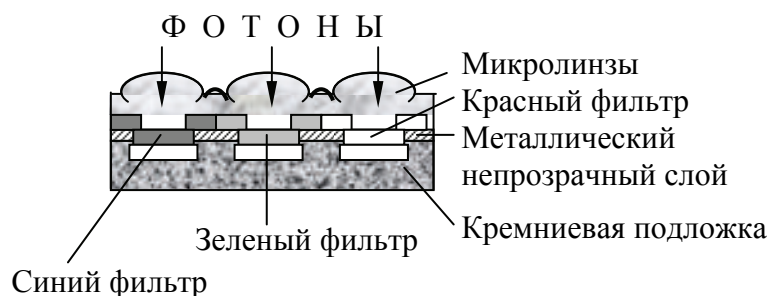


Рис. 4.2. Структура цветного CMOS-датчика с микролинзами

Таким образом, любой КМОП- или ПЗС-датчик изображения выполняет пять основных функций: поглощение квантов света; преобразование их в электрический заряд; накопление электрического заряда; передача этого заряда и преобразование его в напряжение. Прибор с зарядовой связью получил свое название по способу передачи заряда между зарядовыми колодцами и вывода заряда из матрицы (рис. 4.3). Заряды сдвигаются от одного горизонтального ряда пикселей к последующему горизонтальному ряду, сверху вниз построчно.

Такая параллельная архитектура с вертикальными сдвиговыми регистрами используется для передачи зарядов. Заряды перемещаются «в связке». Когда перемещается одна из строчек зарядов, на освободившееся место передвигаются все заряды из строчки выше. Последняя строчка в самой нижней позиции представляет собой горизонтальный сдвиговой регистр. В этой строчке все заряды последовательно покидают датчик, при этом освобождается место для новой «связки» зарядов. Перед тем как покинуть

ПЗС-датчик, заряд каждого пикселя усиливается, и на выходе генерируется аналоговый сигнал с различным напряжением. Далее этот сигнал пересылается на отдельный аналого-цифровой преобразователь (АЦП). На выходе АЦП формируется последовательность двоичных данных, представляющих строчку изображения, полученного датчиком. В отличие от оперативной памяти компьютера, где логическая единица либо ноль представлены наличием или отсутствием заряда, заряд на ПЗС сохраняется в аналоговом виде до тех пор, пока не преобразуется АЦП. Перемещение зарядов по ПЗС осуществляется управлением затворами (электронными воротами).

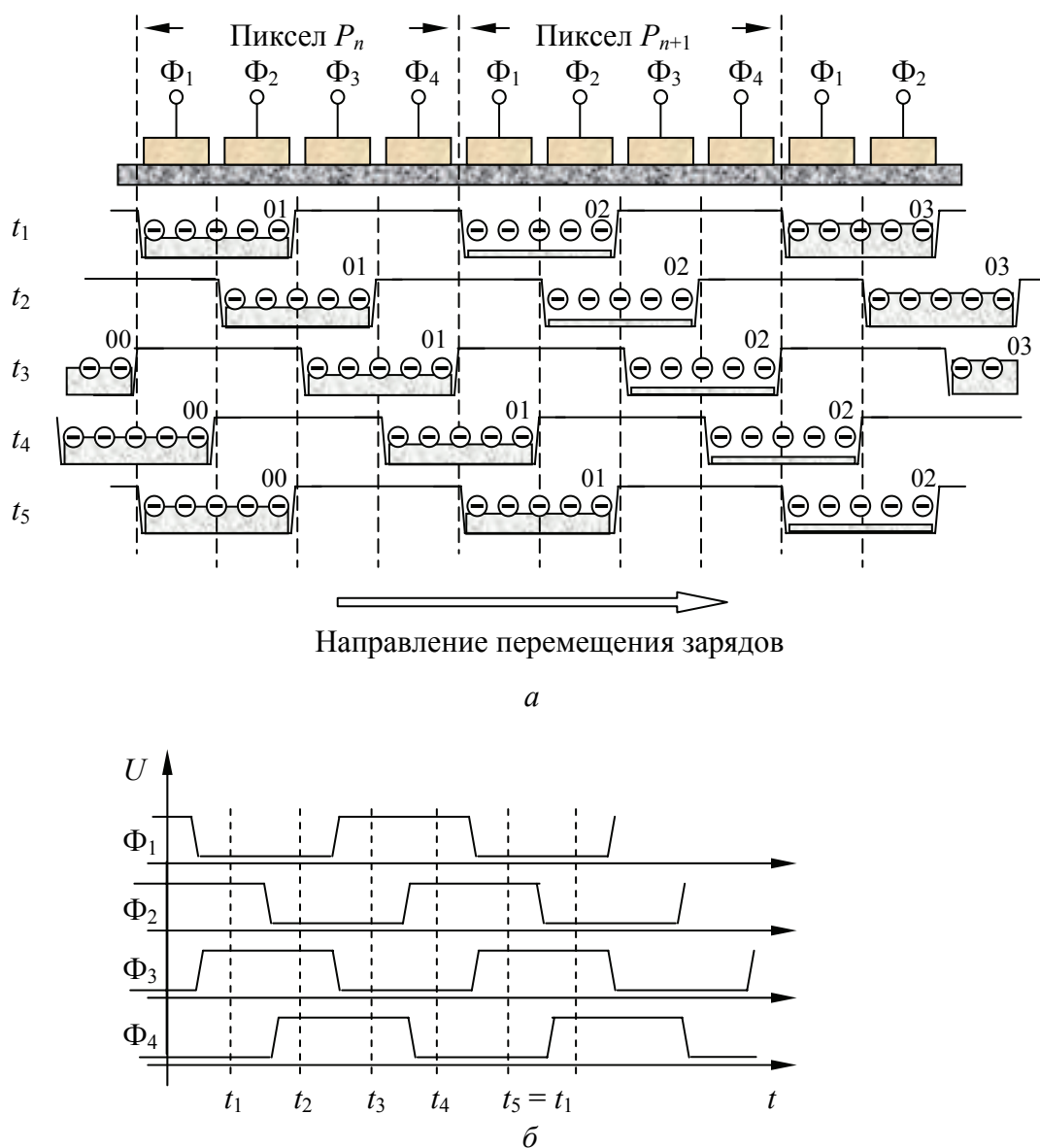


Рис. 4.3. Алгоритм функционирования четырехфазного CCD:
a – характер перемещения зарядов; *б* – эпоры напряжения управляющих входов

Функционально бывают пропускающие затворы (transfer gates), экспонирующие затворы (exposure control) и затворы переполнения (overflow gates). На пропускающие затворы подается тактовый импульс различного напряжения, в результате чего заряд способен перемещаться от одного пиксела к другому, строчки зарядов смещаются вниз, и происходит последовательное считывание зарядов с нижней строчки. Экспонирующий затвор ПЗС-датчика, управляемый напряжением, влияет на время экспозиции, т. е. на продолжительность получения пикселем фотонов и преобразования их в электроны. Затворы переполнения используются для предотвращения рассеивания электронов и уменьшения воздействия зарядов соседних пикселей.

Рассмотрим управление передачей зарядов на примере ПЗС, в котором на каждый пиксел приходится четыре электрода (см. рис. 4.3 на с. 53). Количество электродов-фаз на пиксел зависит от конкретной модели ПЗС-датчика.

Вначале каждый пиксел получает одинаковое напряжение. Далее, если на электрод поступает высокое напряжение, под ним в кремниевой подложке создается зарядовый колодец. Если поступает низкое напряжение, создается потенциальный барьер, который позволяет удерживать электроны (данные изображения) в зарядовом колодце. Таким образом, при изменении входного напряжения, подаваемого на соседние пиксели в определенные моменты времени, зарядовые колодцы перемещаются попиксельно, т. е. создается эффект зарядовой связи. Процесс начинается с первого такта выключением первого и второго электродов и включением третьего и четвертого. На втором такте включается первый электрод и выключается третий. На третьем такте включается второй электрод и выключается четвертый. На последнем четвертом такте включается третий и выключается первый электрод следующего пиксела. Затем процесс повторяется снова, выполняя продвижение заряда по датчику. Существуют четыре основных типа ПЗС-датчиков: линейные (linear), чересстрочные (interline), полноформатные (full frame), с покадровым переносом (frame transfer).

В линейном ПЗС-датчике все пиксели расположены на единственной строке. Линейные ПЗС используются в планшетных сканерах и в цифровых блоках-насадках к пленочным среднеформатным камерам. Остальные типы ПЗС-датчиков относятся к матричным ПЗС.

В чересстрочных ПЗС электрический заряд пиксела быстро сдвигается на соседнюю накапливаемую область заряда, по которой он, строчка за строчкой, перемещается вниз к горизонтальному сдвиговому регистру. Это позволяет зарядовому колодцу пиксела принимать следующую порцию фотонов. Быстрая готовность апертуры пиксела принимать следующий кадр изображения позволяет получать потоковое видео. Недостатком чересстрочной технологии является значительное уменьшение светочувствительной области, разрешения датчика (возможная плотность пикселов). Устранение этого недостатка в ПЗС-датчиках достигается использованием микролинз, концентрирующих поток фотонов на светочувствительные области.

В полноформатных ПЗС пиксел служит только для «захвата» изображения, поэтому во время передачи заряда пиксел не должен принимать фотоны во избежание размазывания изображения. С этой целью устройство снабжено механическим затвором. Полноформатные ПЗС имеют высокое разрешение.

В ПЗС с покадровым переносом для временного хранения заряда отводится половина матрицы. Эта область матрицы называется матрицей хранения. Как только в светочувствительных элементах матрицы накапливается заряд, он быстро перемещается в матрицу хранения. Такой тип матриц не требует использования механического затвора, что позволяет очень быстро захватывать изображение. Однако заряд не всегда полностью успевает переместиться в матрицу хранения до момента начала накопления следующего заряда в светочувствительных элементах датчика, и изображение может получиться размытым.

КМОП-технология позволяет создавать на одном кристалле датчики, которые преобразовывают фотоны в электроны, перемещают их, обрабатывают полученное изображение, выделяют контур, минимизируют и устраняют шумы (например, от темнового тока) и выполняют аналого-цифровые преобразования.

Также могут создаваться программируемые КМОП-датчики, на основе которых можно проектировать гибкие многофункциональные устройства с малым энергопотреблением. В технологии *CMOS active-pixel* у каждого пиксела появился свой считывающий транзисторный усилитель, который преобразует заряд в напряжение непосредственно на пикселе и создает возможность произвольного доступа к пикселу, аналогично оперативной памяти (рис. 4.4). Считывание заряда с активных пикселов происходит по параллельной

схеме, при которой сигнал с каждого пиксела или колонки пикселей считывается напрямую. Такой произвольный доступ позволяет КМОП-датчику считывать не всю матрицу целиком, а отбирать группы пикселей. Этот метод получил название оконного считывания (*windowing readout*), т. е. при захвате изображения КМОП-датчик может уменьшить его размер, что существенно увеличивает скорость получения изображения. Помимо усилителей, расположенных у каждого пиксела, схемы усиления могут находиться в любой области кристалла, что позволяет создавать несколько каскадов усиления по всему датчику. Однако дополнительные элементы, размещенные на кристалле, создают помехи (токи утечки транзисторов, диодов, остаточный заряд).

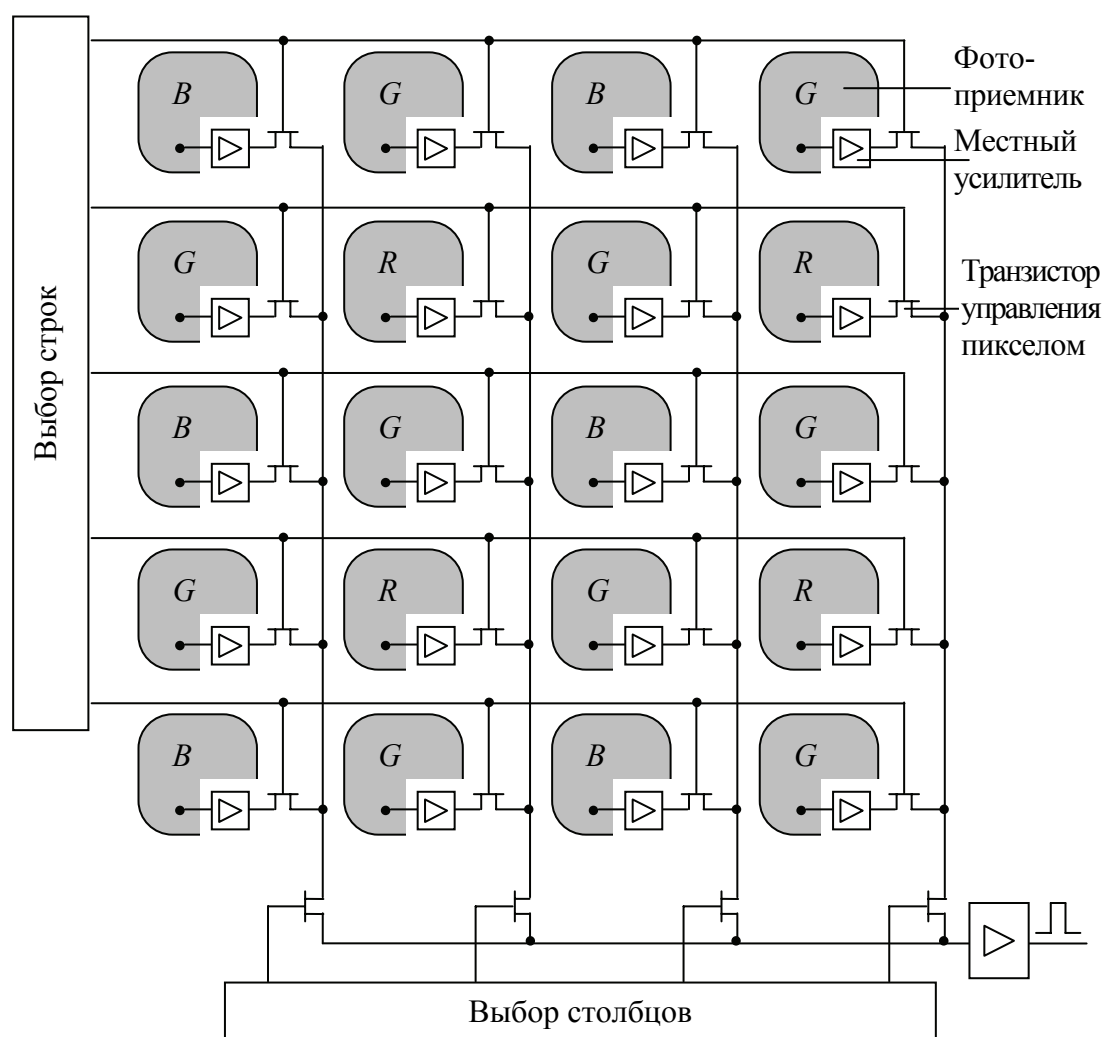


Рис. 4.4. Архитектура CMOS active-pixel:
G – зеленый фильтр; *R* – красный фильтр;
B – синий фильтр

Схематично принцип работы датчика приведен на рис. 4.5. Главная особенность такой архитектуры в том, что в каждом пикселе помимо фоточувствительного элемента (фотодиода (рис. 4.5, а) или фотозатвора (рис. 4.5, б)) находится активная транзисторная схема усиления сигнала фотодатчика, выполненная по *CMOS*-технологии.

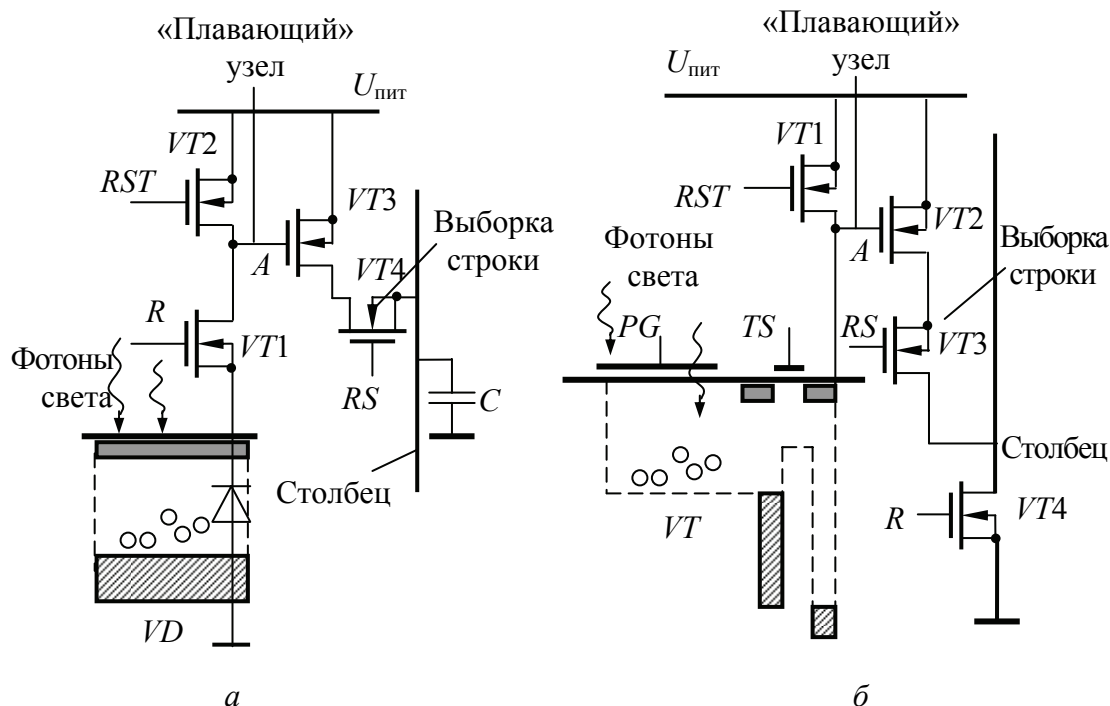


Рис. 4.5. Архитектура CMOS active-pixel с фотодиодом (а) и фотозатвором (б)

Активный элемент датчика образован фотодиодом *VD* или фототранзистором *VT* и четырьмя транзисторами *VT1...VT4*, управляющими процессом получения и считывания потенциала изображения, созданного световым потоком и накопленного фотодиодом или фототранзистором. В режиме накопления фотодиодом фотогенерированных электронов (информация об изображении) управляющий импульс *RST*, поступающий на базу транзистора *VT1*, равен 0, потенциал на фотодиоде уменьшается, а потенциал общей точки соединения транзисторов *VT1*, *VT2* и *VT3* изменяется по значению («плавающий» узел). В режиме выборки информации кратковременный управляющий импульс *RST* поступает на затвор транзистора *VT2* и равен 1. *VT2* открывается, и потенциал «плавающего» узла восстанавливается до уровня напряжения питания $U_{\text{пит}}$

(стирание предыдущей информации). Затем на все активные элементы выбранной строки подается импульс R на затвор транзистора $VT1$, открывая его. Накопленный фотодиодом потенциал заряда передается в точку A . Для дальнейшей выборки информации управляющий импульс $RS = 1$ (выборка строки) подается на транзистор $VT4$. Он открывается и совместно с транзистором $VT3$ образует истоковый повторитель. На шину столбца подается усиленный по мощности потенциал, накопленный фотодиодом. На шины столбцов передаются считанные потенциалы всех элементов выбранной строки. Дешифратор столбцов последовательно выбирает потенциалы шин и передает их на схему аналоговой обработки сигналов отдельных элементов матрицы. После окончания считывания сигнал RS делают равным 1, транзистор $VT4$ закрывается. Начинается накопление потенциала зарядов следующего кадра изображения.

В ПЗС-датчиках фоточувствительная область занимает большую часть площади активного элемента, определяющегося фактором заполнения (*Fill Faktor* – FF), который может достигать 100%. В КМОП-датчиках фоточувствительная область занимает лишь часть площади, а остальная площадь занята шинами и КМОП-транзисторами. Здесь FF составляет 30...35%. Для повышения фоточувствительности КМОП-датчика используются микролинзы, которые фокусируют большую часть светового потока на фотодиод. Это позволяет получить значение FF при перпендикулярном направлении светового потока до 80%, а при прочих условиях – до 45...50%.

Принципиально датчик изображения определяет лишь градации серого, т. е. интенсивность света от белого до совершенно черного. Для создания цветного изображения на кремний с помощью процесса фотолитографии наносится слой цветных фильтров, который помещается между микролинзами и светочувствительными элементами (см. рис. 4.2 на с. 52). Каждый пиксел отвечает за «свой» цвет, для чего над ним помещается соответствующий фильтр. Фотоны, прежде чем попасть на пиксел, проходят через фильтр, который пропускает свет с длинами волн только «своего» цвета. Свет с другими длинами волн поглощается фильтром. В модели RGB таких цвета три: красный, зеленый и синий (система Байера). Фильтры расположены попеременно, в шахматном порядке, причем количество зеленых фильтров в 2 раза больше, чем красных и синих. Порядок расположения фильтров таков, что

красные и синие фильтры находятся между зелеными. Такое соотношение объясняется строением человеческого глаза. Расположение фильтров в шахматном порядке обеспечивает цветовую равномерность изображения независимо от того, как размещен датчик во время съемки: горизонтально или вертикально. Информация с такого датчика считывается последовательно, построчно, за строчкой *BGBGBG* последует *GRGRGR*.

В ПЗС-датчиках суммирование трех цветов для получения цветного изображения выполняется вне датчика. Наложение цветов происходит в устройстве обработки изображения после того, как сигнал преобразован из аналоговой формы в цифровую. В КМОП-датчиках совмещение цветов может происходить непосредственно на кристалле. В любом случае первичные цвета каждого пиксела математически интерполируются с учетом цветов соседних пикселей. В действительности лишь некоторые части изображения имеют точный красный, зеленый или синий цвет, большинство из них получаются в результате совмещения этих трех цветов. При интерполяции обрабатывается матрица пикселей размером 3×3 . При этом для определения цвета центрального пиксела сравниваются и учитываются значения окружающих пикселей.

Одной из характеристик датчика изображения является разрешение. В оптике разрешение – это мера способности оптического устройства, в том числе и человеческого глаза, различать отдельные линии на специальных диаграммах. В компьютерной технике разрешением принято называть количество пикселей, которое можно отобразить на экране. Количество пикселей, или разрешение датчика, связано с размером файла получаемого изображения и с его дальнейшей обработкой. Чем больше пикселей, тем больше файл. Так, например, датчик изображения формата *VGA* размера 640×480 , или 307 200 активных пикселей, будет занимать в несжатом виде примерно 900 Кб (307 200 пикселей, по 3 байта *R-G-B* на пиксел составит 921 600 байтов, или $921\,600 / 1024 = 900$ Кб). Кроме оптического разрешения (реальная способность пикселей реагировать на фотоны), существует также разрешение, поддерживаемое программными средствами, использующими интерполирующие алгоритмы. При интерполяции разрешения математически анализируются данные соседних пикселей, в результате чего создаются промежуточные, дополнительные значения соседних пикселей.

Другой характеристикой датчика изображения является динамический диапазон, который определяет его способность «захватывать»

оттенки изображения от самых темных до самых светлых тонов. Чем шире этот диапазон, тем больше оттенков изображения фиксируется датчиком. Соотношение сигнал/шум также является важной характеристикой датчика, т. е. невозможно определить динамический диапазон датчика, не зная его уровень шума. Датчики изображения являются электронными устройствами, помехи в которых могут возникнуть по целому ряду причин, и все эти причины приводят к нежелательным эффектам, искажающим изображения, т. е. к шумам. В некоторых случаях пиксели неравномерно реагируют на свет, что вызывает образование зон с разной чувствительностью. Из всех шумов самую негативную роль, особенно в связи с динамическим диапазоном, играет темновой ток. Темновой ток – это ток, возникающий в электрической цепи датчика при отсутствии светового потока. Основная причина появления темнового тока – это примеси в кремниевой подложке или повреждение кристаллической решетки кремния. Динамический диапазон также зависит от размера пиксела. Чем меньше пиксел, тем меньше его зарядовая емкость, тем меньше динамический диапазон. Отношение размера датчика к количеству пикселов также влияет на уровень шума. Более плотное расположение пикселов на датчике приводит к уменьшению размера пикселов и, соответственно, к увеличению вероятности появления электрических помех, что снижает динамический диапазон.

Оптронные элементы. *Оптронами* называются оптоэлектронные приборы, которые имеют излучатели и фотоприемники и в которых используются оптические и электрические связи, а также которые конструктивно объединены друг с другом. Некоторые разновидности оптронов называются *оптопарами*, или *оптоизоляторами*.

Принцип действия любого оптрона основан на двойном преобразовании энергии. В излучателях энергия электрического сигнала преобразуется в оптическое излучение, а в фотоприемниках, наоборот, оптический сигнал вызывает электрический ток или напряжение либо приводит к изменению его сопротивления. Наибольшее распространение получили оптроны с внешними электрическими входными и выходными сигналами и внутренними оптическими сигналами (рис. 4.6). В электрической схеме такой прибор выполняет функцию выходного элемента – фотоприемника с одновременной электрической изоляцией (гальванической развязкой) входа и выхода. Излучатель является источником

фотонов, в качестве которого может быть использован светодиод или миниатюрная лампа накаливания. Оптической средой может служить воздух, стекло, пластмасса или волоконный световод. В качестве фотоприемников используются фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры и фоторезисторы. Очень часто применяются интегральные фотодиодно-транзисторные структуры. Различные комбинации этих элементов позволяют получить весьма разнообразные входные, выходные и передаточные характеристики.

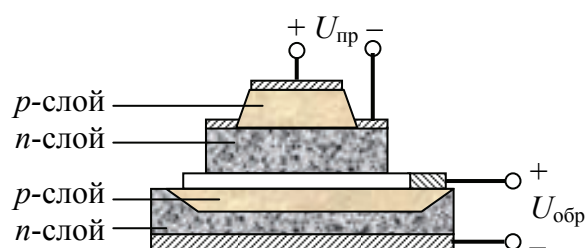


Рис. 4.6. Структурное построение диодно-диодного оптрона с внутренней оптической связью

С конструкторско-технологической точки зрения излучатель и фотоприемник являются равноправными. Эффективность преобразования энергии и срок службы оптрона в основном определяются излучателем. При разработке излучателя для оптрона главная трудность заключается в оптимизации согласования с фотоприемником. К параметрам, подлежащим оптимизации, относятся коэффициент усиления, ширина полосы частот, размеры оптического окна, электрические характеристики. Поскольку желательно иметь малое последовательное сопротивление, наилучшим вариантом служит излучатель на основе GaAs. Требования к виду оптического окна излучателя оптрона и обычного светодиода значительно отличаются друг от друга. Светодиоды изготавливают с кольцевой излучающей областью площадки, чтобы получить высокий коэффициент отношения видимой излучающей области к фактической. Для оптрона излучающая область должна быть настолько малой, насколько это совместимо с допустимой плотностью тока, а контактная площадка размещается так, чтобы минимально затемнить излучающую область. Это обеспечивает лучшую связь с приемником. Малый размер излучающей области позволяет уменьшить бесполезные краевые потери как тока, так и излучения и обеспечить постоянство условий связи независимо от разброса величины

зазора и точности совмещения с чувствительной областью фотоприемника у различных образцов оптронов.

При выборе оптической среды ее изолирующие свойства играют определяющую роль, если расстояние между излучателем и приемником очень мало. Если же расстояние достаточно велико, например, при использовании волоконной оптики, линз или другой среды (отражающей или пропускающей), изолирующие свойства становятся менее важными. Зато большое значение приобретает спектр пропускания, особенно, если применяются пластмассы. В большинстве оптронов для уменьшения потерь на френелевское отражение от поверхности излучателя и приемника используют просветляющие покрытия. При этом одновременно создается изоляция, так как материалы покрытий не являются проводниками электрического тока. Во многих типах оптронов для создания хорошей изоляции между излучателем и приемником применяют слой пленки из прозрачного фторопласта. Оптическая изоляция позволяет иметь прибор, обеспечивающий оптическую связь сигналов двух отдельных электронных схем, несмотря на то, что последние гальванически развязаны. Напряжение изоляции таких приборов может достигать тысяч вольт.

Принципиальные физические достоинства оптронов, как уже отмечалось выше, обусловленные использованием фотонов в качестве носителей информации, заключаются в обеспечении очень высокой электрической изоляции входа и выхода, однонаправленности потока информации, отсутствии обратной связи с выхода на вход и широкой полосе пропускания.

К достоинствам оптронов относятся:

- возможность бесконтактного (оптического) управления электронными объектами и обусловленные этим разнообразие и гибкость конструкторских решений управления;

- невосприимчивость оптических каналов связи к воздействию электромагнитных полей, что в случае оптронов с протяженным оптическим каналом обуславливает высокую помехозащищенность, а также исключает взаимные наводки;

- возможность создания функциональных микроэлектронных устройств с фотоприемниками, характеристики которых под действием оптического излучения изменяются по заданному (сколь угодно сложному) закону;

- расширение возможностей управления выходным сигналом оптрона путем воздействия (в том числе и неэлектрического) на

материал оптического канала и, как следствие этого, создание разнообразных датчиков и приборов для передачи информации.

Недостатками оптронов являются:

- 1) низкий КПД, обусловленный необходимостью двойного преобразования энергии (электричество – излучение – электричество), и значительная потребляемая мощность;
- 2) сильная температурная зависимость параметров;
- 3) высокий уровень собственных шумов;
- 4) конструктивно-технологическое несовершенство, связанное в основном с использованием гибридной технологии.

Оптроны можно классифицировать по их главному функциональному назначению:

– оптроны с внешней оптической и внутренней электрической связями, предназначенные для усиления к преобразованиям излучения;

– оптроны с внутренней оптической связью, используемые в качестве переменных сопротивлений;

– оптроны с электрической связью, применяемые в качестве ключевых элементов.

По типу используемого фотоприемника оптроны подразделяются на применяющие фотодиоды, одиночные фототранзисторы, составные фототранзисторы, фототиристоры и фоторезисторы.

К основным параметрам оптрона относятся (таблица): коэффициент передачи тока (K_i – отношение тока на выходе оптрона к току на входе), сопротивление развязки и быстродействие (суммарное время включения и выключения).

Основные характеристики оптронов

Тип оптрона	Коэффициент передачи, %	Сопротивление связи, Ом	Быстродействие, с	R_T / R_{oc}
Диодные	0,5...1,0	$10^{11} \dots 10^{13}$	10^{-8}	–
Транзисторные	10...100, 1000...10000 (схема Дарлингтона)	$10^{11} \dots 10^{13}$	$(2 \dots 5) \cdot 10^{-6}$	–
Тиристорные	100	$10^{11} \dots 10^{13}$	$(20 \dots 100) \cdot 10^{-6}$	–
Резисторные	–	–	$10^{-1} \dots 10^{-2}$	$10^4 \dots 10^7$

Примечание. R_T – темновое сопротивление резистора; R_{oc} – сопротивление при освещении.

Параметры электрической изоляции оптопары описываются проходной емкостью $C_{пр}$ и сопротивлением изоляции R . Особенно важную роль в динамике работы оптопар играет емкость $C_{пр}$. Емкостный ток в цепи изоляции оптопары зависит от скорости изменения напряжения как на входе оптопары, так и на выходе, т. е. возможна электрическая связь через проходную емкость и, соответственно, ложное переключение или самовозбуждение устройства.

Оптосимистор представляет собой двунаправленный тиристор с оптическим управлением, он управляет нагрузкой переменного тока. При коммутации нагрузки целесообразно переключать оптосимистор при изменении полярности переменного напряжения в момент перехода его через нуль. В результате на нагрузке напряжение будет нарастать плавно, а не скачкообразно, если это не выполняется. Поэтому имеются оптосимисторы, содержащие схемы детектирования нулевого потенциала, которые при несоблюдении указанного условия блокируют оптосимистор до следующего перехода напряжения через нуль. Оптосимистор обеспечивает гальваническую развязку электрических цепей. Выпускаются оптосимисторы на номинальные напряжения 400, 600 и 800 В переменного тока со схемой детектирования нулевого напряжения и без нее, при этом они имеют электрическую прочность изоляции 2500...5000 В. Ток включения симистора равен 5...15 мА, прямой ток – 50 мА. Оптосимистор органически подходит для коммутации нагрузки, питающейся напряжением переменного тока. К таким нагрузкам относят электромагнитные реле, пускатели, электромагниты, электродвигатели, соленоиды, электромагнитные муфты и т. п. Управление оптосимистором может осуществляться как микросхемами, так и микроконтроллерами, микропроцессорами. На рис. 4.7 приведен пример использования оптосимистора для включения электромагнитного аппарата.

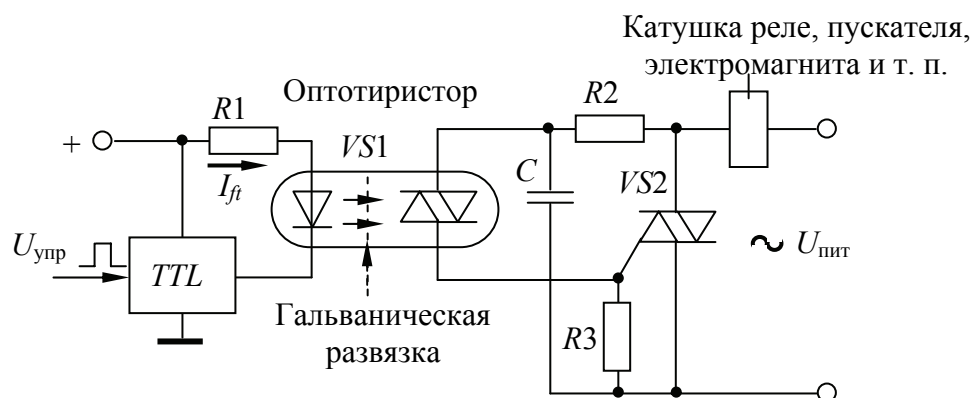


Рис. 4.7. Пример использования оптосимистора

Разновидностью оптронов является волстрон, устройство которого показано на рис. 4.8.

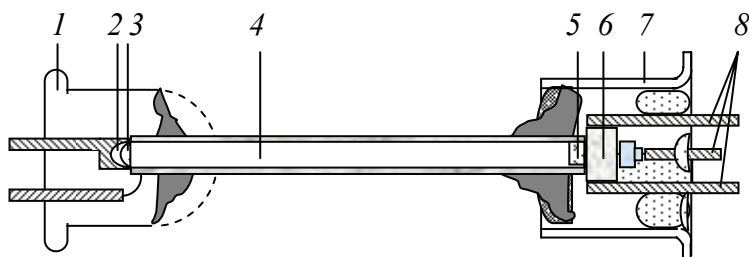


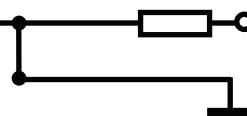
Рис. 4.8. Устройство волстрона:

- 1 – корпус светодиода; 2 – отражатель излучения;
- 3 – излучающий кристалл; 4 – световод;
- 5 – фоточувствительный кристалл;
- 6 – изолирующая керамическая прокладка;
- 7 – корпус фотодиода; 8 – выводы фотодиода

Этот прибор представляет собой единую конструкцию и содержит излучатель и фотоприемник, между которыми располагается волоконный световод (длина которого может составлять десятки-сотни метров).

ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ. ДАТЧИК ХОЛЛА

Лекция 5



Датчики температуры. Выполнение многих технологических процессов полиграфического производства, к которым относят сушку оттисков, тиснение, термостатирование красочного аппарата, термосиловое закрепление оттиска при ксерокопировании, нагрев клея в оборудовании послепечатной обработки продукции, термостатирование бумаги и т. п., сопровождается нагревом. В процессе работы полиграфических машин необходимо следить за температурой некоторых механических узлов и деталей, например подшипников, узлов крепления опор цилиндров печатного аппарата и т. п., проводить контроль таких технологических параметров, как температура масла в гидросистемах высекального оборудования, одноножевых резальных машинах, температура воздуха в вакуум-насосах и компрессорах и т. п. Важен контроль нагрева и электродвигателей, электромагнитных муфт, полупроводниковых преобразователей, питающих их и т. п. Для выполнения температурного контроля и регулирования предназначены датчики температуры. Среди них можно выделить следующие основные классы: кремниевые датчики температуры, биметаллические датчики, жидкостные и газовые термометры, термоиндикаторы, термисторы, инфракрасные датчики температуры, термометры сопротивления, термопары.

Современный датчик температуры носит название интеллектуального, поскольку кроме чувствительного элемента в нем имеется схема усиления и обработки сигнала, энергонезависимая память, позволяющая индивидуально откалибровать каждый прибор, и разнообразие типов выходного интерфейса: напряжение, ток, сопротивление либо цифровой выход, позволяющий подключить датчик к сети передачи данных, либо световая индикация.

Кремниевые датчики температуры используют зависимость сопротивления полупроводникового кремния от температуры. Интервал измеряемых температур для таких датчиков составляет

–50...+150°C. В этом диапазоне они показывают достаточно хорошую линейность и точность.

Биметаллический датчик температуры изготавливают из двух разнородных металлических пластин, скрепленных между собой по всей длине широкой стороной. Различные металлы имеют неодинаковый коэффициент расширения, и поэтому при нагреве (охлаждении) пластина изогнется. При этом перемещении конец биметаллической пластины замыкает-размыкает механический контакт, поворачивает стрелку индикатора и т. п. Диапазон температур, в которых работают биметаллические датчики, составляет –40...+550°C. Основными достоинствами датчика являются простая и надежная конструкция, возможность работы без электрического тока, низкая стоимость, но при этом они имеют большой разброс характеристик и большой гистерезис переключения, особенно при низких температурах.

Жидкостные и газовые термометры используют эффект расширения жидкостей при повышении температуры. В качестве жидкостей применяется спирт или ртуть в диапазоне комнатных температур. В газовых термометрах используется эффект расширения при переходе вещества из жидкого в газообразное состояние. Газ давит через мембрану и замыкает электрические контакты. Диапазон температур, измеряемых такими датчиками, составляет –200...+500°C.

Термоиндикаторы – это особые вещества, изменяющие свой цвет под воздействием температуры. Такое изменение цвета может быть как обратимым, так и необратимым. В диапазоне комнатных температур применяются термоиндикаторы на основе жидких кристаллов. Они плавно изменяют свой цвет при изменении температуры. Производятся термоиндикаторы в виде пленки, часто с клейкой подложкой, и служат для оперативного визуального контроля температуры. Для низких и высоких температур выпускаются в основном необратимые термоиндикаторы, если температура хотя бы один раз превысила допустимую, то индикатор необратимо меняет свой цвет. Основное достоинство термоиндикаторов – низкая стоимость.

В *термисторах* используется эффект изменения электрического сопротивления материала под воздействием температуры. В качестве термисторов применяют полупроводниковые материалы, как правило, оксиды различных металлов. В результате получают датчики с высокой чувствительностью, но с большой нелинейностью,

что сужает диапазон измеряемых температур. Конструктивная миниатюризация термистора позволяет получить высокое быстродействие и снизить стоимость. Существует два типа термисторов: использующие положительный температурный коэффициент (когда электрическое сопротивление растет с повышением температуры) и основанные на отрицательном температурном коэффициенте (в этом случае электрическое сопротивление падает при увеличении температуры). Температурная характеристика термистора зависит от конкретной модели прибора и области его применения.

Инфракрасные датчики температуры, или пирометры, измеряют температуру поверхности на расстоянии. Принцип их работы основан на том, что любое тело при температуре выше абсолютного нуля излучает электромагнитную энергию. При низких температурах это излучение в инфракрасном диапазоне, при высоких температурах часть энергии излучается в видимой части спектра. Интенсивность излучения напрямую связана с температурой нагретого объекта. Диапазон измерений температур бесконтактными датчиками составляет $-45\dots+3000^{\circ}\text{C}$. Для измерения в различных диапазонах температур используются различные участки инфракрасного спектра. Так, при низких температурах это обычно диапазон длин волн электромагнитного излучения $7\dots14$ мкм. В диапазоне средних температур это может быть $3\dots5$ мкм. При высоких температурах используется участок в районе 1 мкм.

Для правильного измерения температуры необходим еще ряд факторов, одним из которых является *излучательная способность*. Она связана с коэффициентом отражения простой формулой:

$$E = 1 - K,$$

где E – излучательная способность; K – коэффициент отражения. У абсолютно черного тела излучательная способность равна 1. У большинства органических материалов, таких как дерево, пластик, бумага, излучательная способность находится в диапазоне $0,80\dots0,95$. Металлы, особенно полированные, напротив, имеют низкую излучательную способность, которая в этом случае составит $0,1\dots0,2$.

Вторым фактором является *оптическое отношение* – это отношение расстояния до объекта измерений к размеру области, с которой эти измерения выполняются. Например, оптическое отношение $10 : 1$ означает, что на расстоянии 10 м размер площади, с которой ведется измерение температуры, составляет 1 м.

Современные инфракрасные датчики температуры имеют оптическое отношение, достигающее 300 : 1. Инфракрасные датчики – самые быстродействующие датчики температуры. Датчики позволяют измерять температуру движущихся объектов, температуру в труднодоступных и опасных местах, высокие температуры там, где другие датчики уже не работают.

Термометры сопротивления – это резисторы, изготовленные из платины, меди или никеля. Они производятся либо из проволоки, либо напылением металлического слоя на изолирующую подложку (керамическую или стеклянную). Платина чаще всего применяется в термометрах сопротивления из-за высокой стабильности, линейности и точности (0,001%) измерения значений температуры. Медь используется в основном для измерения низких температур, а никель – в недорогих датчиках для измерения в диапазоне комнатных температур, что упрощает их применение. Диапазон измерений платиновых термометров сопротивления составляет $-180...+600^{\circ}\text{C}$. Обыкновенные термометры сопротивления изготавливаются с сопротивлением 100 и 1000 Ом, а сопротивление тонкопленочных достигает 10 000 Ом. Габаритные размеры самих датчиков исчисляются в миллиметрах и долях миллиметра. Самонагрев датчика при рабочем токе 0,1...0,7 А находится на уровне 0,3 мВт/ $^{\circ}\text{C}$.

Термопары представляют собой две проволоки из различных металлов, сваренных между собой на одном из концов. Экспериментальным путем были подобраны пары металлов, которые в наибольшей степени подходят для измерения температуры, обладают высокой чувствительностью, временной стабильностью, устойчивостью к воздействию внешней среды. Это пары металлов хромель-алюмель, медь-константан, железо-константан, платина-платина/родий, рений-вольфрам и пр. Термопары хромель-алюмель (тип *K*) имеют высокую чувствительность и стабильность и работают вплоть до температур 1300°C в окислительной или нейтральной атмосфере. Термопары железо-константан (тип *J*) работают в вакууме, в восстановительной или инертной атмосфере при температурах до 500°C . При высоких температурах до 1500°C используют термопары платина-платина/родий (тип *S* или *R*) в керамических защитных кожухах.

Примером интеллектуального датчика может служить устройство, схема которого приведена на рис. 5.1. В нем использованы три микросхемы: датчик температуры, операционный усилитель и

PIC-контроллер марки PIC16F872, программное обеспечение которого выполняет необходимые задачи измерения, преобразования и индикации. В качестве чувствительного элемента применен термодатчик *BK* на основе тонкопленочного термометра сопротивления из платины. Выходной сигнал термодатчика операционным усилителем *DA*, согласующим его по крутизне и амплитуде с входом АЦП (20 мВ), поступает на вход *AND* микроконтроллера. Напряжение питания датчика ± 5 В. Программа микроконтроллера выполняет управление АЦП, преобразование двоичного кода в код для знаковосинтезирующего семисегментного индикатора, определение переполнения и выхода температуры за рабочий диапазон. Выходы *RB0...RB6* микроконтроллера управляют разрядом единиц индикатора, выход *RC7* – разрядом десятков, а *RB7* – разрядом сотен.

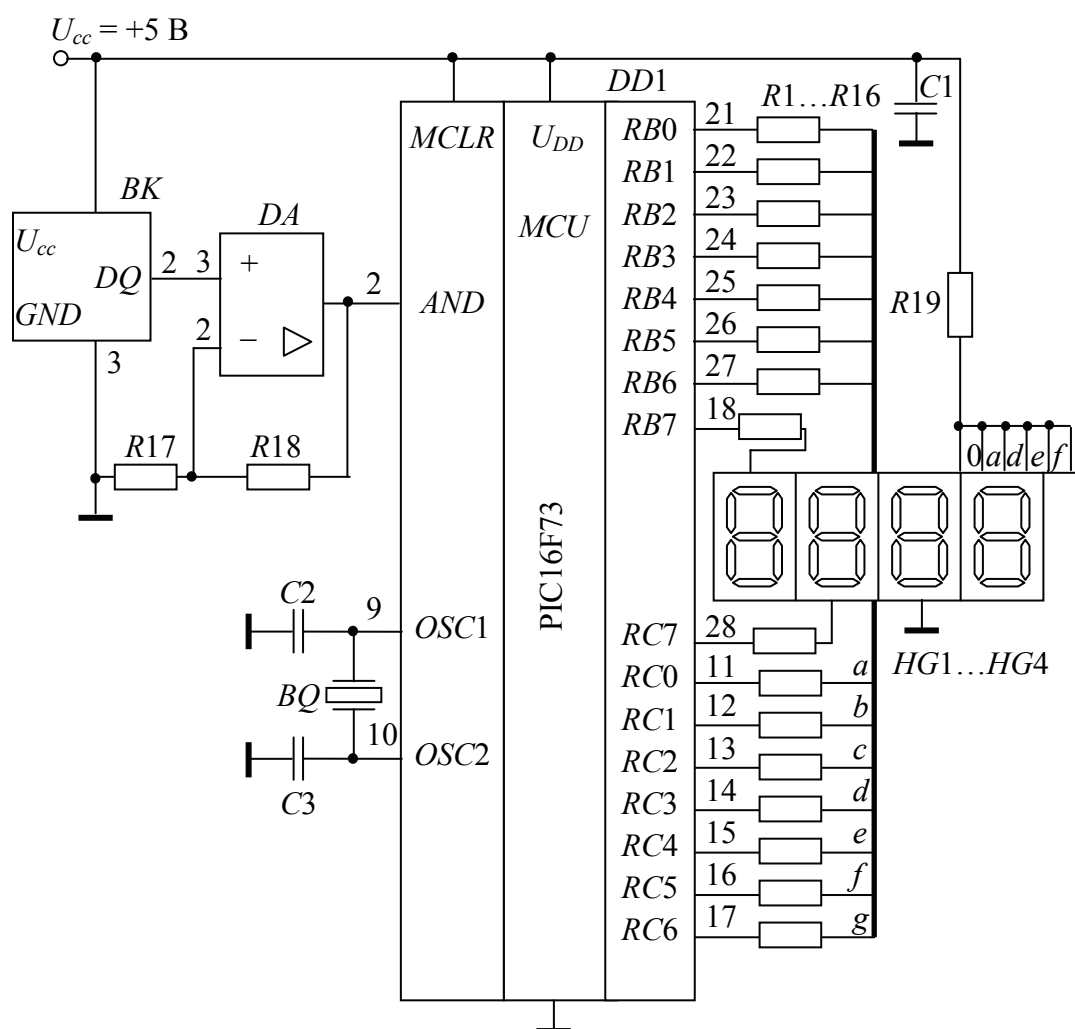


Рис. 5.1. Интеллектуальный датчик температуры

Примером интеллектуального датчика может служить интегральный датчик температуры (ИДТ). Физическая основа работы ИДТ заложена в температурной зависимости падения напряжения на смещенном в прямом направлении кремниевом $p-n$ -переходе. Эта зависимость описывается следующей формулой:

$$U = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s},$$

где U – напряжение на переходе; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – заряд электрона; I – ток через переход; I_s – обратный ток насыщения, значение которого зависит от конфигурации и температуры перехода.

Вышеприведенную зависимость непосредственно применять для точного измерения температуры нельзя. Поэтому для измерения температуры ИДТ используют разность напряжений двух $p-n$ -переходов, а именно напряжений база – эмиттер $U_{бэ}$ двух транзисторов $VT1$ и $VT2$, которая определится из выражения

$$\Delta U_{бэ} = U_{бэ1} - U_{бэ2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{J_{э1}}{J_{э2}},$$

где $J_{э1}$ и $J_{э2}$ – плотность тока эмиттеров транзисторов.

Практическая схема измерения температуры с температурным коэффициентом выходного напряжения 10 мВ/К приведена на рис. 5.2.

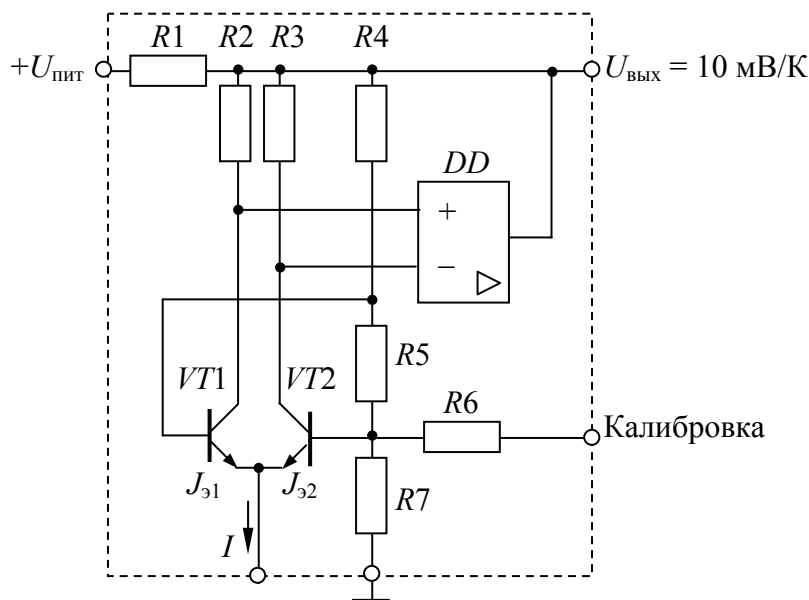


Рис. 5.2. Схема измерения температуры

Требуемое значение коэффициента достигается определенным соотношением сопротивлений резисторов $R4$ и $R5$.

Диапазон температур, измеряемый ИДТ, составляет $-60\dots+200^\circ\text{C}$, минимальная погрешность измерений достигает десятых долей градуса. Выпускаются ИДТ с аналоговым выходом, величина напряжения на котором пропорциональна измеряемой температуре в градусах Кельвина или Цельсия, и с цифровым выходом. ИДТ с аналоговым выходом могут использоваться не только для измерения температуры, но и для ее регулирования (режим термостатирования). На рис. 5.3 показана функциональная схема и приведены эпюры напряжений, поясняющие работу ИДТ.

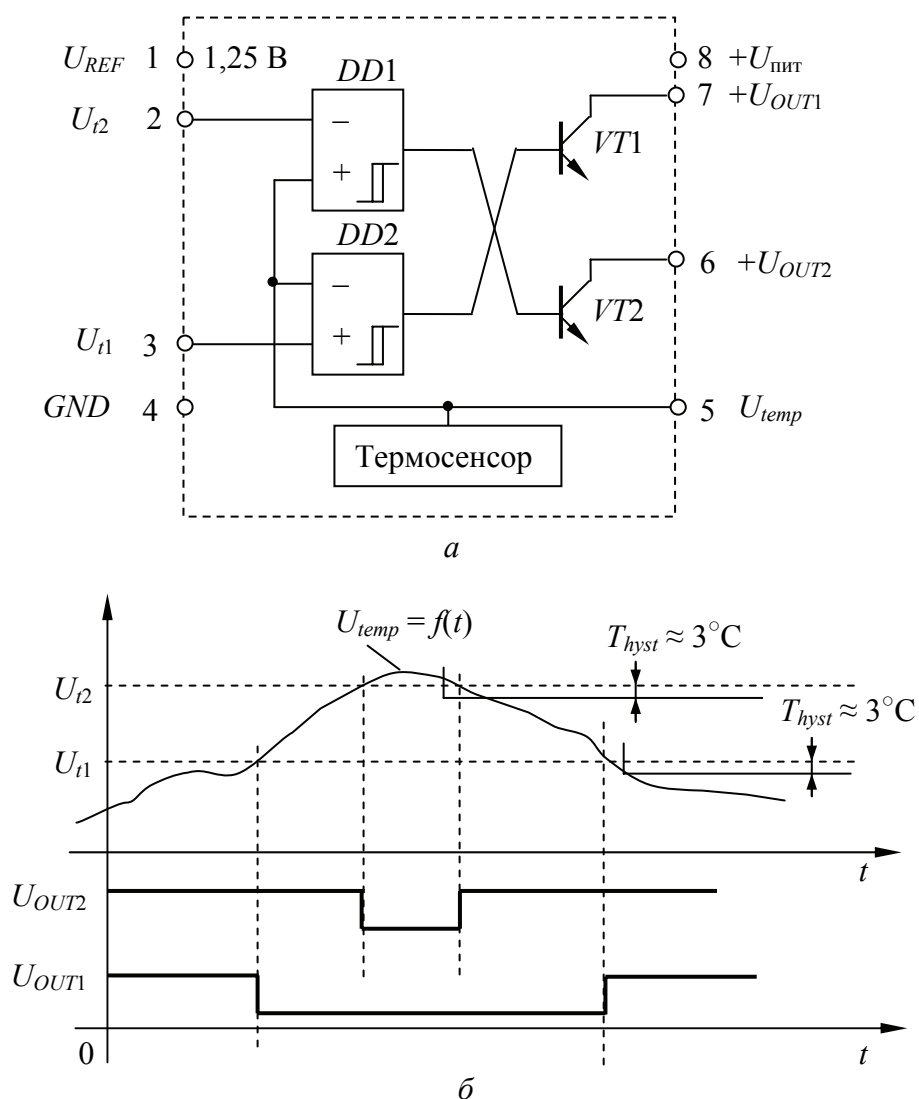


Рис. 5.3. Интегральный аналоговый датчик температуры (а) и эпюры его напряжений в режиме термостатирования (б)

На вход 2 ИДТ подают U_{i2} , а на вход 3 – U_{i1} , это напряжения переключения компараторов $VT1$ и $VT2$, соответствующие заданным температурам, т. е. пределы, в которых должна изменяться измеряемая температура. Если температура превышает значение, соответствующее U_{i1} , то на выходе 7 формируется напряжение U_{OUT1} низкого уровня. Если температура уменьшается ниже значения, соответствующего U_{i1} , то на выходе 7 формируется напряжение U_{OUT1} высокого уровня. Аналогично работает выход 6, напряжение U_{OUT2} . Напряжение U_{temp} на выходе 5 микросхемы пропорционально измеряемой температуре в градусах Цельсия. Напряжения, снимаемые с выходов 2 и 3, используются для управления коммутационной аппаратурой, управляющей нагревательными элементами, а напряжение выхода 5 – например, для визуализации измеряемой температуры.

Рассмотрим пример ИДТ с цифровым выходом. Они могут иметь последовательный или параллельный интерфейс. На рис. 5.4 приведена функциональная схема ИДТ с последовательным интерфейсом.

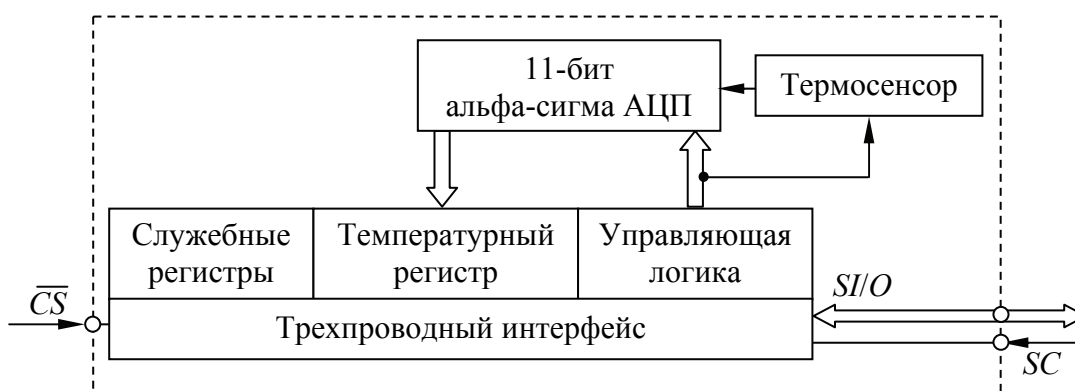


Рис. 5.4. Функциональная схема ИДТ с последовательным интерфейсом

Прием-передача данных осуществляется за 32 такта сигнала SC , из которых первые 16 отводятся передаче данных на контроллер, а вторые – приему. Управление работой датчика производится путем записи данных в конфигурационный регистр, для идентификации ИДТ и считывания результатов измерений служат регистр идентификации и температурный регистр, работающие в режиме чтения. Такие ИДТ аппаратно совместимы с любыми микроконтроллерами. Для корректной работы аппаратных средств современных устройств автоматики и систем обработки информации необходим постоянный мониторинг температуры этих устройств, для чего и применяются ИДТ.

Датчик Холла. В основу датчика положен элемент Холла, представляющий собой прямоугольную полупроводниковую пластину $p-n$ - или $n-p$ -проводимости (рис. 5.5). Если к одним взаимно противоположным сторонам элемента Холла приложить напряжение, под действием которого через эту пластину потечет ток I_c , а через поверхность этого элемента пропустить перпендикулярно магнитное поле с магнитной индукцией B , то на других взаимно противоположных сторонах возникает ЭДС Холла, направленная перпендикулярно току I_c и магнитной индукции B . Этот эффект Холла объясняется тем, что заряженные частицы (электроны или дырки), образующие ток I_c , под действием магнитного поля, согласно правилу левой руки, смещаются к соответствующей стороне полупроводниковой пластины, создавая ЭДС Холла, значение которой определяется следующим выражением:

$$E_x = \frac{1}{d} B I_c C_x,$$

где d – толщина полупроводниковой пластины, м; B – магнитная индукция, Тл; I_c – электрический ток, А; C_x – постоянная Холла, $\text{м}^3 \cdot \text{А}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$.

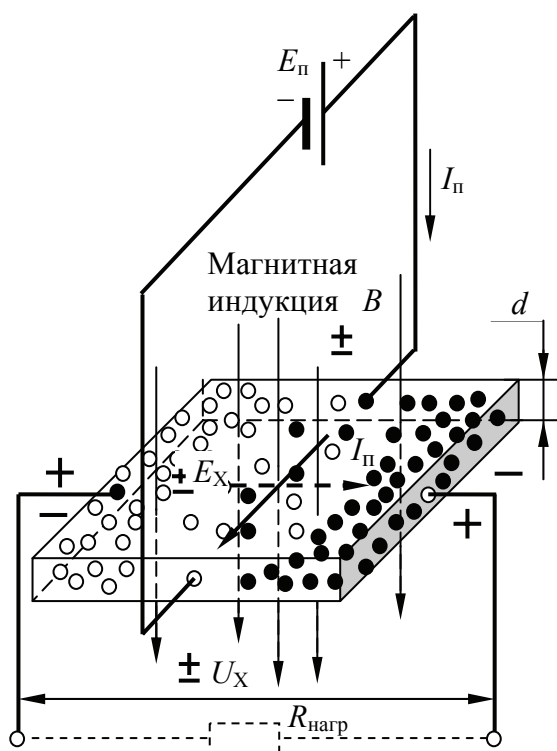


Рис. 5.5. Принцип получения эффекта Холла

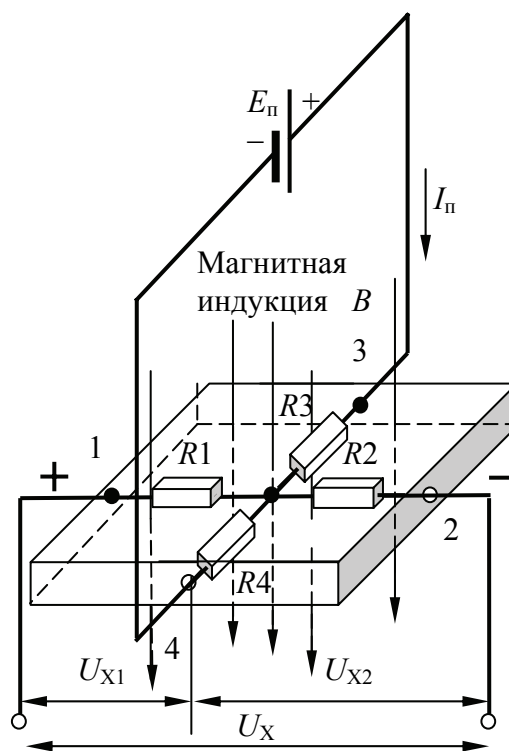


Рис. 5.6. Эквивалентная схема датчика Холла

Полярность ЭДС Холла при неизменном приложении напряжения питания элемента Холла и направлении магнитной индукции зависит от типа полупроводникового материала ($p-n$ или $n-p$). Наибольшее распространение получили элементы Холла n -типа на основе InSb и GaAs.

Рассмотрим принцип определения положения объекта с помощью датчиков Холла. На рис. 5.6 приведена эквивалентная схема датчика Холла, в которой элемент Холла представлен в виде четырех резисторов. При протекании управляющего тока (тока смещения) от вывода 3 к выводу 4 элемента Холла, помещенного в магнитное поле, вектор индукции которого перпендикулярен плоскости элемента, на выводах 1 и 2 появляется ЭДС. Положим $R1 = R2$ и $R3 = R4$, а вывод 4 – общая точка схемы, то потенциалы U_{X1} и U_{X2} будут равны $U_X / 2$. Таким образом, если разместить датчик Холла рядом с каким-либо полюсом магнитного поля, создаваемого либо постоянным магнитом, либо обмоткой возбуждения, то по значению и знаку его выходного напряжения U_X можно выявить положение этого полюса и использовать его для управления этим положением. Эпюры этих напряжений при изменении направления магнитного поля показаны на рис. 5.7, а. Значение ЭДС Холла находится на уровне милливольт, и для практического использования требуется ее усиление.

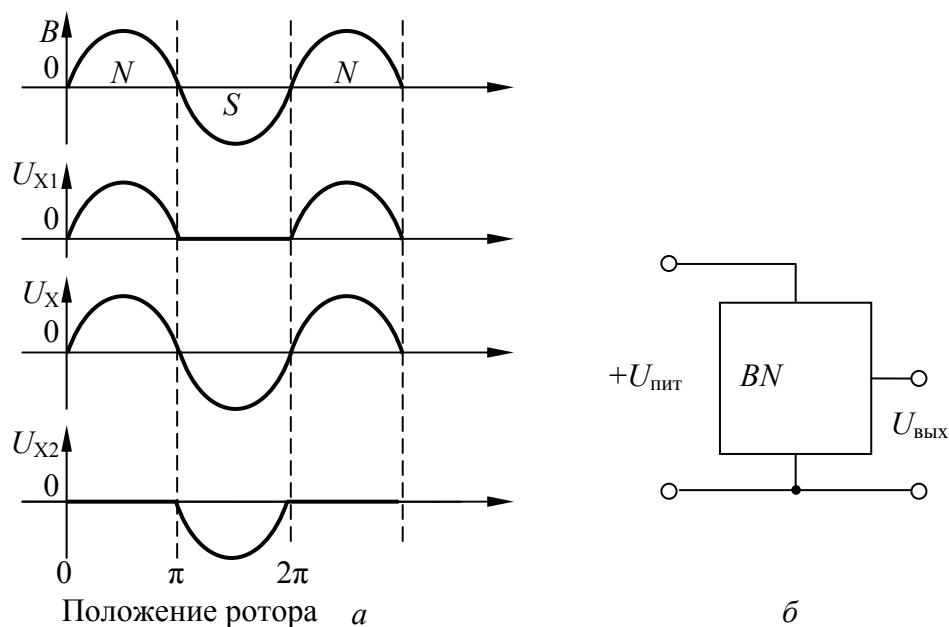


Рис. 5.7. Эпюры выходного напряжения датчика Холла (а) и его структурное обозначение (б):
 N, S – полюсность магнитной индукции от полюсов ротора

В настоящее время все необходимые для этого составляющие: элемент Холла, операционный усилитель предварительного усиления и выходной каскад объединены в один корпус микросхемы, названный *датчиком Холла*, структурное обозначение которого приведено на рис. 5.7, б (см. на с. 75). Геометрические размеры датчика Холла находятся на уровне миллиметров, что является конструктивным преимуществом по отношению к датчикам положения других типов. Выпускаемые датчики Холла имеют характеристики линейного или релейного типа (рис. 5.8). В тех случаях, когда необходимо проконтролировать позиционное расположение объекта, не обладающего магнитным полем, в датчик Холла может встраиваться постоянный магнит. Его влияние на элемент Холла определяется уже самим объектом. Например, при контроле движения ферромагнитных зубьев, шаг которых не меньше определенного, они будут создавать влияние магнитного поля на элемент Холла, в результате чего на выходе датчика появится логический сигнал, напряжение которого линейно зависит от напряженности поля. Датчик Холла рассчитан на работу в магнитных полях с напряженностью от единиц до тысяч гаусс (Гс). Достижения полупроводниковой технологии привели к созданию датчиков с цифровым выходом и программируемым порогом срабатывания. Программирование осуществляется за счет модулирования напряжения питания.

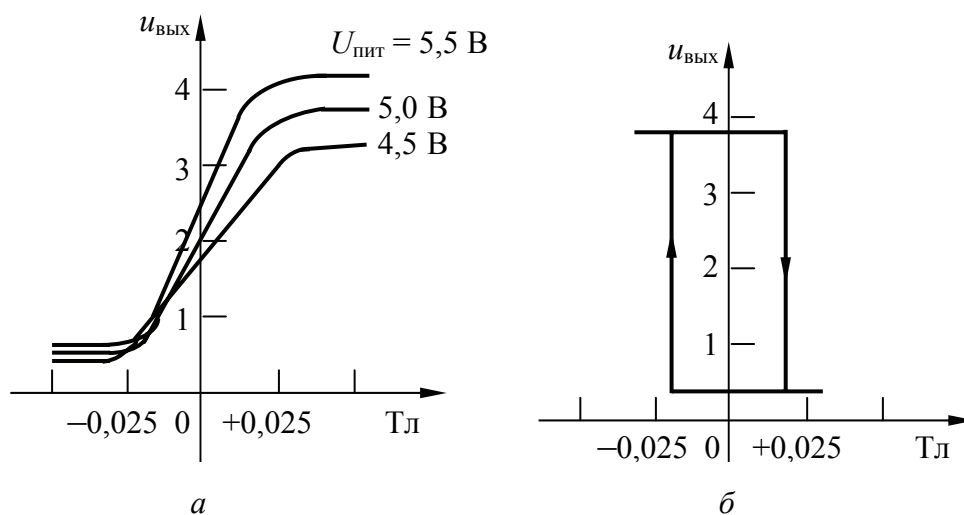
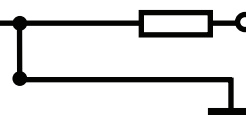


Рис. 5.8. Характеристики холловской интегральной схемы линейного (а) и релейного (б) типов

Датчики применяются для контроля скорости, углового или линейного положения, измерения тока.

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ РЕЛЕ. ЦИФРОВОЙ ПОТЕНЦИОМЕТР. ТАКТИЛЬНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Лекция 6



Твердотельные реле. Твердотельные реле как бесконтактный аналог релейно-контакторной аппаратуры используются в программируемых логических контроллерах, драйверах электромагнитов, клапанов, пускателей, электродвигателей, обмоток, индикаторов и дисплеев, в сканерах, мультиплексорах, системах сбора данных, контрольно-измерительном оборудовании в качестве элементов, формирующих на своем выходе напряжение, обладающее релейной характеристикой.

Твердотельное реле (*SSR – Solid State Relay*, или *PVR – Photo-Voltaic Relay*), оптоэлектронное реле, полупроводниковое реле – этими терминами обозначается большой класс модульных полупроводниковых приборов, выполненных по гибридной технологии, содержащих в своем составе мощные силовые ключи на полевых, биполярных, *IGB*-транзисторах или на тиристорных (симисторных) структурах, а также оптронную схему управления. Эта аппаратура используется для замены традиционных электромагнитных реле. Низковольтная часть реле с оптронной схемой выполняет роль катушки обычного электромагнитного реле, а высоковольтный полупроводниковый ключ подобен контактам электромагнитного реле. Оптронная схема обеспечивает электрическую изоляцию между управляющей и силовой частью до нескольких тысяч вольт. Выпускаемые в настоящее время промышленностью приборы этого класса можно разделить на несколько базовых типов:

- маломощные приборы с рабочими токами менее 1 А;
- приборы средней мощности с рабочими токами до 10 А;

– приборы большой мощности с рабочими токами до нескольких сотен ампер.

Рассматриваемая аппаратура при работе выделяет теплоту потерь, рассеиваемую теплоотводящими пластинами, на которых размещаются полупроводниковые ключи. Высококачественный прибор может быть выполнен только на медном теплоотводе с применением высокотеплопроводного керамического изолятора, что обеспечивает низкие значения теплового сопротивления, а следовательно, отсутствие перегрева силового элемента и его высокую долговечность. Коммутирующим элементом в указанной аппаратуре выступают:

1) симистор для коммутации цепей переменного тока (пиковое напряжение до 800 В, рабочий ток до 25 А, низкая устойчивость к скоростям нарастания тока и напряжения);

2) пара встречно-параллельно включенных тиристоров для коммутации цепей переменного тока (пиковое напряжение до 1200 В, рабочие токи до 250 А для монолитного модуля и до 5000 А для специального исполнения, высокая устойчивость к скоростям нарастания тока и напряжения);

3) полевой МОП-транзистор для коммутации цепей постоянного тока (пиковое напряжение с учетом возможных перенапряжений до 600 В, рабочий ток до 200 А);

4) *IGBT* для коммутации цепей постоянного тока (пиковое напряжение с учетом возможных перенапряжений до 1200 В, рабочий ток до 250 А для монолитного модуля и до 2000 А для специального исполнения).

Все типы приборов имеют идентичную входную схему, выполненную на основе инфракрасного светодиода, излучение которого обеспечивает включение соответствующего силового элемента через специальную фоточувствительную схему. Цепи управления светодиодом выполнены или на резисторе соответствующего номинала, или с применением токового стабилизатора. Типичный ток управления твердотельным реле – 10...15 мА, что на порядок меньше тока управления электромагнитного реле. Различные типы приборов могут управляться как постоянным, так и переменным напряжением. Между электромагнитными и электромеханическими реле в части коммутируемой цепи различия принципиальны. Коммутирующий элемент электромагнитного реле – металлическая перемычка, через которую может протекать как постоянный, так и переменный ток величины, соответствующей

предельной мощности реле. У электромагнитных реле наблюдается быстрый износ механического коммутирующего элемента (реле обеспечивают до 1 млн срабатываний), «пригорание» контактов реле вследствие неизбежно возникающей дуги при их размыкании и связанная с этим большая вероятность отказа в процессе работы. Полупроводниковые коммутирующие элементы в отличие от контактов электромагнитного типа имеют существенные ограничения, связанные с предельными значениями напряжений, токов, скоростей их изменения, утечками в выключенном состоянии. При функционировании твердотельные реле должны обеспечить надежную электрическую изоляцию входных и выходных электрических цепей друг от друга и токоведущих цепей от элементов конструкции прибора. Этот показатель определяется тремя параметрами:

- сопротивлением изоляции, определяющим максимально возможную утечку по элементам конструкции при испытательном напряжении 500 В, что составляет 10^9 Ом;

- напряжением изоляции, определяющим электрическую прочность элементов конструкции реле. Для твердотельных реле гарантируется отсутствие пробоя при напряжениях до 2500 В переменного тока (или 4000 В постоянного тока) в течение 1 мин;

- трекинговостью – определяющей способностью материала конструкции реле к образованию поверхностных токоведущих мостиков при работе в агрессивных средах. За счет монолитной конструкции и применения специальных стеклонеполненных пластиков твердотельные реле имеют нулевой показатель трекинговости.

Рассмотрим схемы некоторых твердотельных реле. На рис. 6.1 приведена схема однофазного реле переменного тока.

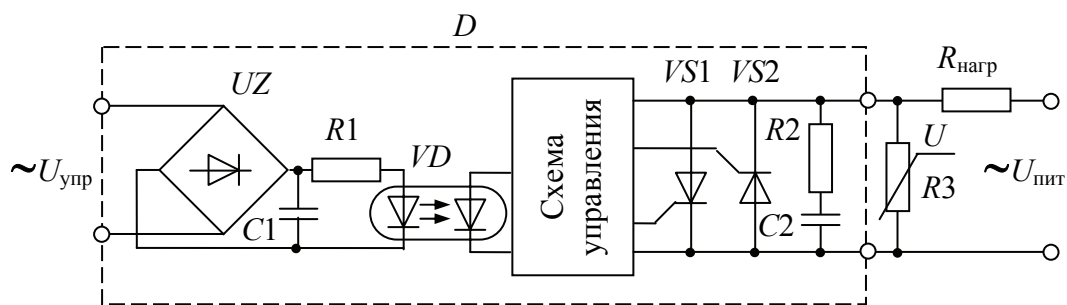


Рис. 6.1. Схема однофазного реле переменного тока с управлением переменным напряжением

Входное управляющее напряжение схемой, состоящей из выпрямителя UZ и $RC1$ -фильтра, включает реле, которое инициирует светодиод, оптопару или оптосимистор. Включение осуществляется подачей схемой управления напряжения на управляющие электроды встречно-параллельно включенных тиристоров $VS1$ и $VS2$, к которым прикладывается переменное напряжение питания нагрузки. Твердотельные реле на полупроводниковых приборах могут иметь следующие функциональные разновидности:

1) включение реле в произвольный момент времени изменения переменного напряжения питания;

2) включение реле в момент перехода переменного напряжения питания через нуль;

3) включение реле в момент перехода переменного напряжения питания через нуль и на пропускание определенного количества полупериодов переменного напряжения питания;

4) включение реле с фазовым (параметрическим) управлением переменного напряжения питания на нагрузке.

Для реле, схема управления которого контролирует момент перехода напряжения питания нагрузки через нуль, под понятием «нуль» понимается некоторое минимальное значение напряжения положительного и отрицательного его полупериодов, при котором оно включается. При больших значениях напряжения реле не включится даже при наличии управляющего сигнала, а схема управления будет ожидать прихода соответствующего напряжения. Значение этого напряжения называется напряжением запрета и составляет 40 В. Первые две разновидности реле аналогичны функциям электромагнитных реле и могут выполнять при подаче напряжения управления функцию замыкания или размыкания электрической цепи. Третья разновидность реле может быть использована в регуляторах мощности, обеспечивая отсечку напряжения питания регулируемой длительности, в системах автоматики и т. д. Четвертая разновидность реле позволяет при его включении плавно изменять напряжение нагрузки, что не порождает помех в сети.

В качестве примера реле постоянного тока рассмотрим его схему, приведенную на рис. 6.2. Силовым коммутирующим напряжением питания элементом может быть полевой или IGB -транзистор. Входные цепи, гальванически изолированные от силовой цепи, позволяют включать и выключать силовой элемент. Гальваническая развязка в таких реле может быть выполнена как на оптронной паре, так и с использованием трансформаторной развязки.

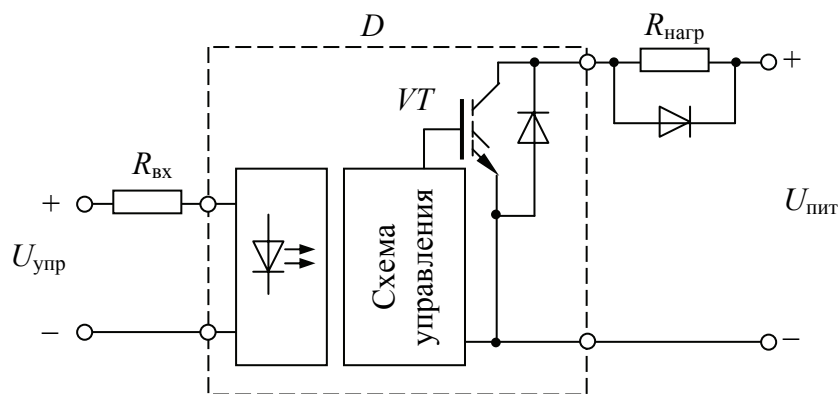


Рис. 6.2. Схема однофазного реле постоянного тока с IGB-транзистором

Входная цепь реле рассчитана на управление реле от источников постоянного напряжения с широким диапазоном входного напряжения (от единиц до сотен вольт). В реле может быть светодиодная индикация включенного состояния и защита входной цепи от неправильной подачи полярности напряжения управления. Включение твердотельного реле зависит от входного тока. Для этого следует рассчитать сопротивление токоограничительного резистора $R_{вх}$. Его значение должно обеспечить ток, достаточный для включения реле, но не превышающий 25 мА. Вычисляется сопротивление ограничительного резистора по формуле

$$R_{вх} \leq \frac{U_{упр} - \Delta U_{с.д}}{I_{вкл}},$$

где $U_{упр}$ – напряжение управления; $\Delta U_{с.д}$ – падение напряжения на светодиоде; $I_{вкл}$ – ток включения.

Например, для минимального входного напряжения 4,5 В, при токе включения 5 мА, при температуре 40°C и падении напряжения на светодиоде в 1,6 В получим значение сопротивления $R_{вх} < 580$ Ом. Это максимальное значение сопротивления, при котором обеспечивается надежное включение реле. При высоких температурах внешней среды падение напряжения на светодиоде обычно принимают равным 0,9 В. Рассчитаем значение входного сопротивления, позволяющее избежать выхода светодиода из строя, по формуле

$$R_{вх} \geq \frac{U_{упр} - \Delta U_{с.д}}{I_{вкл}}.$$

Положим входное напряжение управления, равное 6 В, значение входного тока 25 мА, значение максимальной температуры 85°C и падение напряжения на светодиоде при этом принимаем равным 0,9 В. Тогда сопротивление $R_{вх} \geq 204$ Ом. Следовательно, значение сопротивления резистора $R_{вх}$ следует выбирать в пределах 204...580 Ом.

Рассмотрим работу оптронной гальванической развязки. К входу реле через токовый стабилизатор с током 15 мА, обеспечивающий устойчивость к помехам и возможность работы в диапазоне температур от -60 до +80°C, подключен инфракрасный светодиод. Свет от него попадает на матрицу инфракрасных фотодиодов, фотодетекторов которых создает разность потенциалов с уровнем около 10 В, достаточным, чтобы включить полевой МОП-транзистор или *IGBT*. Однако вследствие малого выходного тока (5...10 мкА) такой оптопары накопление заряда на затворе транзистора происходит довольно медленно (до 20 мс) и зависит от типа управляемого транзистора – чем более мощный транзистор, тем выше его входная емкость и заряд затвора, тем дольше продолжается процесс включения реле. Данное свойство реле с оптронной развязкой накладывает некоторые ограничения на характер нагрузки. Это связано с тем, что в процессе отпирания полевого МОП-транзистора или *IGBT*, входная цепь которого идентична полемому транзистору, сопротивление канала проводимости изменяется на несколько порядков и в начальный момент включения имеет величину в сотни килоом, поэтому для нагрузок с большими пусковыми токами мощность, выделяемая на силовом ключе реле в процессе его включения, может существенно превысить предельно допустимую для прибора, что приведет к его разрушению, либо к существенным потерям энергии и перегреву прибора, что также снижает его надежность и долговечность. Такая проблема имеет место при работе с высокоиндуктивными нагрузками (двигатели постоянного тока, преобразовательная техника, мощные источники питания). Решается эта проблема твердотельными реле использованием встроенного *DC/DC*-преобразователя и развязки трансформаторного типа. При этом обеспечивается время включения реле менее 1 мкс. Такое реле может быть применено в условиях, когда пусковые токи в 10 раз превышают номинальные токи. Затвор полевого МОП-транзистора или *IGBT* является в общем случае конденсатором, поэтому для выключения реле как с оптронной, так и с трансформаторной развязкой используется специальная схема,

обеспечивающая быстрый разряд емкости затвора при снятии сигнала управления.

Одним из представителей твердотельного реле можно считать электронный выключатель (рис. 6.3).

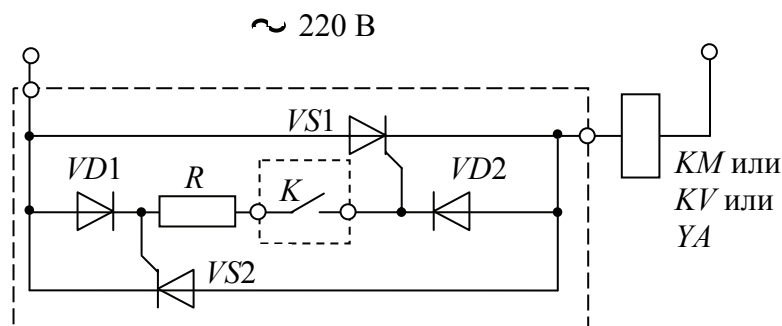


Рис. 6.3. Схема электронного выключателя (ключа)

Это два встречно-параллельно включенных тиристора $VS1$ и $VS2$, управляющие электроды которых через диоды присоединены к прикладываемому к выключателю напряжению питания переменного тока. Кроме того, они соединены последовательно между собой управляющим контактом K через резистор R , который определяет значение тока управления тиристорами. Включение тиристора происходит прямым прикладываемым к выключателю напряжением. Положительный полупериод напряжения, прикладываемый к аноду тиристора $VS1$, при замкнутом контакте K создает ток, протекающий по диоду $VD1$, резистору R , управляющему электроду – катоду этого тиристора, который приводит к включению тиристора и подключению нагрузки (обмотка электро-механического реле KV , пускателя KM , электромагнита YA и т. п.) к напряжению питания. Отрицательный полупериод напряжения прикладывается к тиристор $VS2$ и действует на него аналогичным образом, подключаясь к той же нагрузке. При размыкании управляющего контакта K тиристоры запираются прикладываемым к их анод-катоду противоположным полупериодом напряжения, поскольку по управляющему электроду не протекает ток. Например, тиристор $VD1$ запирается тем полупериодом напряжения, который отпирает тиристор $VD2$, и наоборот.

Цифровой потенциометр. Использование всех преимуществ микропроцессоров привело к применению цифровых потенциометров (ЦП). Механические переменные (подстроечные) резисторы-триммеры тратят много времени на реализацию ручного процесса

регулировки, имеют низкую точность регулировки, невысокую надежность подстроечных элементов. Функция потенциометра возлагается на сам микропроцессор.

Например, нет смысла ставить регулятор (потенциометр) смещения нуля перед АЦП, если эти функции программно выполняются в нем. Принципиально для получения полноценной замены переменного резистора можно взять КМОП-мультиплексор и подключить к нему цепочку постоянных резисторов с управляемым положением токосъема посредством внешнего интерфейса.

Закон зависимости значения сопротивления от положения движка может быть линейным, логарифмическим, а также программируемым пользователем. Такой цифровой потенциометр будет иметь три отдельных вывода: L – вывод для подключения напряжения низкого потенциала; H – вывод для подключения напряжения высокого потенциала; W – вывод движка (токосъема) потенциометра. На выводы L и H можно подавать любые постоянные или переменные напряжения в допустимых для электронных ключей пределах и определяемых напряжением питания U_{CC} (рис. 6.4).

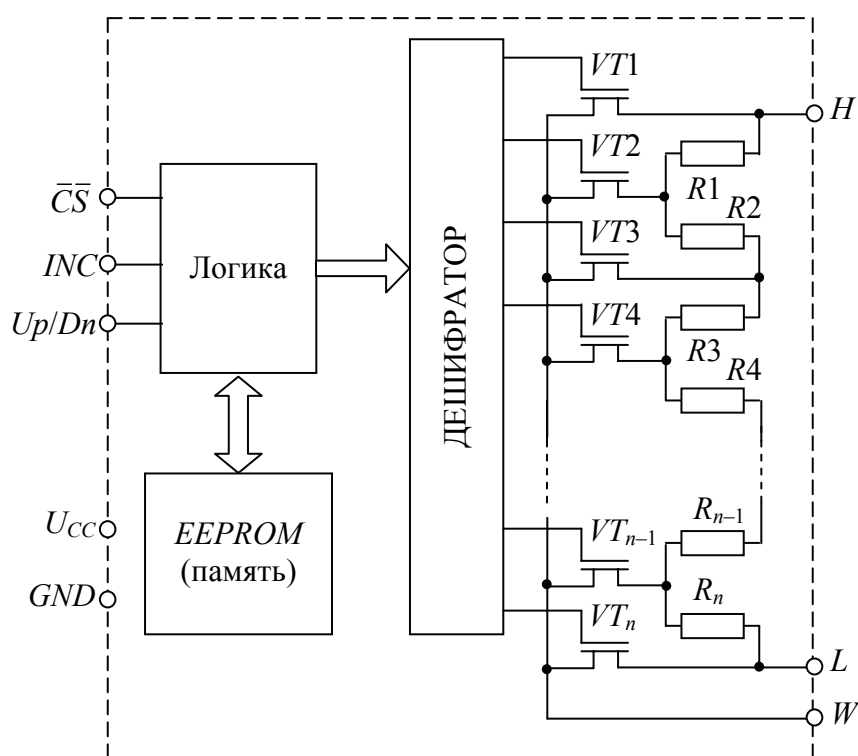


Рис. 6.4. Структурная схема ЦП

Большого схемотехнического различия между цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) и цифровым потенциометром нет. В англоязычной литературе встречается название *Trim-DAC*, т. е. ЦАП для подстройки.

Регулирование значения сопротивления ЦП выполняется по шине управления: параллельной или последовательной. Управление по параллельной шине обеспечивает максимальное быстродействие. Для ЦП не требуется высокого быстродействия, поэтому ЦП имеет последовательную шину управления. Используются три типа шин управления: *SPI* (3-wire), *I²C* (2-wire) и *UDC*. Приборы с шиной *I²C* называют адресуемыми. Интерфейс *UDC* (*Up/Down Control*) предназначен для ручного управления сопротивлением ЦП с помощью кнопок. Интерфейс имеет три сигнала: \overline{CS} – выбор устройства, *INC* – инкремент-декремент и *Up/Dn* – выбор направления. Для регулировки потенциометра необходимо выбрать его сигналом \overline{CS} , подать сигнал направления *Up/Dn* и затем осуществить нужное количество шагов импульсами по входу *INC*. Низкий уровень напряжения на входе \overline{CS} активизирует управляющий порт ЦП, и сигналы по входам *INC* и *UDC* изменяют его сопротивление. Вход *UDC* управляет направлением изменения сопротивления потенциометра (изменением напряжения на выходе *W*). Вход *INC* определяет количество позиций изменения сопротивления потенциометра. При высоком уровне потенциала входа *Up/Dn* и низком \overline{CS} любой высокий/низкий перепад уровня потенциала на входе *INC* вызовет перемещение потенциала выхода *W* на одну позицию к выводу *H*. При низком уровне потенциала входа *Up/Dn* и низком \overline{CS} любой высокий/низкий перепад уровня потенциала на входе *INC* приведет к перемещению потенциала выхода *W* на одну позицию к выводу *L*.

Запись новой позиции ЦП в память *EEPROM* выполняется за $t_{WST} = 10$ мс. При выключении питания ЦП он «забывает» настроенное значение сопротивления (положение курсора), в то время как обычные переменные резисторы после регулировки сохраняют свое положение. При следующем включении напряжения питания ЦП устанавливается в определенное начальное положение, которое зависит от типа ЦП. Если в системе есть микропроцессор, то после включения напряжения питания он загружает нужные коды, восстановив положение ЦП, найденное при регулировке. В случае автономной установки ЦП в изделие ему для сохранения найденного значения сопротивления необходима энергонезависимая

память. Некоторые типы ЦП могут запоминать несколько положений (часто четыре), что позволяет реализовать предустановки различных значений, например, для разных режимов работы.

По сравнению с обычными переменными резисторами ЦП имеют ряд преимуществ: отсутствие подвижных механических частей; высокая надежность; нечувствительность к вибрациям; отсутствие влияния перемещающегося контакта при работе на малых токах; отсутствие регулировочных отверстий для отвертки; быстрый процесс настройки; высокая точность регулировки; возможность установки начального значения сопротивления, как и у обычных резисторов, загрузкой его из *EEPROM* при включении напряжения питания; наличие нескольких устройств в одном корпусе с относительным отклонением значений менее 1%; корпуса микросхем более компактны, чем корпуса подстроечных резисторов; стоимость цифровых потенциометров меньше стоимости качественных переменных резисторов.

Существуют некоторые отличия цифровых потенциометров от обычных механических переменных резисторов, которые накладывают ограничения на их применение и в большинстве случаев являются недостатками. Важнейшим параметром ЦП считается дискретность регулировки, т. е. количество коммутируемых отводов переменного резистора (количество шагов). Обычно количество шагов является степенью числа 2, но бывают ЦП и с другим количеством шагов, например 100. Наиболее распространена дискретность регулировки от 32 до 256 шагов. Полное сопротивление ЦП – 1, 10, 50 и 100 кОм. К другим параметрам, характеризующим ЦП, относятся максимальное напряжение на выводах переменного резистора, сопротивление «щетки», максимальный допустимый ток, максимальная рассеиваемая мощность, шум, нелинейность и температурный коэффициент. Допустимый диапазон напряжений питания ЦП равен 0...5 В. Некоторые ЦП могут иметь двухполярное питание ± 5 В. Сопротивление контакта курсора «щетке» ЦП в крайнем положении немного больше, чем у обычных переменных резисторов. У обычного переменного резистора это сопротивление может составлять десятые доли ома. Для 10-килоомного ЦП сопротивление «щетке» составляет порядка 50...100 Ом. Это сопротивление образовано сопротивлением канала открытого полевого транзистора. Емкость входов H и L находится в пределах $C_{IN} = C_H = C_L = 5$ пФ, емкость выхода – $C_{OUT} = C_W = 7$ пФ. Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) рези-

стором, на основе которых построены ЦП, достаточно велик. Это обычно поликристаллические кремниевые резисторы, имеющие положительный ТКС. Абсолютное значение ТКС имеет величину примерно $300 \dots 800 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Как и обыкновенным ЦАП, так ЦП присуща интегральная и дифференциальная нелинейность. Область применения ЦП разнообразна, например, в устройствах цифрового регулирования усиления; реализация регулируемых источников опорного напряжения; регулировка смещения нуля в усилителях; регулировка выходного напряжения стабилизаторов; настройка измерительных мостов; регулировка контрастности ЖК-индикаторов и т. п.

На рис. 6.5 приведен пример регулировки смещения ОУ с помощью ЦП. Благодаря резисторам, включенным последовательно с ЦП, цепь регулировки смещения имеет напряжение $\pm 15 \text{ В}$ без нарушения ограничения $\pm 5 \text{ В}$ для ЦП.

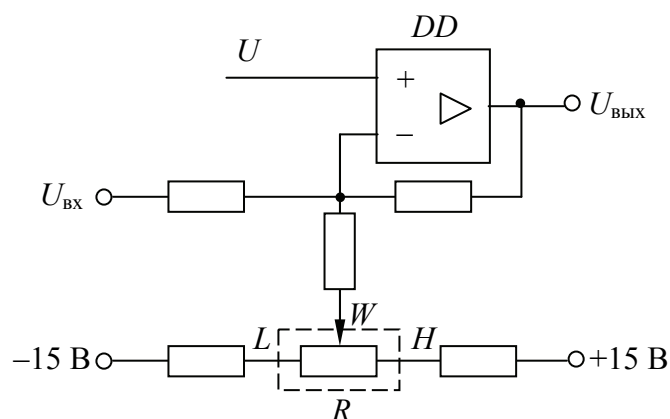


Рис. 6.5. Пример регулировки смещения операционного усилителя с помощью ЦП

Тактильные чувствительные элементы. Тактильные датчики – это специальный класс преобразователей силы или давления, в частности в электрический сигнал. Тактильные датчики касания, например, используются в сенсорных дисплеях, клавиатурах и других устройствах, где необходимо реагировать на физическое прикосновение. В полиграфическом производстве тактильные датчики могут применяться для определения силы нажатия, действующей в печатном аппарате, усилия прижима стопы бумаги в резальной машине и т. п.

Для изготовления тактильных чувствительных элементов используются различные методы. Одним из них является формирование

на поверхности объекта специального тонкого слоя из материала, чувствительного к механическим напряжениям (рис. 6.6).

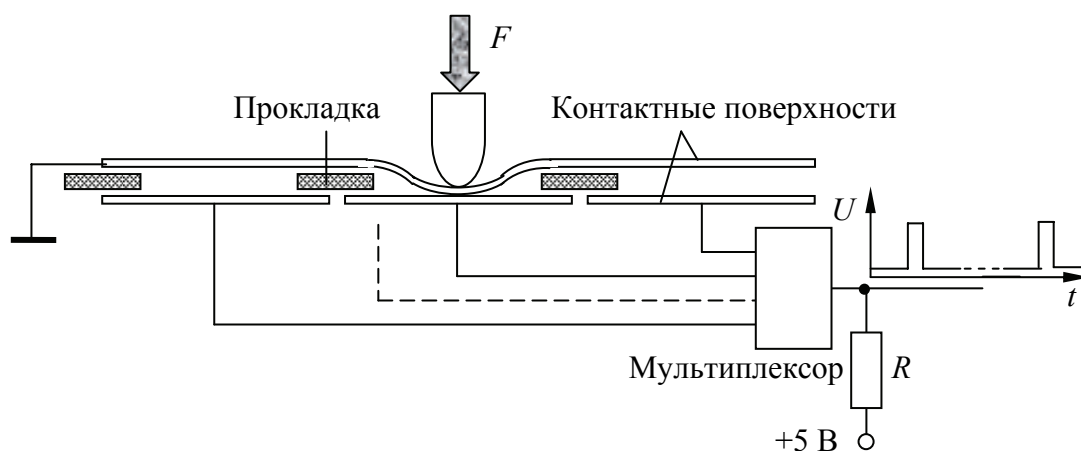


Рис. 6.6. Тактильный элемент мембранного типа

Одна из контактных поверхностей (фольга) заземлена, а вторая подсоединяется мультиплексором (если требуется контролировать несколько чувствительных зон) к резистору, формирующему выходной сигнал. Приложение внешней силы к верхней поверхности прогибает ее и создает контакт с некоторой нижней поверхностью, что приводит к заземлению выхода мультиплексора, снятию выходного напряжения. Этим свидетельствуется наличие внешнего контакта с датчиком. Верхняя и нижняя контактные поверхности изготавливаются электропроводящими. Чувствительные зоны таких датчиков могут располагаться рядами (строками) и колонками (столбцами). Прикосновение к определенному участку чувствительной поверхности приводит к замыканию соответствующих рядов и колонок, что создает локальное пятно приложенной силы.

Высокая чувствительность и качество тактильных датчиков достигается применением специальных материалов для контактных поверхностей и схемного решения снятия тактильного сигнала. Примером такого материала могут служить пьезоэлектрические пленки, например, из поливинилиденфторида (PVDF). Они используются как в пассивном, так и в активном режимах работы (рис. 6.7).

Между верхней и нижней пленками толщиной 40 мкм расположен компрессионный слой в 25 мкм, обеспечивающий акустическую связь между ними. Механические характеристики этого слоя определяют чувствительность и рабочий диапазон датчика.

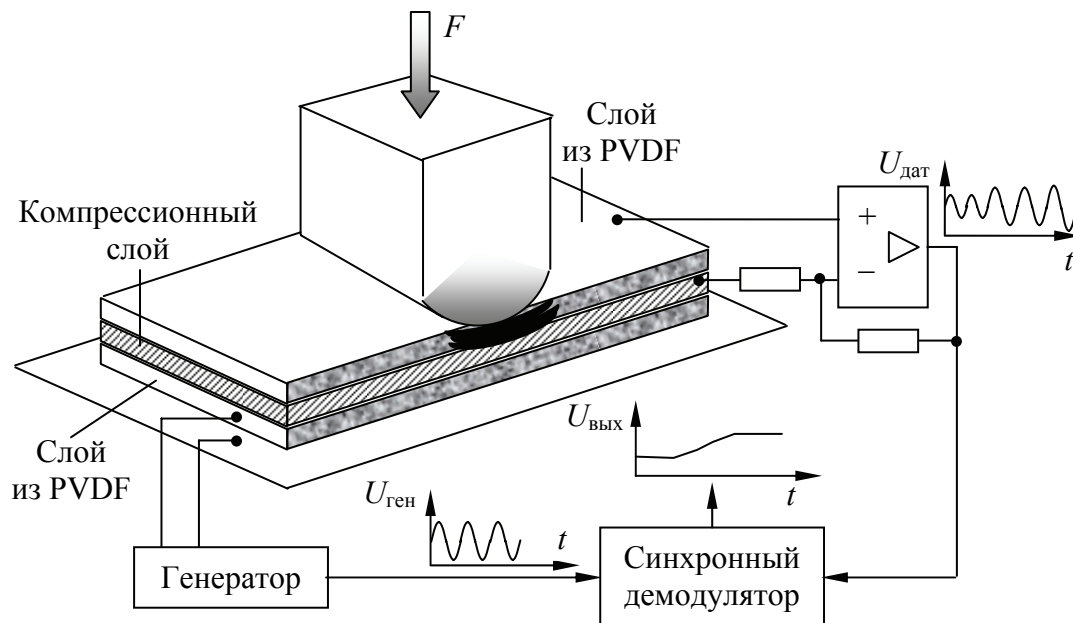


Рис. 6.7. Активный пьезоэлектрический тактильный датчик

На нижний пьезоэлектрический слой подается переменное напряжение генератора. Эти колебания заставляют периодически сжиматься нижний слой, компрессионный слой и верхний слой, играющий роль приемника. Поскольку пьезоэлектричество обладает обратимым явлением, с верхнего слоя снимается переменное напряжение, которое усиливается и подается на синхронный демодулятор. Демодулятор, реагируя на амплитуду и фазу поступающего сигнала, обрабатывает его в выходное напряжение. Приложение внешней силы к датчику вызывает изменение механических характеристик его трехслойной структуры, что приводит к появлению на выходе демодулятора напряжения, линейно зависящего от приложенного усилия (в определенных пределах). Electrodes from PVDF-film can be formed in the form of cells either on the transmitting, or on the receiving side. The application of multiplexing when connecting cells allows recognizing zones of application of external force. Such a sensor can also be used for measuring small displacements. When determining displacements of several millimeters its accuracy is ± 2 μm . Advantages of this sensor – simplicity and the output signal in the form of a constant voltage.

Tactile sensors can perform the functions of sensor switches. The reliability of contacts of traditional switches is significantly reduced when they are exposed to moisture and dust, their operation, in particular, is characterized by contact chatter. Piezo-

электрические ключи могут работать в неблагоприятных условиях окружающей среды. Один из вариантов таких переключателей состоит из стального консольного элемента, на который нанесен слой пьезоэлектрической пленки (рис. 6.8).

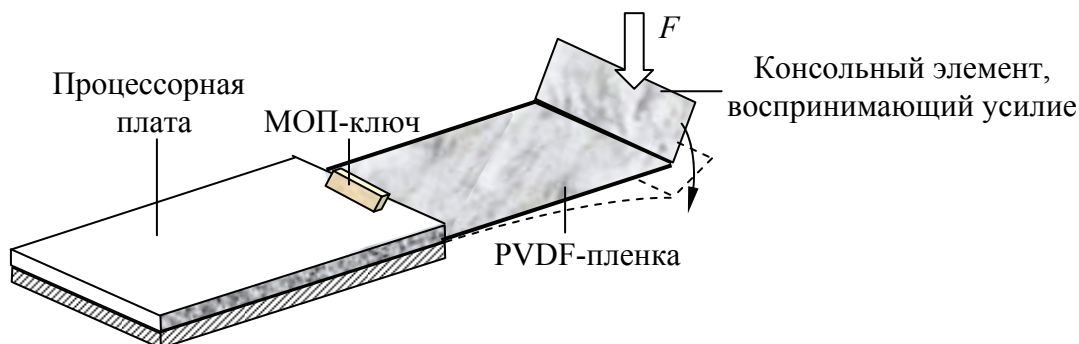


Рис. 6.8. Тактильный выключатель на PVDF-пленке

Элемент одним концом прикреплен к процессорной плате, на входе которой стоит ключ на основе полевого МОП-транзистора. Как только к этому элементу будет приложено механическое усилие, напряжение, возникшее на пленке, мгновенно переключит МОП-ключ, и на его выходе появится высокий уровень сигнала. Такой выключатель выдерживает до 10 млн циклов безаварийной работы. Простота конструкции делает такие переключатели привлекательными для использования в различных промышленных счетчиках, в системах автоматизации технологических процессов, в разливающих аппаратах и т. д. Тактильные элементы на основе пьезоэлектрических пленок способны работать в широких частотных и динамических диапазонах. Рассмотрим датчик непрерывного мониторинга нити, например, в ниткошвейном автомате (рис. 6.9).

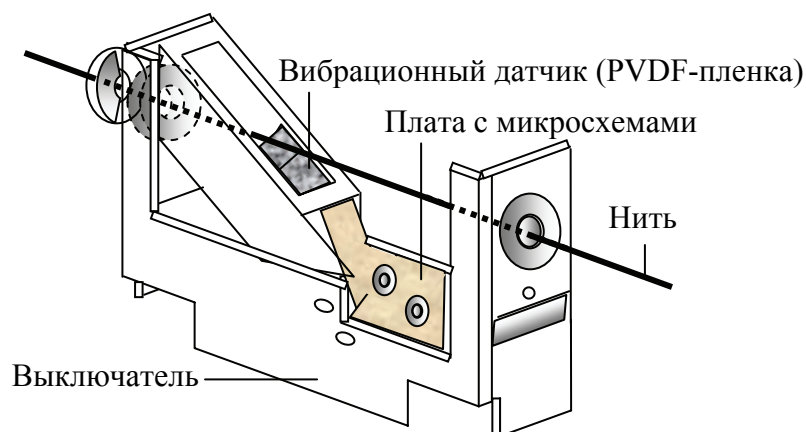


Рис. 6.9. Пьезоэлектрический выключатель на основе PVDF-пленки

Нить проходит по вибрационному датчику, встроенному в корпус выключателя и отслеживающему акустический сигнал, возникающий от трения нити при ее прохождении над датчиком. Отсутствие характерных вибраций приводит к немедленной остановке ниткошвейного автомата.

Другой разновидностью тактильных датчиков является пьезорезистивный чувствительный элемент. Он изготавливается из материалов, чье электрическое сопротивление зависит от приложенного механического напряжения или давления. К таким материалам относятся эластомеры или пасты, чувствительные к изменению давления. Проводящие эластомеры изготавливаются из силиконовой резины, полиуретана и других материалов, в состав которых входят проводящие частицы или волокна. Например, проводящая резина получается при введении в обычную резину угольного порошка. Принцип действия эластомерных датчиков основан либо на изменении площади контактов при сдавливании эластомера между двумя проводящими пластинами (рис. 6.10), либо на изменении толщины слоя самого эластомера. В зависимости от величины внешней силы, действующей на датчик, меняется площадь контактной зоны между тактильными токопроводящими элементами и эластомером, в результате чего изменяется его электрическое сопротивление. При определенном давлении эта площадь становится максимально возможной.

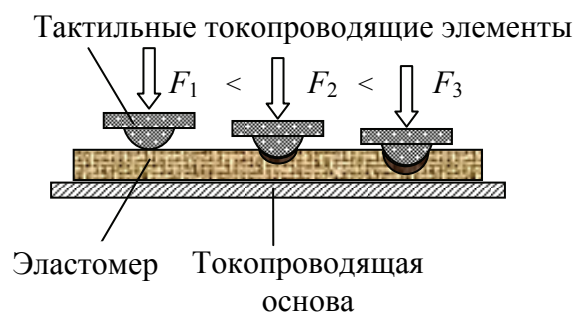


Рис. 6.10. Пьезорезистивный тактильный датчик

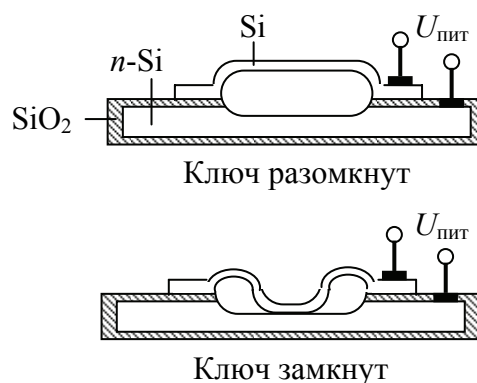


Рис. 6.11. Кремниевый микропереключатель

Однако следует отметить, что значение сопротивления может значительно дрейфовать, когда полимер подвергается действию давления длительное время. Поэтому такие пьезорезистивные датчики применяются, как правило, для качественных, а не количественных

измерений. Более тонкие пьезорезистивные тактильные датчики получают из полупроводниковых полимеров, сопротивление которых также зависит от давления. Конструкция таких датчиков напоминает мембранный переключатель (см. рис. 6.11 на с. 91). По сравнению с тензодатчиками пьезорезистивные чувствительные элементы обладают более широким динамическим диапазоном: типовое изменение сопротивления составляет три порядка при изменении силы в интервале 0...3 кг, но более низкой точности (обычно $\pm 10\%$). Однако в тех случаях, когда не требуется точное измерение силы, а решающим является стоимость датчика, применение таких детекторов считается оправданным. Толщина типовых пьезорезистивных полимерных датчиков обычно составляет 0,25 мм, но возможно изготовление и более тонких структур.

В тех случаях, когда требуются тактильные микросенсоры, обладающие хорошим пространственным разрешением, высокой чувствительностью и широким динамическим диапазоном, следует применить датчики с механическим гистерезисом. Принцип действия такого порогового тактильного детектора с механическим гистерезисом может быть основан на использовании пластической деформации кремниевой мембраны. На рис. 6.11 показано интегральное исполнение кремниевого тактильного микропереключателя, состоящего из герметичной полости, сформированной внутри кремниевой подложки, плотно закрытой тонкой мембраной.

При отсутствии внешних сил за счет расширения газа, находящегося внутри полости, мембрана образует выпуклый купол. При нормальной температуре и приложенной силе, превышающей критическое значение, верхний электрод прогибается вниз, контактируя с нижним электродом. Исследования показали, что такой ключ замыкается при давлении порядка 13 psi (фунт на квадратный дюйм), а его гистерезис равен 2 psi. Сопротивление ключа в разомкнутом состоянии составляет 10 кОм, что приемлемо для маломощных схем.

На рис. 6.12 показан вариант тактильного микропереключателя, в котором вместо газа, находящегося под давлением, применяется вакуум. Здесь вакуумная микрокамера расположена между холодным катодом и подвижным анодом в виде диафрагмы.

Когда между анодом и кремниевым выступом на катоде появляется положительная разность потенциалов, формируется электрическое поле.

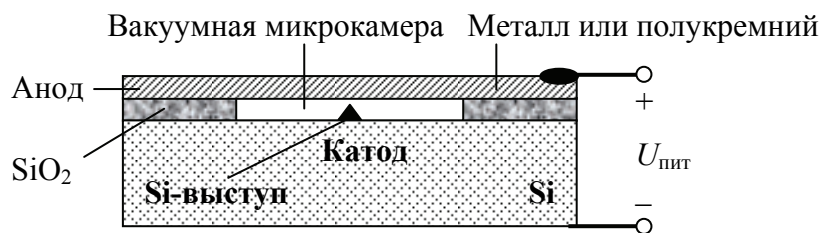
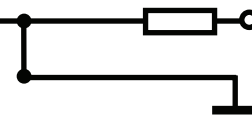


Рис. 6.12. Датчик силы, реализуемый вакуумным диодом

Если напряженность поля превышает значение $5 \cdot 10^7$ В/см, электроны совершают туннельный переход с катода в вакуумную камеру. Сила поля, а следовательно, количество испускаемых электронов (ток эмиссии) определяется величиной потенциала на аноде. Когда к аноду прикладывается внешняя сила, он опускается вниз, изменяя тем самым напряженность поля и ток эмиссии.

ТАЙМЕРЫ И РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

Лекция 7



Таймер. Одной из самых распространенных электронных схем систем автоматики является схема временной задержки – таймер. Функциональные возможности такого таймера достаточно широки. Он может, например, увеличить длительность входного импульса при прохождении его на выход таймера (скажем, от 10 мкс до 40 мс), что может быть использовано для управления электромеханическим реле; получить импульс включения и через фиксированный интервал времени выставить импульс на выход; выставлять импульсы на определенное количество независимых выходов с различной временной задержкой. Примером может служить интегральный таймер ИС 555. Он является аналоговым таймером, который адаптирован к работе со многими цифровыми схемами. Таймер ИС 555 с $U_{пит} = +5$ В совместим с логическими интегральными схемами. Однако таймер надежно работает с $U_{пит} = +15$ В, обеспечивая выходной ток 200 мА, что позволяет подключать к нему электромеханическое реле, пускатели или сигнальные лампы. На рис. 7.1 приведена схема рассматриваемого таймера, где показано включение внешних времязадающих компонентов: резистора $R1$ и конденсатора C .

Основой схемы является триггер T , управляемый компараторами. В режиме покоя выход триггера \bar{Q} имеет высокий уровень (нулевое состояние триггера), поэтому времязадающий конденсатор C шунтирован включенным транзистором VT , а напряжение на выходе таймера имеет низкий уровень, поскольку инвертируется выходным каскадом. Включение таймера осуществляется подачей импульса на вход триггера «Запуск», который поступает на один из входов компаратора $DD2$, на втором входе которого внутренней резисторной цепью поддерживается высокий уровень. В работу триггер вступает спадающим перепадом входного импульса. Когда напряжение на входе «Запуск» уменьшается до значения $\frac{1}{3}U_{cc}$, компаратор $DD2$ изменяет свое состояние и устанавливает триггер в единичное состояние $Q = 1$.

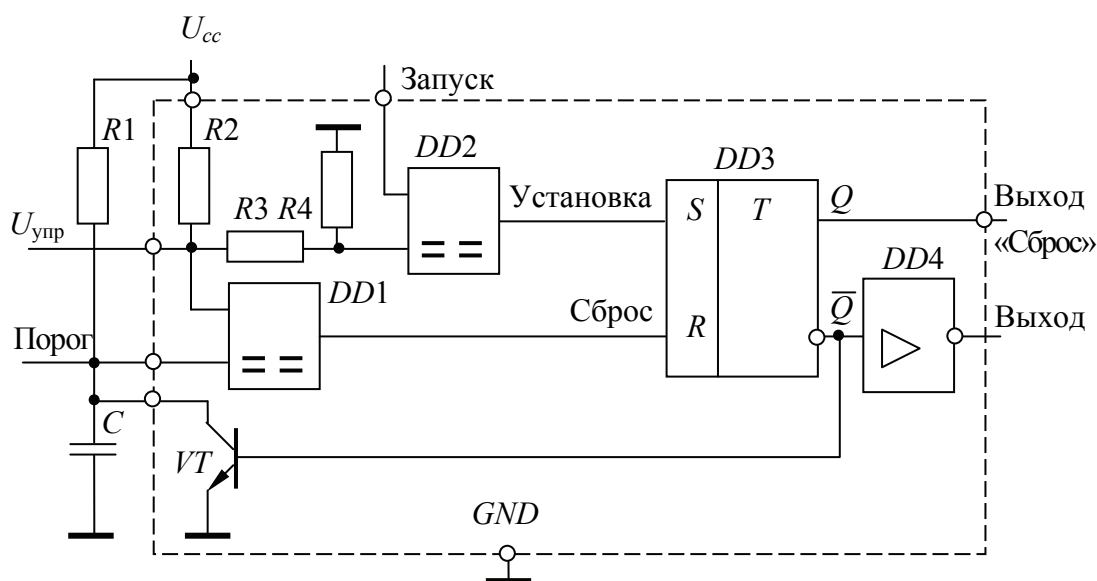


Рис. 7.1. Схема таймера

Выход \bar{Q} принимает низкий уровень, а на выходе таймера устанавливается высокий уровень напряжения. Транзистор VT запирается. Времязадающий конденсатор C начинает заряжаться через резистор $R1$. Заряд продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе C не увеличится до напряжения $\frac{1}{3}U_{cc}$. Тогда компаратор $DD1$ выходным импульсом переведет триггер в нулевое состояние $Q = 0$ (сброс триггера). Транзистор VT при этом снова открывается, разряжая конденсатор C , тем самым подготавливает схему к следующему импульсу запуска. Если напряжение на входе запуска продолжает оставаться меньше уровня $\frac{1}{3}U_{cc}$ к концу формируемого временного интервала, триггер не будет сброшен в нулевое состояние и уровень напряжения на выходе останется высоким до тех пор, пока триггер не будет освобожден. Вывод «Сброс» является входом безусловного сброса, который можно внешним сигналом заземлить на короткое время для прекращения работы схемы в любой точке временного цикла. Длительность формируемого временного интервала можно рассчитать, используя обычное соотношение для заряда конденсатора с постоянной времени RC :

$$U = U_0 \left(1 - \exp \frac{-t}{RC} \right).$$

В данном случае $U_0 = U_{cc}$. Значение времени t , при котором $U_0 = \frac{2}{3}U_{cc}$, найдем из выражения

$$\frac{2}{3} = \left(1 - \exp\frac{-t}{R1 C}\right), \quad \exp\frac{-t}{R1 C} = \frac{1}{3},$$

отсюда

$$t = R1 C \ln 3,$$

или

$$t = 1,1 R1 C.$$

Следовательно, временной интервал, формируемый таймером, на 10% больше постоянной времени $R1 C$. Максимальное значение сопротивления резистора $R1$ является величиной порядка 10 МОм и ограничено внутренним током утечки. Ограничения на величину C теоретически нет (величина постоянной времени с электролитическим конденсатором большой емкости ограничена внутренней утечкой). Надежные задержки около 1 ч получаются при $C = 1000$ мкФ и $R1 = 3,3$ МОм. Интегральные схемы КМОП-технологии позволяют использовать сопротивления $R1$ до 100 МОм, длительность сформированного временного интервала тогда может составлять многие часы. В качестве примера приведем схему включения-отключения реле KV таймером DD , управляемым кнопкой $SB1$ (любым командным контактом, управляющим импульсом) (рис. 7.2).

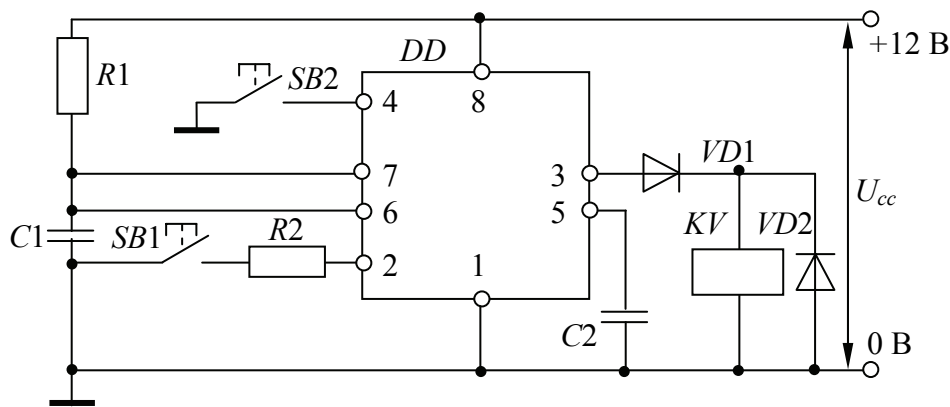


Рис. 7.2. Схема использования таймера для управления реле

При замыкании кнопки $SB1$ на короткое время для запуска таймера реле KV включается. Для его отключения следует нажать кнопку $SB2$. Для защиты таймера от перенапряжений, возникающих при коммутации реле KV , параллельно обмотке реле включен диод $VD2$, а во избежание попадания отрицательной обратной ЭДС обмотки реле на выход таймера последовательно ему включен диод $VD1$. Резистор $R2$ в цепи запуска ограничивает входной

ток таймера. К выводу 5 подключают развязывающий конденсатор $C2$ емкостью 10 нФ, который уменьшает шумы на входе опорного напряжения компаратора DD .

В полиграфическом производстве существует оборудование, выполняющее однотипные повторяющиеся технологические процессы. Примером могут служить приклеичные автоматы, высекальное оборудование, ламинаторы и т. п. Для выполнения циклограммы работы такого оборудования или определенных ее циклов можно использовать программируемые таймеры. Рассмотрим пример такого таймера с микроконтроллером.

Алгоритмы работы программ микроконтроллера (МК), проверки кнопок и поиска приведены на рис. 7.3–7.5 (см. на с. 98–99). Перед работой таймера выполняется сброс и инициализация его регистров, после этого МК инициализирует ЖК-дисплей, на котором появляются значения регистров. Затем МК ожидает установки флага «0,25 с». После его включения выполняется проверка кнопок.

Поскольку кнопки подключены к шине данных ЖК-индикатора, то перед проверкой кнопок и после нее переустанавливаются регистры установки выходов. Проверка состояния кнопок выполняется в два этапа. При первом прохождении программы определяются нажатые кнопки, и устанавливается флаг кнопки. При втором прохождении (через 0,25 с) программа реагирует на установленный флаг. Пока кнопка нажата, реакции на ее нажатие не будет, так как все установки выполняются с задержкой на 0,25 с после отпускания кнопки. Такой алгоритм работы устраняет влияние дребезга контактов. Допустим, что программа выполняет второе прохождение проверки кнопок, т. е. проверяются состояния флагов кнопок. Если флаг установки включен, то программа по номеру курсора выбирает разряд установки. В каждом выбранном разряде его значение увеличивается на единицу и сбрасывается флаг кнопки. Но второй разряд может принимать только два значения: включено и выключено. Эти значения фиксируются флагом состояния. При любом изменении флага состояния выполняется запись установки в энергонезависимую память МК. Если после проверки состояния кнопок хотя бы одна кнопка остается нажатой, то включается флаг запрета индикации. Далее проверяется состояние флага «1 мин». Если одна минута еще не прошла, то процессор возвращается к выводу на индикацию, и цикл повторяется. Если флаг «1 мин» включен, то в памяти выполняется поиск установок, время которых совпадает с текущим временем.

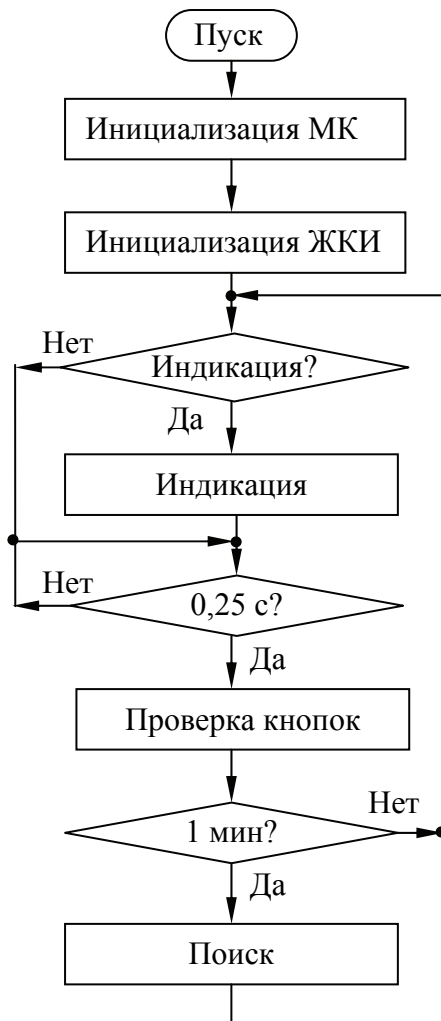


Рис. 7.3. Блок-схема программы МК

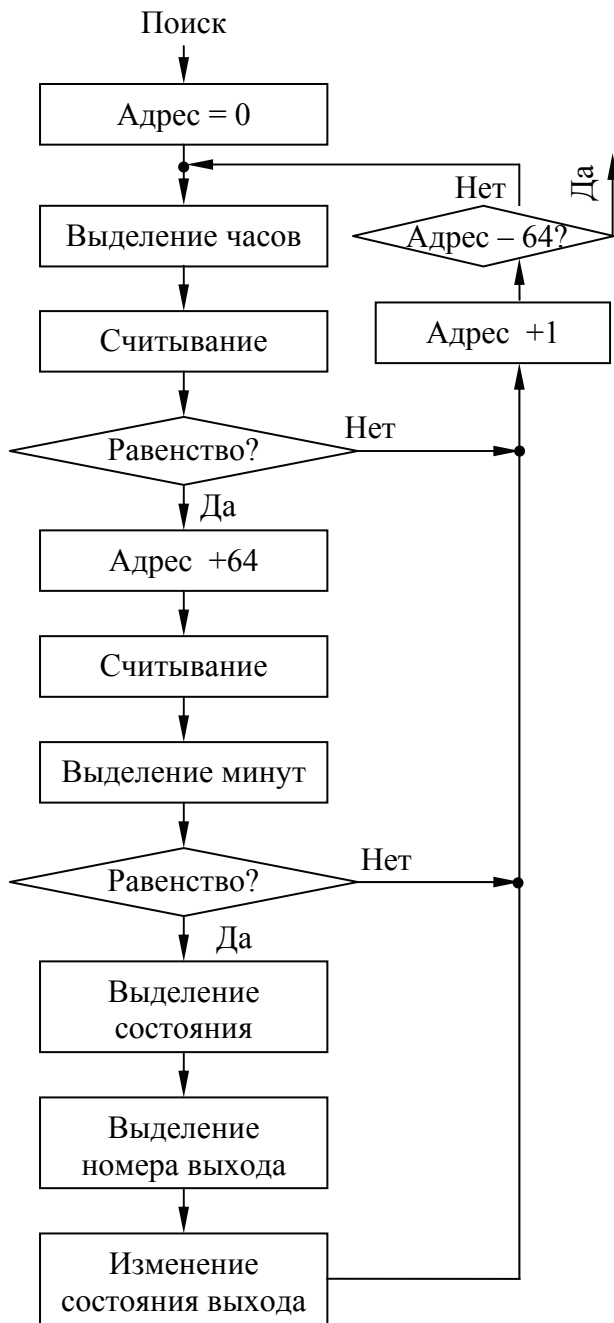


Рис. 7.4. Блок-схема программы поиска

Если такие установки имеются, то соответствующий выход устанавливается в то состояние, которое записано в данной установке, т. е. включается или выключается. Программа переходит к индикации. Во время работы устройства каждую установку можно включить, выключить или стереть. Установленные значения времени включения и выключения выхода записываются в энергонезависимую память. Дискретность установок времени включения и выключения равна 1 мин.

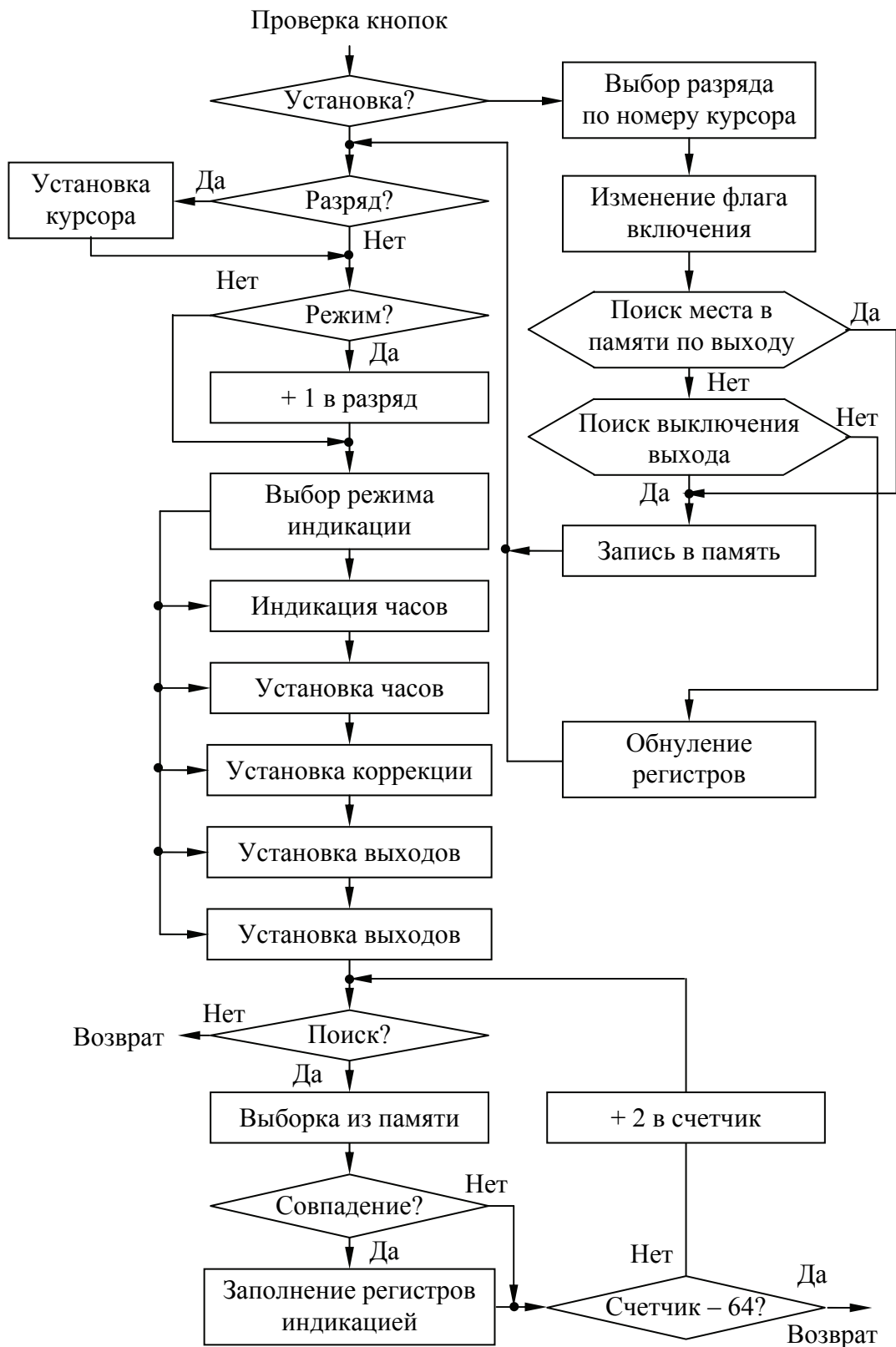


Рис. 7.5. Алгоритм программы проверки кнопок

Для записи в память необходимо найти свободные (незанятые) ячейки. Поиск свободного места начинается с поиска по номеру выхода, который записывается в трех старших разрядах часов. Если номер выхода, считанный из памяти, равен нулю, то данная ячейка памяти считается свободной, так как нулевого выхода нет. Если ячейки с нулевым выходом найти в памяти не удастся, то поиск продолжается по состоянию выхода. Поскольку пользователь по желанию может включить или выключить установку, по флагу состояния установки можно найти выключенный выход. Значение флага состояния записывается в старший разряд минут включения. Если старший разряд минут включения нулевой, значит, по данному адресу можно выполнять запись. При поиске выключенного выхода соответствующий ему адрес записи часов сохраняется. Если не удастся найти выключенный выход, то регистры индикации обнуляются, и на индикаторе во всех разрядах высвечиваются прочерки, обозначающие, что память заполнена и дальнейшая запись возможна только после стирания какой-либо установки. После записи установки в память проверяется флаг разряда. Если флаг включен, то значение курсора увеличивается на единицу. Поскольку в различных режимах индикации существуют разные «пустые» разряды (не требующие установки), то, в зависимости от режима индикации, номер курсора переустанавливается на номер разряда, требующего установки. После проверки флага разряда выполняется проверка флага режима. При включенном флаге инкрементируется регистр режима, и по номеру режима выбираются регистры, значение которых переписывается в регистры индикации. Если ни одна кнопка не была нажата, то все равно проверка кнопок завершается выбором режима индикации.

В каждом выбранном режиме происходит перезапись в регистры индикации и возврат из подпрограммы, кроме режима просмотра установок, в котором проверяется состояние кнопки «Поиск». Если флаг кнопки включен, то в памяти выполняется поиск установок с номером выбранного выхода. Поскольку номера выходов записаны в установках часов, то память проверяется только по адресам часов включения. Если номер установленного выхода совпадает с записанным номером выхода, то считывается остальная информация для данного номера выхода и переписывается в регистры индикации. Если номер выхода по считанному адресу не совпадает с установленным, то проверяется счетчик адреса на

максимальное значение. Для адреса часов включения максимальное значение равно 64. Если счетчик адреса не заполнен, то его значение увеличивается на два, и поиск продолжается. Если в памяти нет записи с установленным номером, то счетчик адреса обнуляется, во всех регистрах индикации устанавливаются прочерки, и программа возвращается из подпрограммы проверки кнопок. Если найдена запись с номером выхода, совпадающим с установленным, то счетчик адреса сохраняет свое значение до следующего нажатия кнопки «Поиск». Таким образом, просматривается вся память с установленным номером выхода. Поскольку запись в память выполняется в свободные ячейки, а выборка из памяти начинается с нулевого адреса, то и индикация может начинаться с любой установки. Установку со старшим адресом записи можно определить по смене индикации после двойного нажатия кнопки «Поиск-Сброс». После этого поиск начинается с нулевого адреса. Каждую минуту выполняется сравнение текущего времени с установками, записанными в память.

Перед изучением программы поиска рассмотрим формат записи в память. Максимальное значение часов – 23. В двоичном формате это займет пять младших разрядов (00010111). Три старших разряда используются для записи номера выхода, который может принимать значения 0...7.

Часы их включения записываются по четным адресам памяти с нулевого по 62 адрес, а часы выключения записываются в нечетные адреса памяти с первого по 63 адрес. Номер выхода, к которому относится данная установка, записывается в адреса часов включения и выключения. Это необходимо для того, чтобы при поиске совпадений часов с реальным временем по номеру записанного выхода можно было выполнить и включение, и выключение выхода. Максимальное значение минут в двоичном формате займет шесть разрядов ($59_{10} = 111011_2$). Старший разряд используется для записи флага состояния выхода. Поскольку состояние выхода необходимо знать только при записи установки включений, то старший разряд минут выключения всегда будет нулевым. Поэтому при поиске свободного места в памяти по состоянию установки проверяются только минуты включения. Минуты включения и выключения записываются по адресам, отстоящим от адресов «своих» часов на плюс 64. То есть четные адреса памяти 64...126 предназначены для записи минут включения, а нечетные адреса 65...127 – для записи секунд. Перед началом поиска обнуляется

счетчик адреса и выполняется считывание по нулевому адресу. Из восьмиразрядного числа выделяются пять разрядов с записанной установкой часов. Считанное значение часов сравнивается с часами текущего времени. Если равенства нет, то счетчик адреса инкрементируется, проверяется на переполнение, и процедура считывания и сравнения повторяется. Если проверены все адреса, а равенства нет, то программа выходит из подпрограммы поиска. При совпадении установки часов с часами реального времени к счетчику адреса добавляется 64, и из памяти считывается значение минут. Выделенные минуты сравниваются с текущими, и, если они совпадают, из считанных значений выделяется состояние установки и номер выхода. По номеру выхода выбирается выходной порт МК и по значению состояния устанавливается в 0 или 1. Поиск и установка выходов выполняются по всем адресам памяти, поэтому если установка с младшим адресом включает выход, а установка со старшим адресом выключает его, то выход будет выключен. Иными словами, выход остается в том состоянии, которое записано в установке со старшим адресом. Если значение счетчика адреса равно 64, то программа возвращается к проверке флага индикации, и цикл повторяется.

На рис. 7.6 приведена принципиальная схема таймера. В основе структуры МК *DD1* лежит процедура внутреннего сброса, поэтому выход *RB1* используется для подачи сигнала «Поиск-Сброс» с помощью кнопки *SB1*. Кнопки *SB1...SB4* подключены параллельно шине данных индикатора *HG*. Резистором *R21* устанавливается необходимую контрастность изображения индикатора. Диоды *VD1*, *VD2* предназначены для отключения оптосимисторов *VS8...VS13* в режиме резервного питания, когда работают только МК и индикатор.

Индикация не пропадает при снижении напряжения батареи до 4 В. Потребляемый ток (МК и индикация) в этом режиме равен 5 мА. Изменение режима индикации выполняют нажатием и отпусканьем кнопки «Режим». Таймер имеет следующие режимы индикации: индикация текущего времени и включенных выходов; индикация в режиме просмотра; установка часов; установка коррекции; установка выходов. Слева от показаний часов высвечивается номер включенного в данный момент выхода. В этом режиме МК реагирует только на нажатие кнопки «Режим». В режиме просмотра записанных в память установок МК реагирует на кнопки «Установка» и «Поиск-Сброс».

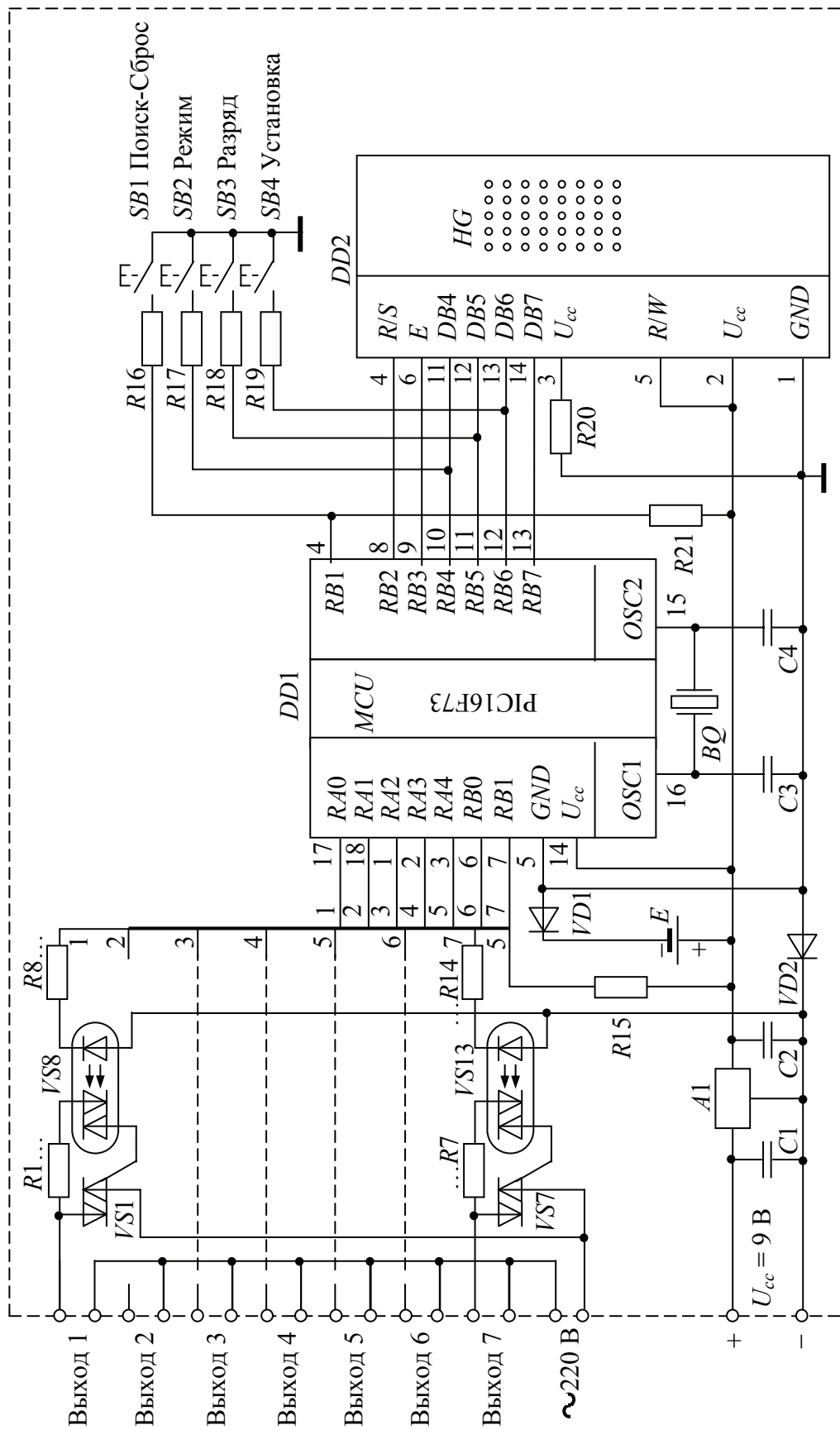


Рис. 7.6. Принципиальная схема таймера

При нажатии и отпуске кнопки «Установка» изменяется значение крайнего левого разряда, высвечивающего номер выхода, по которому будет вестись поиск. Нажатием кнопки «Поиск-Сброс» инициируют индикацию следующей установки для данного выхода. Если после нажатия кнопки «Поиск-Сброс» индикация не изменилась, это может означать, что установка для данного выхода только одна или вся память просмотрена, и просмотр начинается с нулевого адреса.

Если для данного выхода нет установок, то во всех разрядах индикатора высветятся прочерки. Индикация вида «1 «Вк» 1000 «Вы» 1130» обозначает, что первый выход (1) запрограммирован на включение («Вк») в 10 ч 00 мин (1000), а выключен будет («Вы») в 11 ч 30 мин (1130). Если необходимо делать установку в режиме установки выходов, то в режиме просмотра следует установить нулевой номер выхода (или номер выхода, не имеющего установок) и нажать кнопку «Поиск-Сброс». На индикаторе во всех разрядах высветятся прочерки. Это необходимо для того, чтобы буквы рядом с номером выхода изменились с «Вк» на «Вы».

Если следует выключить какую-либо установку, то ее нужно найти в режиме поиска и перейти в режим установки. В режиме установки часов кнопкой «Разряд» перемещают курсор (мигающая черта под разрядом) в необходимый разряд, а кнопкой «Установка» устанавливают нужное значение. Кнопкой «Поиск-Сброс» в данном режиме обнуляют значения секунд и единиц минут по сигналам точного времени. Обнуление происходит в момент отпуски кнопки. Следует помнить, что такая установка выполняется с погрешностью $\pm 1/4$ с. В режиме установки коррекции хода часов кнопками «Разряд» и «Установка» набирают нужное значение коррекции. Знак плюс устанавливают, если часы отстают, и наоборот. Максимальное абсолютное значение коррекции не может превышать 249. При попытке набрать число 250 или больше все разряды установки коррекции обнулятся. Нахождение числа коррекции проще выполнить практически, сравнивая ход часов с эталонными за фиксированный период времени, например за час или сутки. Методом последовательного приближения добиваются приемлемой точности хода часов. При помощи частотомера можно подобрать точный кварцевый резонатор, тогда величина коррекции будет нулевой.

В режиме установки выходов выполняют запись в память установленных значений. Для этого кнопкой «Установка» набирают

необходимые значения, перемещая курсор по разрядам кнопкой «Разряд». Важно помнить, что четыре левые цифры относятся к установке времени включения, а правые – к установке выключения. При переходе в режим установки курсор находится под десятками часов включения. То есть сначала устанавливается время, затем переходят к установке номера выхода и, наконец, кнопкой «Установка» устанавливают состояние выхода, изменяя буквы «Вы» на буквы «Вк».

Если необходимо выключить установку, то ее состояние изменяют с «Вк» на «Вы». Перед выключением установки ее следует найти в режиме поиска. Когда курсор находится во втором разряде слева, кнопку «Установка» можно нажимать только один раз, иначе будет записано состояние установки и «Вк», и «Вы», т. е. установка не будет включена. В любом случае после записи в память установки необходимо проверить ее в режиме просмотра. Визуально режим просмотра и установки выходов можно различить по наличию или отсутствию курсора. В режиме просмотра курсор не высвечивается, поскольку изменяется только один крайний левый разряд, и в индикации курсора нет необходимости.

Если нужно удалить установку, то находят ее в режиме просмотра и переходят в режим установки. Не изменяя значений часов, устанавливают для данной установки нулевой номер выхода. Переводят курсор во второй разряд и нажимают кнопку «Установка». Предыдущее состояние («Вк» или «Вы») не имеет значения – во всех разрядах высветятся прочерки и состояние «Вы». По данному адресу можно сделать новую запись. Силовыми ключами, коммутирующими нагрузку переменного тока, в данном таймере являются симисторы $VS1...VS7$, которые включаются-отключаются оптосимисторами $VS8...VS13$ по установкам «Вк»/«Вы» с соответствующего выхода МК ($RA0, RA1, RA2, RA3, RA4, RB0, RB1$). Таймер питается напряжением постоянного тока 9 В. МК и дисплей получают стабилизированное блоком $A1$ напряжение питания 5 В. Тактирование работы МК выполняется кварцевым высокочастотным генератором BQ с частотой 4,096 МГц.

Реле времени. Для создания выдержки времени небольшого объема – от доли секунды до нескольких десятков в электронных устройствах используется заряд или разряд емкости в RC -контуре. Процесс заряда описывается экспонентой, угол наклона линейной части которой определяется параметрами контура. Пример схемного решения реле времени приведен на рис. 7.7.

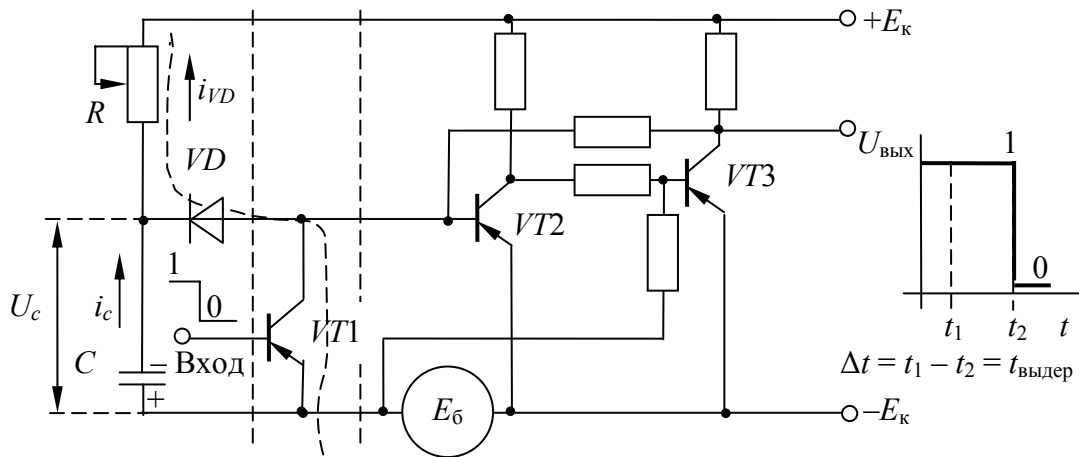


Рис. 7.7. Реле времени

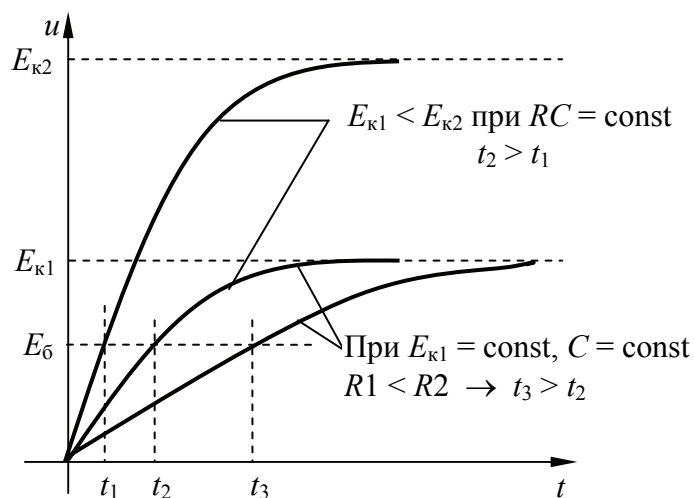
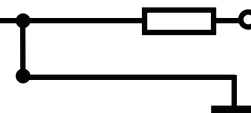


Рис. 7.8. Графики, характеризующие работу реле времени

В отсутствие разрешающего входного сигнала (логический нуль) транзистор $VT1$ открыт. Транзистор $VT2$ заперт положительным потенциалом источника питания, а транзистор $VT3$ открыт. На выходе реле времени $U_{\text{вых}} = 1$. Диод VD открыт, ток через этот вентиль равен $i_{VD} = E_{\delta} + E_{\kappa} / R$. Конденсатор C разряжен, поскольку шунтирован открытым транзистором $VT1$. В момент t_1 на вход поступает разрешающий сигнал, транзистор $VT1$ закрывается. Диод VD запирается, и емкость начинает заряжаться от источника питания через резистор R . Когда напряжение на конденсаторе U_c достигнет $u_c = U_{c0} = E_{\delta}$, вентиль VD откроется, и на базу $VT2$ поступит отрицательное напряжение с конденсатора C . Транзистор $VT2$ открывается, что приводит к закрытию транзистора $VT3$, и на коллекторе последнего появится $U_{\text{вых}} = 0$. Графики, показанные на рис. 7.8, поясняют получение различных выдержек времени t_1, t_2, t_3 при разнообразных параметрах времязадающей цепи.

УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА. МАГНИТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ

Лекция 8



Устройства измерения тока. Силовые устройства автоматизации, которые применяются в регулируемых электроприводах постоянного и переменного тока (управляемые выпрямители, автономные инверторы и т. п.), для решения задач регулирования и защиты должны иметь постоянный мониторинг тока, протекающего по силовым электрическим цепям. Особенно наглядно проявляется необходимость в токоизмерительных резисторах в электроприводах с векторным управлением, основанным на постоянном слежении за значениями тока и напряжения в силовых цепях. Кроме того, они необходимы системам нагрева, контроля цепей питания и защиты силовых устройств от токовых перегрузок и коротких замыканий. Названные силовые устройства имеют интегрированное конструктивное построение, поэтому и датчики тока должны органически вписываться в конструкцию устройств.

Существует большое количество методов измерения тока, но только три из них нашли широкое применение в промышленности. Это резистивный метод, трансформаторные датчики и датчики тока на эффекте Холла. *Резистивный метод* – самый простой и экономичный, но имеет существенные недостатки, среди которых – большие потери мощности на резисторе и отсутствие гальванической развязки измерительной и измеряемой цепей. Кроме того, проволочные резисторы обладают значительной индуктивностью, что не позволяет использовать их в схемах измерения импульсных и высокочастотных токов. Применение мощных безындукционных толсто пленочных резисторов сводит экономический эффект данного метода к нулю. Использование *трансформаторов тока* – намного более дорогое решение, к тому же возможное только при

измерении переменного тока в ограниченной полосе частот. Датчики тока на эффекте Холла занимают промежуточное положение по цене между рассмотренными выше типами. Их основные преимущества – отсутствие потерь проводимости и возможность измерения как постоянного, так и переменного тока. Помимо того, элемент Холла изолирован от токовой цепи, что обеспечивает гальваническую развязку. Необходимость внешнего питания нельзя назвать существенным недостатком, так как в подавляющем большинстве случаев датчик не является окончательным устройством и после него все равно находятся другие компоненты схемы, также требующие электропитания.

Рассмотрим использование **токоизмерительных резисторов** (шунтов) в качестве датчика тока. Пример типа токоизмерительного резистора и его монтаж на охлаждающем устройстве показан на рис. 8.1.

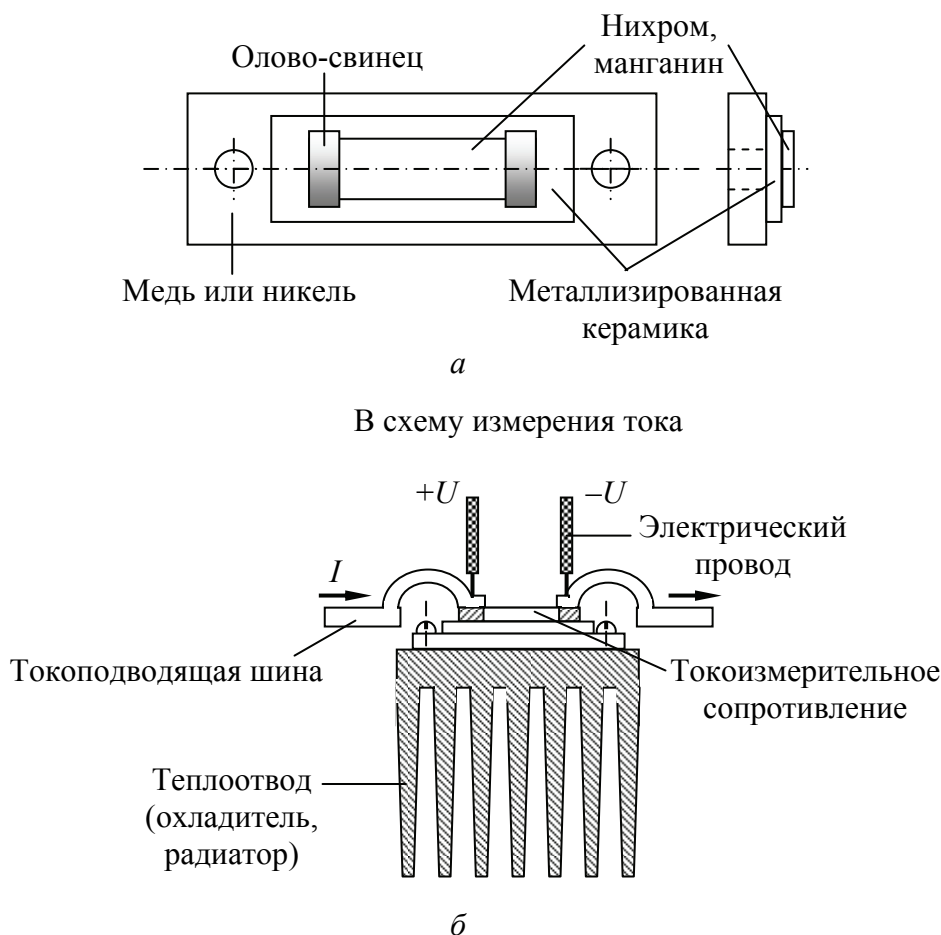


Рис. 8.1. Тип токоизмерительного резистора (а) и его монтаж на охлаждающем устройстве (б)

Токоизмерительные резисторы – это высокоточные (0,1...1,0%), низкоомные (до 0,1 мОм), безындуктивные, мощные (до 200 Вт), малогабаритные элементы. Использование токоизмерительных резисторов выдвигает две проблемы. Первая связана с большой мощностью, выделяемой на резисторах (например, на резисторе в 1 мОм при токе 100 А выделяется 10 Вт). Вторая заключается в электрической изоляции между силовой токовой цепью и токоизмерительной схемой, что решается выполнением их на керамических подложках, обеспечивающих изоляцию до 4 кВ и высокую теплопроводность, применением линейных оптронов, высокочувствительных малощумящих операционных усилителей и компараторов. Токоизмерительные резисторы изготавливаются на токи от сотен миллиампер до сотен ампер.

Малая индуктивность токоизмерительного резистора достигается изготовлением его в виде полос нихрома или манганина. С резистора снимается потенциал значением 0...100 мВ (стандартное значение 75 мВ), усиливается и поступает в токоизмерительную схему.

Реле тока. Поскольку ток – физическая величина, совершающая работу в различных устройствах, то за его значениями необходимо осуществлять контроль – прямой или косвенный. Прямой контроль выполняется непосредственным измерением тока и преобразованием в аналоговую или цифровую форму. Пример схемного решения реле тока приведен на рис. 8.2.

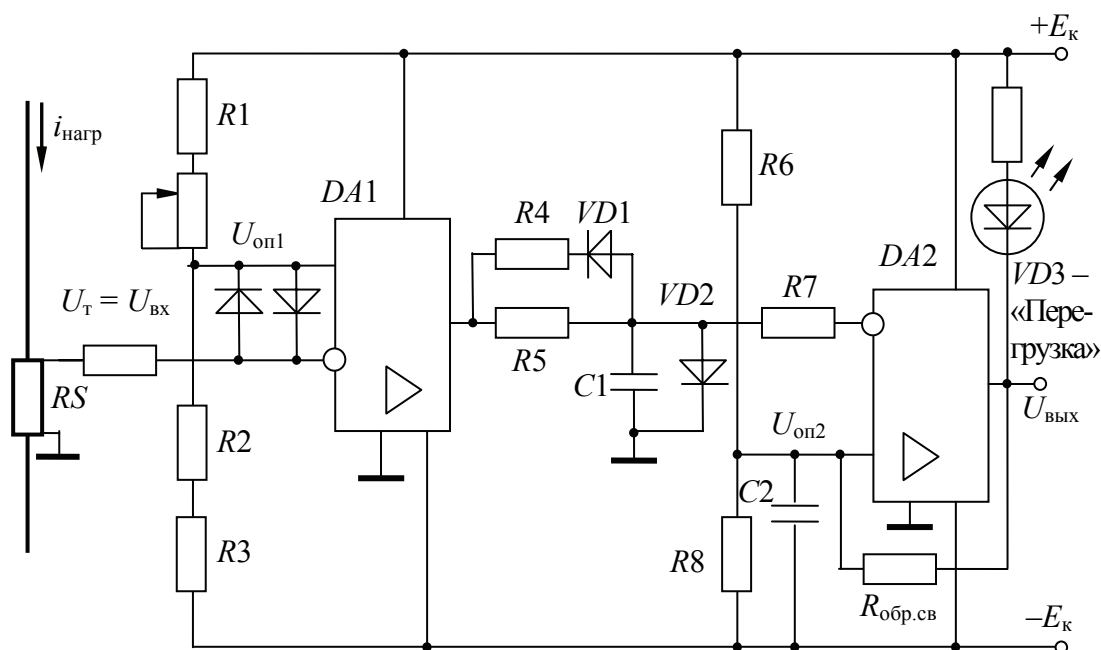


Рис. 8.2. Схема реле тока

Информацию о значении тока в силовой цепи постоянного тока снимают с шунта $RS - U_T = U_{вх}$. Она поступает на инвертирующий вход измерительного органа $DA1$, который работает в режиме компаратора. Предельное значение тока, при котором электрическая цепь, где он течет, должна быть отключена, носит название *уставки*. Уставка, при которой должен сработать компаратор, определяется параметрами цепочки $R1R2$. Резистор $R2$ осуществляет ступенчатое изменение уставки, а резистор $R1$ – плавное ее изменение. Когда напряжение U_T превысит напряжение уставки $U_{оп1}$, на выходе $DA1$ появится отрицательное напряжение. Оно перезаряжает конденсатор C . Когда напряжение на нем по модулю станет больше отрицательного напряжения уставки $U_{оп2}$ второго усилителя $DA2$, на его выходе появится $U_{вых}$. Эта уставка определяется резисторами $R5, R6$ и $R_{обр.св}$ для релейного режима $DA2$. Выходное напряжение реле тока используется для управления силовой цепью, в которой выполняется контроль ее тока, или для других коммутаций. Состояние перегрузки индицируется светодиодом $VD3$ – «Перегрузка».

Датчики Холла в отличие от механических и оптических датчиков практически нечувствительны к механическим воздействиям и изменению параметров окружающей среды. Примером датчика Холла может служить схема с элементом Холла и линейным усилителем (рис. 8.3).

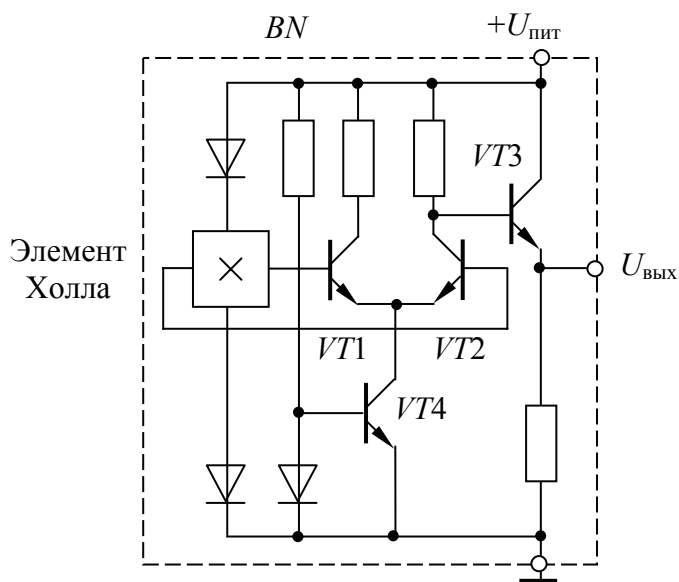


Рис. 8.3. Датчик с элементом Холла и линейным усилителем

Элемент Холла совместно с транзисторами $VT1$ и $VT2$ составляет схему, измеряющую ЭДС Холла, которая усиливается транзистором $VT3$, включенным по схеме эмиттерного повторителя, и образует выходное напряжение $U_{\text{вых}}$.

Транзистор $VT4$ и RC -цепочка в его базе создают смещение для получения линейности выходного напряжения. Диоды в цепи питания элемента Холла защищают его от неправильной полярности этого напряжения. Они характеризуются двумя основными параметрами – чувствительностью и линейностью в заданном диапазоне рабочих температур. Чувствительность датчика Холла зависит от напряжения питания. Например, у датчика типоразмера А3515 при напряжении питания +5 В она равна 5 мВ/Гс, а при напряжении +5,5 В – 5,5 мВ/Гс.

Для использования линейной части выходной характеристики датчика и устранения влияния внешних воздействий (температура, дисбаланс градиентов сопротивления, геометрическая неоднородность, пьезорезистивные эффекты и т. п.) служит динамическая квадратурная компенсация смещения. Такая схема показана на рис. 8.4. Значение ЭДС Холла пропорционально индукции магнитного поля в зазоре сердечника, создаваемого протекающим по силовому проводу током. В зависимости от значения тока силовой провод обхватывает сердечник либо проходит в нем. Сформированный токочувствительным датчиком сигнал проходит через фильтр низких частот для полного восстановления.

Схемотехника динамической квадратурной компенсации позволяет практически полностью устранить влияние внешних дестабилизирующих факторов, а также добиться высокой стабильности выходного напряжения. Усилитель полезного сигнала фиксирует его приращение и по команде блока в программируемой логике компенсирует это приращение в оконечном каскаде выходного напряжения. Микросхема имеет отдельный вход образцового напряжения масштабирования $UREF$, с помощью которого можно задать любое значение уровня нуля и коэффициента преобразования. При этом схема обеспечивает глубину подавления помех по напряжению питания около 60 дБ. Кроме того, схема реализует режим электронного отключения по входу $SLEEP$. При подаче на этот вход логического нуля микросхема переключается в режим пониженного энергопотребления (менее 25 мкА), а выход датчика переходит в третье состояние с высоким импедансом. В рассматриваемой схеме реле тока встроена температурная компенсация

процесса измерения тока, поскольку токочувствительный датчик нагревается вихревыми токами. В зависимости от заданного температурного коэффициента корректируется выходное напряжение реле тока U_{OUT} .

Токочувствительный датчик может быть построен на основе элемента Холла, который располагают в зазоре сердечника из электротехнической стали либо феррита. Напряженность поля, создаваемая источником тока, должна соответствовать диапазону измерения датчика. При измерении тока от нескольких десятков до тысяч ампер датчик Холла может находиться вблизи проводника, без использования дополнительного магнитопровода.

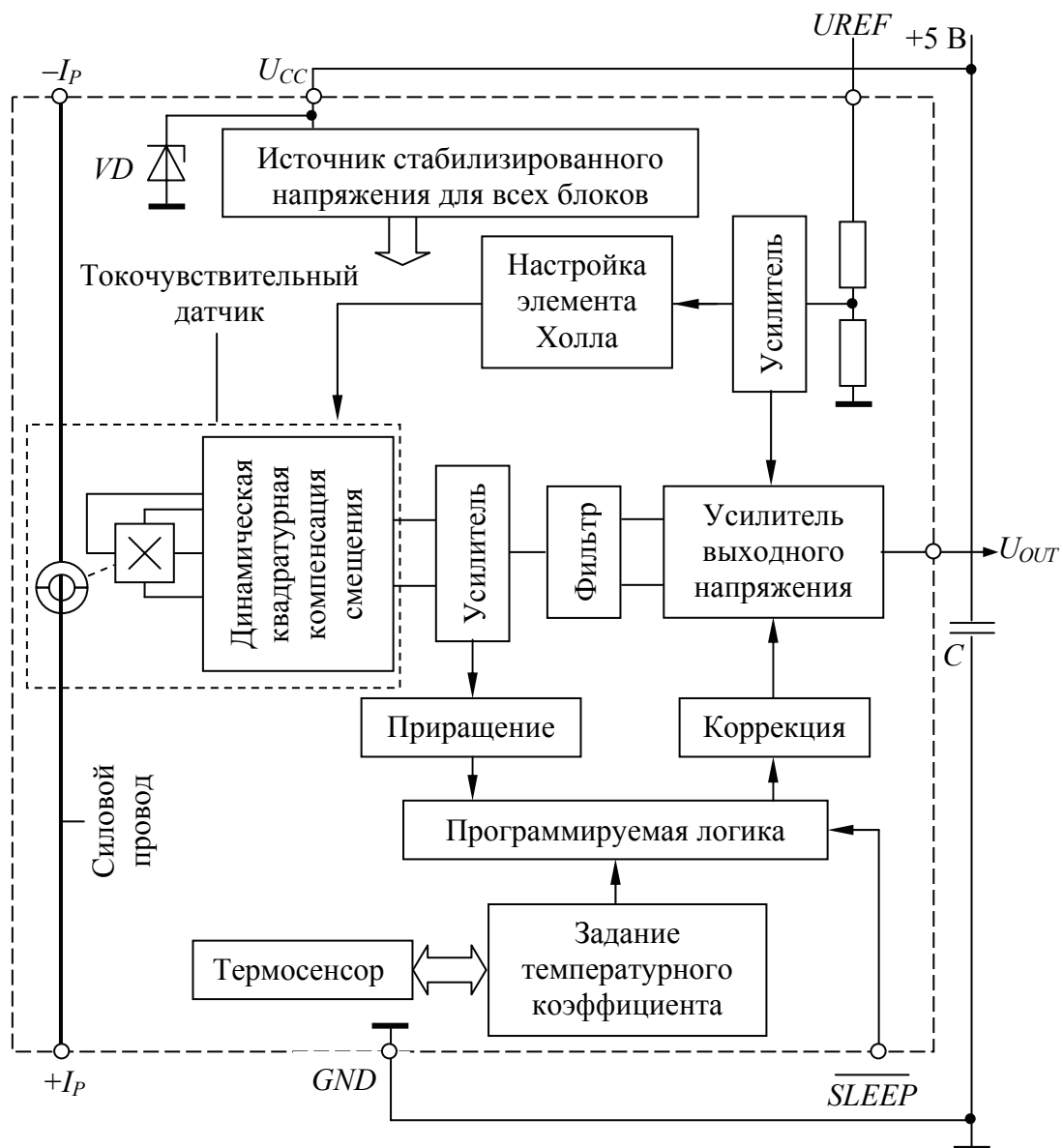


Рис. 8.4. Схема реле тока с токочувствительным датчиком

При выборе этого положения необходимо учитывать, что наибольшая чувствительность достигается при пересечении линиями магнитного поля плоскости датчика под прямым углом. В рассматриваемом случае любой внешний источник магнитного поля будет влиять на показания датчика тока. Повысить чувствительность и снизить внешние влияния позволяет тороидальный магнитопровод с зазором, в котором установлена микросхема (рис. 8.5). При этом все поле сосредоточено в зазоре и внешнее влияние практически отсутствует.

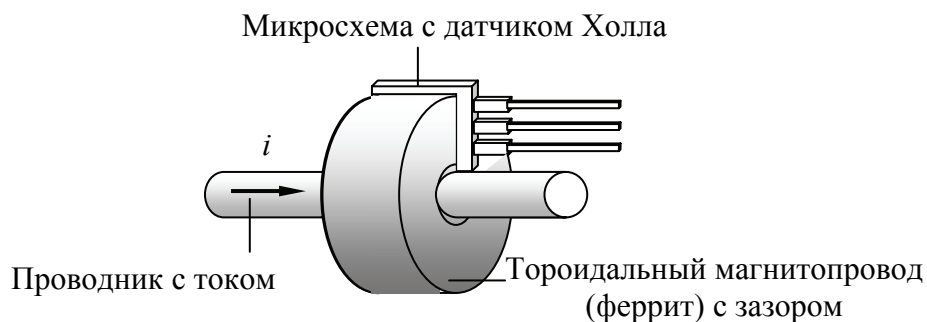


Рис. 8.5. Токочувствительный датчик с прямым токопроводом

Конструкция, показанная на рис. 8.5, не позволяет измерять малые значения токов. Это связано с ограничением чувствительности датчика Холла по выходному шуму. Так, при использовании микросхемы А1323 разрешение по магнитной индукции, ограниченное шумами в полосе 10 кГц, составляет 10 Гс, или около 1,5 А. Существует два выхода: либо использовать датчик Холла с линейным некомпенсированным усилителем, либо применять многовитковую конструкцию (рис. 8.6).

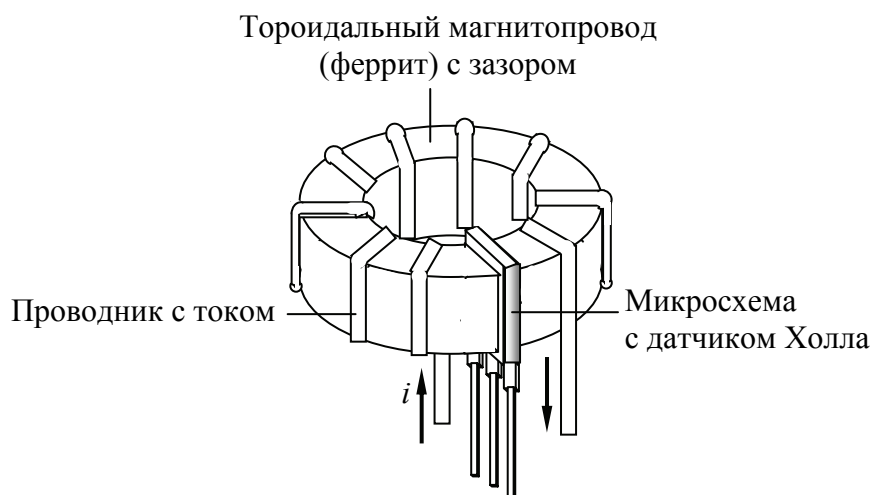


Рис. 8.6. Токочувствительный датчик с многовитковым токопроводом

В первом случае, как было показано выше, чувствительность возрастет до 0,06 мВ/Гс, или около 10 мА. Для обеспечения такой чувствительности в многовитковой конструкции потребуется намотать более 150 витков, что приведет к резкому увеличению индуктивности и может оказаться неприемлемым. Поэтому в каждом конкретном случае приходится идти на компромисс между разрешением датчика и полосой частот.

Магниточувствительные датчики. Магниточувствительные датчики основаны на магниторезистивном эффекте полупроводникового материала. Он состоит в том, что материалы под воздействием внешнего магнитного поля изменяют свое сопротивление. К ним, в частности, относятся вещества на основе InSb (индий-сурьма), InAs (индий-мышьяк), GaAs (галлий-мышьяк), Ge (германий), Si (кремний). Наиболее подходящим материалом для использования в магнитных датчиках является основа InSb, обладающая наибольшей подвижностью основных носителей заряда. Сопротивление полупроводника в магнитном поле описывается формулой

$$R_b = R_0 \frac{\rho_b}{\rho_0} \left[1 + m(\mu B)^2 \right],$$

где R_0 – сопротивление полупроводника вне магнитного поля; ρ_b – сопротивление полупроводника в магнитном поле; ρ_0 – сопротивление магнитного поля; m – коэффициент, характеризующий отношение ширины к длине элемента; μ – магнитная проницаемость; B – плотность магнитного потока.

В отсутствии магнитного поля движение носителей заряда в полупроводнике осуществляется по наименьшему пути (рис. 8.7). При внесении элемента в магнитное поле под действием сил Лоренца траектория движения электронов изменяется, тем самым изменяя общее сопротивление магниторезистора. Магниторезистивная характеристика для этого случая представлена на рис. 8.8.

Благодаря хорошей динамике, стабильности параметров и высокому уровню выходного сигнала датчики реагируют как на магнитные, так и на ферромагнитные материалы. Устройство магниточувствительного датчика приведено на рис. 8.9. Датчик представляет собой закрытую конструкцию, состоящую из металлического корпуса, с размещенным внутри магниторезистивным элементом и постоянным магнитом. Чувствительные элементы

датчика собираются по полумостовой или мостовой схеме. Напряжение выхода датчика знакопеременное, его полярность меняется при переходе магнитной полосы между магниторезистивными элементами.

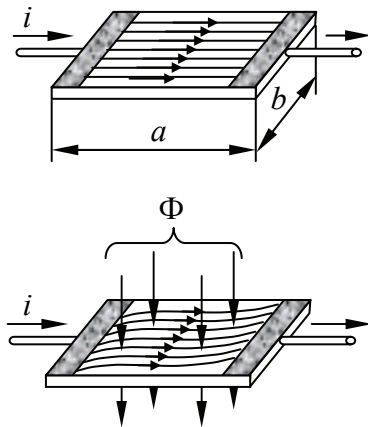


Рис. 8.7. Поведение магниторезистора в магнитном поле

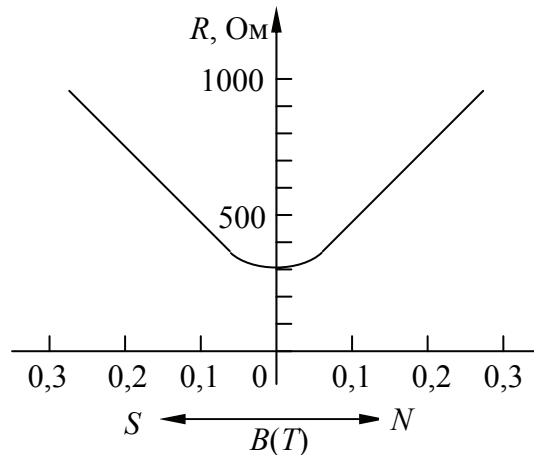


Рис. 8.8. Магниторезисторная характеристика

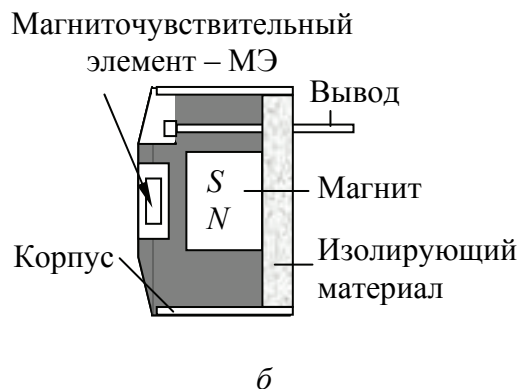
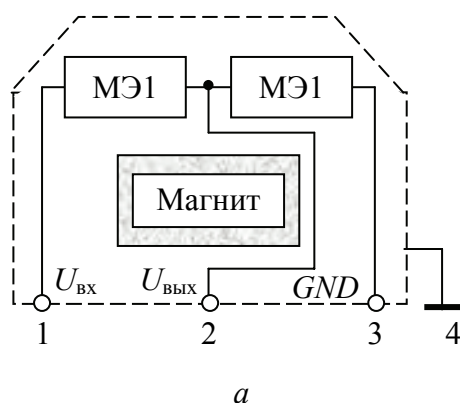


Рис. 8.9. Структура (а) и устройство (б) магниточувствительного датчика

Напряжение $U_{\text{вых}}$ рассчитывается по эмпирической формуле и зависит от сопротивления магниторезисторов:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{МЭ2}}}{R_{\text{МЭ1}} + R_{\text{МЭ2}}},$$

где $U_{\text{вх}}$ – напряжение питания; $R_{\text{МЭ1}}$, $R_{\text{МЭ2}}$ – сопротивление магниточувствительных элементов 1 и 2 соответственно.

Типовая схема магниточувствительного датчика приведена на рис. 8.10. Кроме магниточувствительного элемента, который питается пониженным стабилизированным напряжением $U_{\text{вх}}$ от

блока $A1$, имеются два операционных усилителя $DD1$ и $DD2$, формирующих выходное напряжение $U_{\text{вых.дат}}$, и светодиод VD , индицирующий включенное состояние датчика. В силу того, что $U_{\text{вых.эл}}$ магниточувствительного элемента исчисляется милливольтами, оно усиливается повторителем напряжения на $DD1$, дифференцируется $R1C2$ -цепочкой для создания четких параметров импульса, усиливается интегрирующим усилителем $DD2$ и поступает на выход датчика.

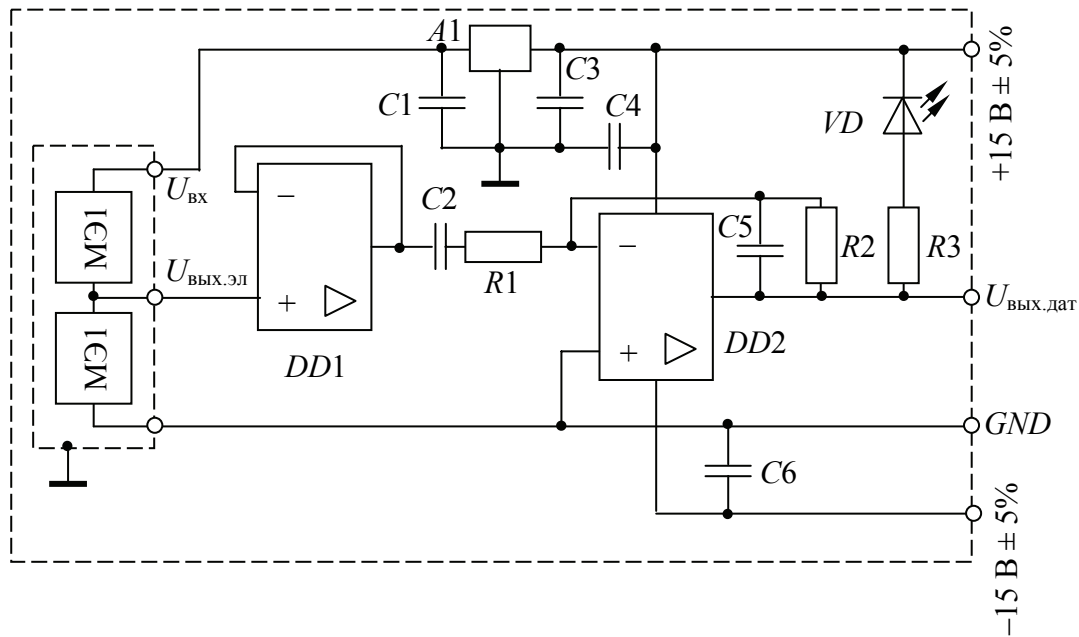


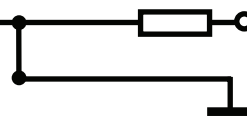
Рис. 8.10. Типовая схема включения магниточувствительного датчика

Напряжение питания датчика ± 15 В, что позволяет присоединять к нему нагрузку достаточной мощности (десятки ватт; например, электромеханическое реле).

Магниточувствительные датчики используются как датчики перемещения, например для контроля перемещения штока гидроцилиндра в гидросхемах оборудования для высекания продукции, в гидросхемах упаковочного оборудования и т. п.

ЕМКОСТНЫЕ СЕНСОРЫ

Лекция 9



Емкостными сенсорами, или сенсорными переключателями, обычно называют емкостные датчики приближения/касания. Современные сенсорные технологии позволяют создавать клавиши, матрицы переключателей, слайдеры, панели управления различной формы и даже сенсорные дисплеи, которые лишены традиционных проблем прошлого: сложности в разработке, низкой надежности и нестабильности в работе. Сегодня сенсоры являются более дешевыми и более надежными, чем их электромеханические аналоги. Существует несколько популярных бесконтактных сенсорных технологий: резистивные пленки, генерация электрического поля, емкостная, акустическая, инфракрасная и некоторые другие. Каждая технология имеет свои достоинства и недостатки.

Рассмотрим емкостные сенсоры. Несколько слов о самом понятии «емкость». Электрическая емкость определяется как способность объекта или поверхности хранить электрический заряд и соотносится с физическим размером объекта, емкость которого зависит и от его расположения относительно других предметов. В то время как в открытом пространстве одиночный объект будет иметь одно значение емкости (соотносящееся с его физическими размерами), то по мере приближения к нему другого объекта это значение емкости будет возрастать. В 99% случаев под емкостью подразумевается взаимная емкость между двумя соседними объектами, которые отделены друг от друга воздухом/вакуумом. Эта форма емкости гораздо более важна и обычно доминирует над простой емкостью в свободном пространстве. Каждый объект имеет способность для хранения заряда по отношению к другому объекту при условии, что они не соединены друг с другом чем-то хорошо проводящим электричество (иначе заряд мгновенно бы перераспределился между объектами).

Величина емкости между двумя объектами обратно пропорциональна расстоянию между ними и прямо пропорциональна их геометрическим размерам. Наличие промежуточной субстанции

между двумя объектами также сильно влияет на величину взаимной емкости; в качестве численной оценки выступает диэлектрическая проницаемость материала. Чем больше ее значение, тем больше заряда можно «запастись» между объектами. Вакуум (и в большинстве случаев – воздух) имеет значение диэлектрической проницаемости 1, различные пластики – от 2 до 5, обычное стекло – около 8, чистая вода – 80, некоторые керамические материалы – до 100.

Любой емкостный сенсорный переключатель имеет «плавающую» собственную фоновую емкость, которой соответствует определенный уровень выходного сигнала. При касании сенсора эта емкость изменяется, приводя к изменению выходного сигнала. Если оно превышает некоторый установленный порог, то сенсор регистрирует факт нажатия клавиши. Когда такой сенсор входит в состав носимого устройства, то для обеспечения устойчивой работы приходится решать ряд дополнительных задач (под термином «устойчивость» будем понимать способность датчика надежно идентифицировать факт нажатия в зависимости от конструктивного и дизайнерского исполнения приборной панели, а также при различных внешних условиях работы).

Например, устройство может находиться относительно далеко от окружающих предметов, а затем пользователь располагает его рядом с компьютером, сотовым телефоном или другим электронным оборудованием, которое излучает непредсказуемые (для сенсора) частотные компоненты при различных величинах напряженности поля. Добавим сюда электростатические разряды как потенциальные источники ложных срабатываний, капли и пленки воды и прочих загрязняющих веществ. Для того чтобы преодолеть эти и другие проблемы, например температурный и временной дрейф, микросхемы сенсорных переключателей часто имеют встроенные цифровые и аналоговые подсистемы, которые непрерывно калибруют сенсор. Путем периодического определения параметров индивидуальных каналов и регулярной калибровки подобные технологии помогают создавать разнообразные клавиатуры с бесчисленными сочетаниями формы и размеров клавиш, учитывать разницу в геометрии и емкости пальцев разных пользователей.

Рассмотрим бесконтактный объемный датчик электрического поля (рис. 9.1). На рис. 9.2 для такого датчика приведена микросхема MC33794, которая работает в диапазоне питающих напряжений от 9 до 18 В. Она имеет девять выводов для подключения

сенсорных электродов и два опорных входа для измерения внешней эталонной емкости известной величины (10 или 100 пФ). Данная калибровка необходима для устранения влияния нежелательных внешних воздействий – температуры, внешнего электромагнитного поля и пр. Сигнальные электроды возбуждаются внутренним генератором низкочастотного синусоидального сигнала с частотой 120 кГц.

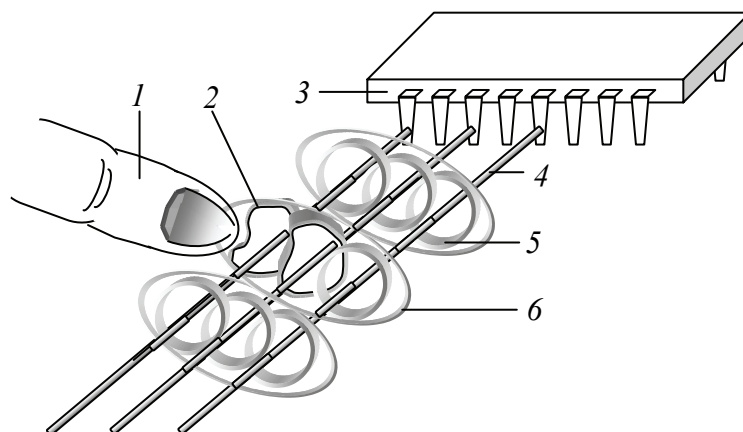


Рис. 9.1. Принцип работы объемного датчика:

- 1 – орган управления (палец);
- 2 – искажение электрического поля;
- 3 – микросхема;
- 4 – проводник с током (электрод);
- 5 – электрическое поле одного электрода;
- 6 – электрическое поле всех проводников

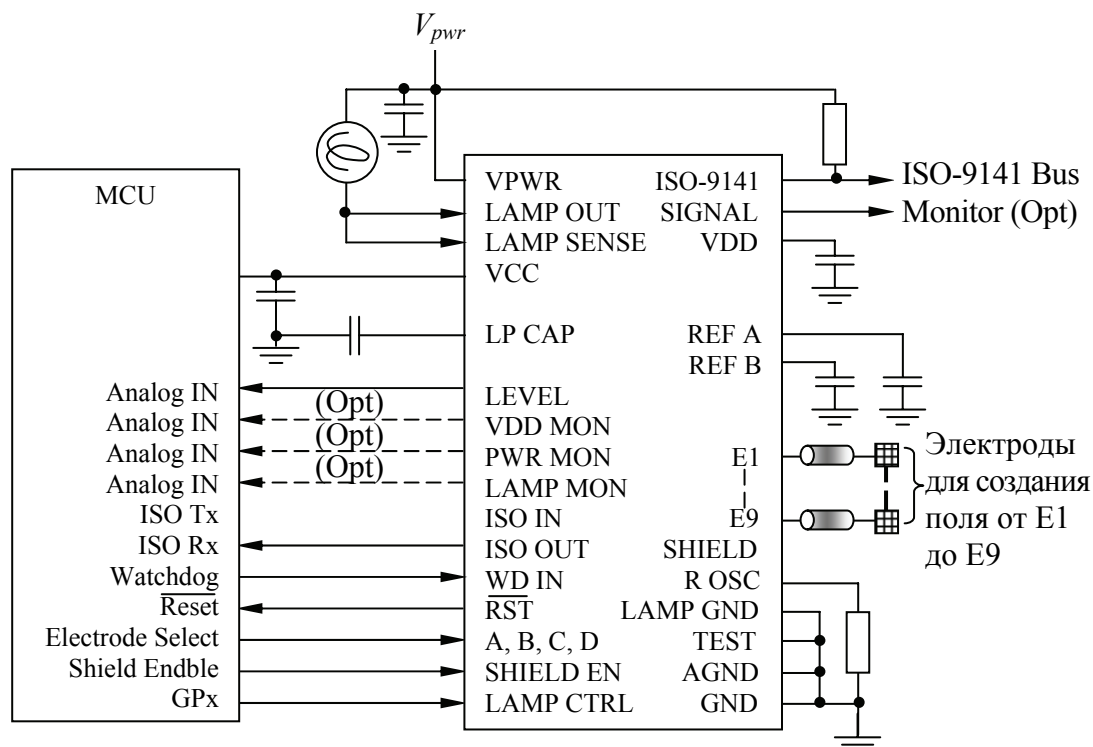


Рис. 9.2. Схема включения микросхемы MC33794

Это напряжение прикладывается к чувствительным электродам через резистор, который образует одну из половин делителя напряжения. Вторая половина делителя образуется соседней «земляной» поверхностью и сенсорным электродом. В качестве электродов могут использоваться металлические пластины или металлизированные участки поверхности. Электроды могут подключаться к микросхеме MC33794 как непосредственно, так и с помощью коаксиального кабеля. Для компенсации емкостных эффектов возбуждаемый электрод подключается к центральной жиле кабеля. Оплетка коаксиального кабеля присоединяется к специальному выводу Shield микросхемы. Благодаря тому, что этот вывод находится под тем же напряжением, что и вывод, к которому подключен сенсорный электрод, устраняется погрешность, вызванная собственной емкостью коаксиального кабеля. Дополнительный вывод Shield DIS управляет подачей напряжения на вывод Shield, что позволяет осуществлять диагностику обрыва в линии электрода. Низкая частота для создания поля минимизирует проблемы электромагнитной совместимости. В каждый момент времени только один электрод, заданный четырьмя внешними адресными входами, является источником генерируемого слабого электрического поля. Остальные сенсорные входы при помощи внутреннего мультиплексора соединяются с общим приводом. Ток утечки между излучающим и заземленными электродами является информационным сигналом для внутренней измерительной цепи, которая преобразует его в сигнал постоянного тока, а также выполняет фильтрацию и нормализацию выходного сигнала в диапазоне напряжений от 0 до 4 В. Если в генерируемое поле поместить некоторый объект, то емкость будет шунтировать измерительную цепь, и детектируемый сигнал изменится. По изменению амплитуды детектируемого сигнала можно судить об удаленности объекта от электрода.

Похожий принцип обнаружения объекта по изменению электромагнитного поля – это влияние на него емкости самого объекта. Примером служит кристалл AD7142, имеющий 14 измерительных каналов, 32 контактные площадки и работающий при напряжении питания от 2,7 до 3,3 В (рис. 9.3). Работа сенсора основана на генерации сигнала прямоугольной формы с частотой 240 кГц, который приложен к одному из электродов. Интенсивность создаваемого при этом электрического поля измеряется на соседнем электроде с помощью 16-разрядного сигма-дельта-преобразователя в цифровой код (CDC).

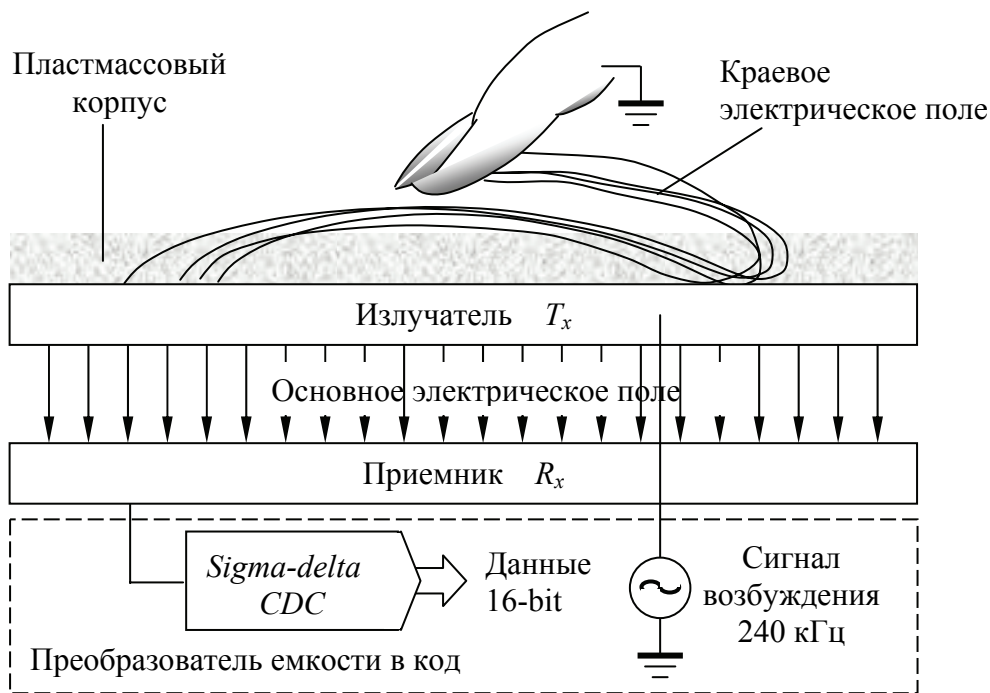


Рис. 9.3. Принцип работы емкостного сенсора

Этот преобразователь в микросхеме единственный: входные сигналы от электродов-приемников последовательно коммутируются на его вход.

Функциональная схема аналого-цифрового преобразователя для емкостного сенсора представлена на рис. 9.4. Присутствие пальца или другого проводящего предмета шунтирует собственную емкость соответствующей клавиши, заставляя выходной код *CDC* изменяться. Когда это изменение превышает программно установленный порог срабатывания, сенсор реагирует на нажатие клавиши.

Каждый из каналов преобразования AD7142 имеет свой собственный регистр результата, считываемый внешним процессором по последовательному интерфейсу. Тип интерфейса (*SPI* или *I²C*) определяется модификацией микросхемы, ее хост-процессор считывает сигнал с выхода АЦП через последовательный интерфейс. Наличие стандартного последовательного интерфейса и линий прерывания позволяет легко сопрягать эти АЦП с микроконтроллерами. Микросхема содержит 14 емкостных входов, которые могут сопрягаться с кнопками, мерными линейками или дисками. Внешние электроды ИМС расположены на двух- или четырех-слойной печатной плате.

Программированием встроенного в АЦП регистра его входы устанавливаются в любое необходимое состояние, усредняются выходные данные и регулируется смещение нуля, имеется возможность управления очередностью опроса емкостных сенсоров. Блок синтезатора на кристалле поддерживает до 12 стадий преобразования на измерительную последовательность, поэтому можно оптимизировать производительность работы и энергопотребление микросхемы путем баланса между количеством преобразований и частотой дискретизации *CDC*. Рекомендуется устанавливать общее время измерительной последовательности от 35 до 40 мс.

Внутренняя процедура калибровки на кристалле выполняется после каждой измерительной последовательности «прозрачно» для пользователя.

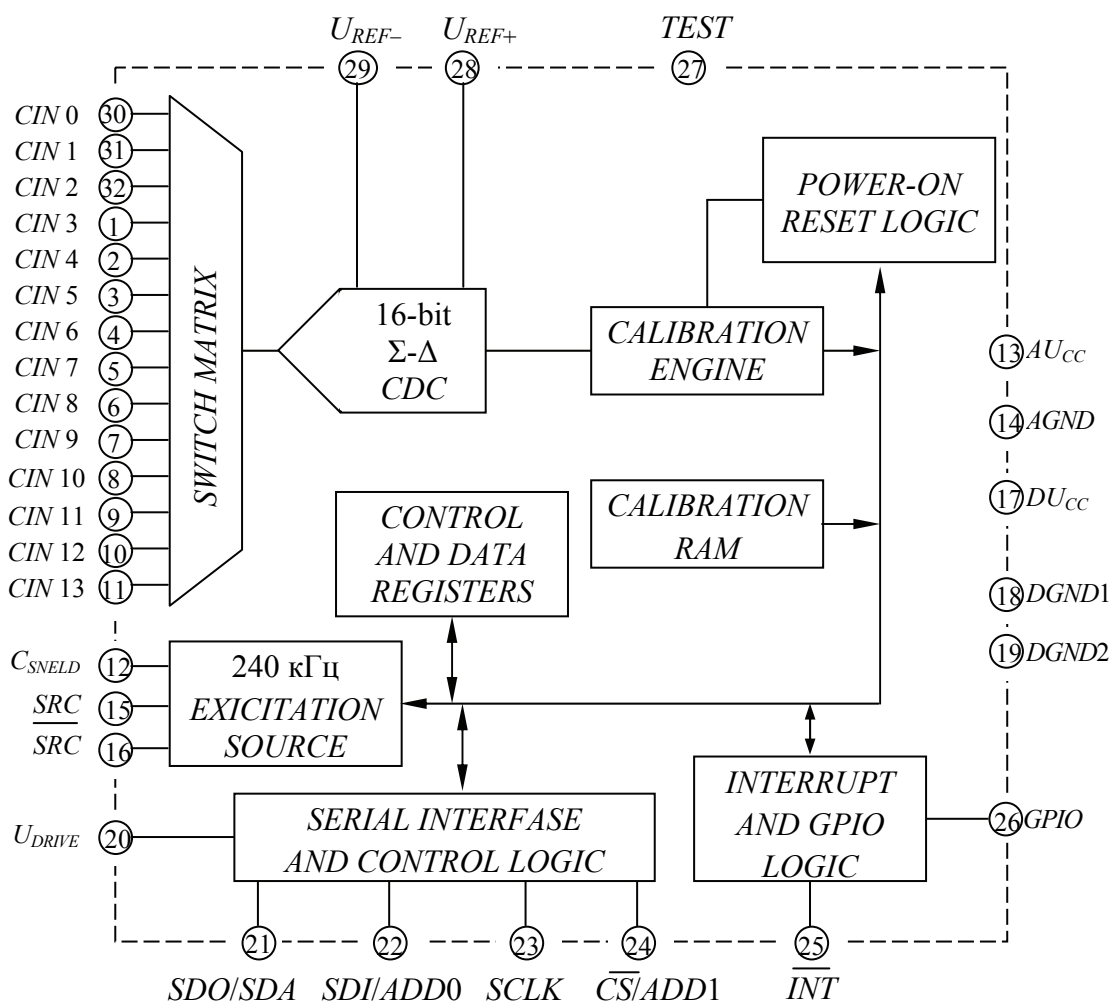


Рис. 9.4. Функциональная схема аналого-цифрового преобразователя для емкостного сенсора

Это необходимо для определения изменений в собственной емкости сенсора, что позволяет исключить влияние на результат преобразования таких воздействий внешней среды, как температура, влажность и пр. Программируемые регистры дают возможность подстраивать время задержки калибровки для режимов работы микросхемы на полной и пониженной мощности, что реализует защиту против «зависания» пальца пользователя на кнопке на продолжительное время, запрещая тем самым процесс калибровки. Остающиеся на панели влага и жировая пленка от пальца пользователя тоже могут создавать эффект «зависания», поэтому форсирование калибровки помогает сенсору поддерживать оптимальную производительность определения. AD7142 имеет программируемый адаптивный порог срабатывания и алгоритм управления чувствительностью, что позволяет конечному изделию работать в руках у пользователей с разными размерами пальцев. За счет автоматической постоянной калибровки AD7142 обеспечивает высокую устойчивость работы в изменяющихся внешних условиях (температура, влажность), которые могут со временем ухудшить параметры емкостного сенсора. Имея 14 входов, микросхема может быть запрограммирована для работы с различными конфигурациями датчиков.

AD7142 может работать в режимах полной и пониженной мощности и в спящем режиме. В основном режиме (полной мощности) кристалл непрерывно осуществляет преобразования и автокалибровку с постоянным темпом. Режим пониженной мощности позволяет программно выбирать различные значения частоты обновления сигнала на выходе и, соответственно, различные уровни энергопотребления. Например, частота измерительных последовательностей может быть снижена до 1 раза в 400 мс до тех пор, пока не определится новый факт нажатия клавиши, после чего кристалл возвращается к рекомендованной производителем последовательности в 40 мс. Для приведенных значений времени режим пониженной мощности уменьшает ток общего энергопотребления приблизительно в 20 раз. В спящем режиме ток покоя снижается до 2 мкА.

АЦП микросхемы включают логические узлы и оперативную память на 528 слов, что позволяет корректировать работу преобразователя при изменении условий окружающей среды. Изменение влажности, температуры и других факторов окружающей среды влияет на работу емкостных сенсоров, поэтому во время эксплуатации АЦП необходимо периодически калибровать, чтобы уменьшить влияние внешних факторов на результат преобразования. Кроме того,

предусмотрена возможность управления чувствительностью емкостных сенсоров в зависимости от силы касания (мягкого или жесткого). Независимая установка порога активации каждого емкостного сенсора существенна, если управляющие элементы имеют разные габариты, например, могут быть использованы одновременно кнопки диаметром 5 и 10 мм. Если диаметр кнопки меньше, необходимо большее усилие для активации сенсора. Для устранения этого недостатка порог чувствительности каждого сенсора регулируется автономно с учетом размеров элемента управления. Диаграммы, приведенные на рис. 9.6, демонстрируют эту функцию.

Преобразователи микросхемы непрерывно измеряют величину емкости на входе. Если сенсор не активирован, уровень емкости записывается как начальный, зависящий от состояния внешней среды. Если пользователь касается сенсора, измеряемая величина емкости увеличивается или уменьшается. Пороговое значение емкости также хранится во встроенном регистре. Если величина емкости сенсора выйдет за пороговое значение, сенсор перейдет в активное состояние (рис. 9.5), что подтверждается сигналом прерывания. Начальная величина емкости изменяется в связи с изменением влажности и температуры окружающей среды. Если происходит существенное изменение начальной величины емкости, то сенсор активируется. Как показано на рис. 9.6, из-за изменения начальной величины емкости второй сенсор в момент касания не переходит в активное состояние. Встроенные логические цепи позволяют уменьшить влияние изменения внешних факторов. Как видно из рис. 9.7, значения пороговых уровней могут изменяться, если изменяется начальное значение входной емкости сенсора. Это позволяет при касании активировать сенсор в условиях изменения внешних факторов. Уровни порогов автоматически адаптируются, обеспечивая надежное срабатывание сенсора. Коды этих уровней хранятся во встроенной оперативной памяти. Внешнее воздействие со стороны пользователя или хост-процессора не требуется.

Рассмотрим конструктивные конфигурации чувствительных элементов сенсоров (см. рис. 9.8 на с. 126). Сенсор может иметь любое число дорожек разной формы и размеров. Кнопки (рис. 9.8, *a*, *б*, *в*, *г*), диски (рис. 9.8, *д*), управляющие линейки и ползунки, сенсорные клавиатуры или панели (рис. 9.8, *е*) на 128 положений находятся над сенсорными чувствительными элементами, которые расположены на печатной плате. Опрос всех сенсоров осуществляется в циклическом режиме за 36 мс.

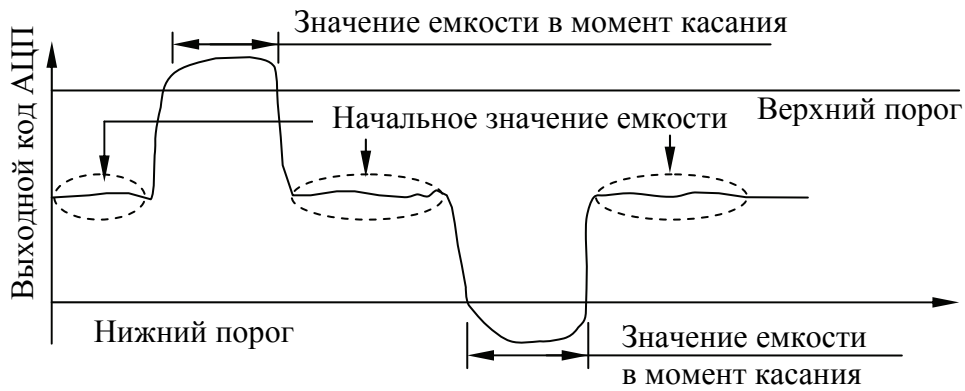


Рис. 9.5. Диаграмма работы преобразователя емкости в код в идеальных условиях эксплуатации

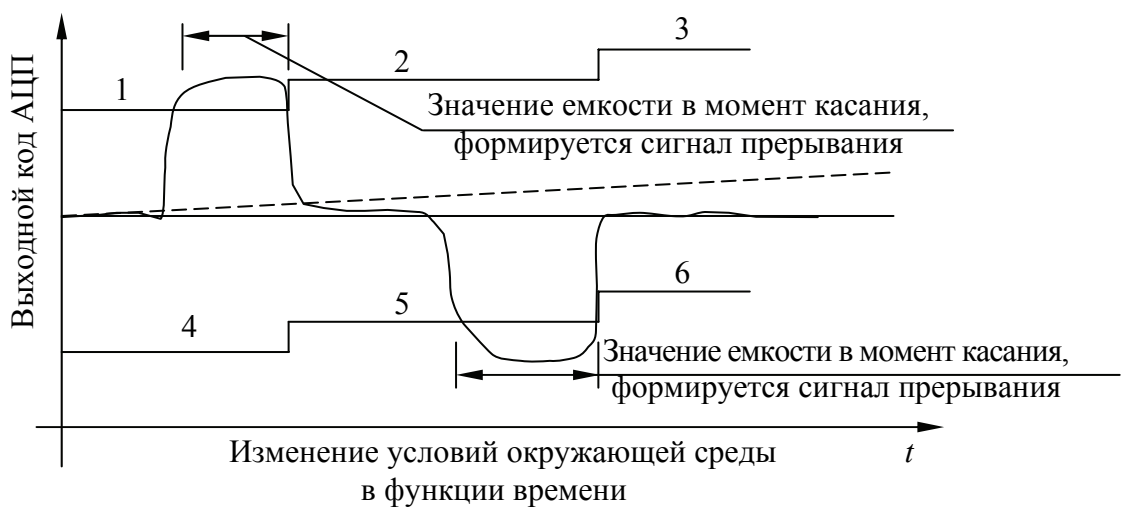


Рис. 9.6. Адаптация уровней порогов активации сенсора к изменению начального значения емкости сенсора

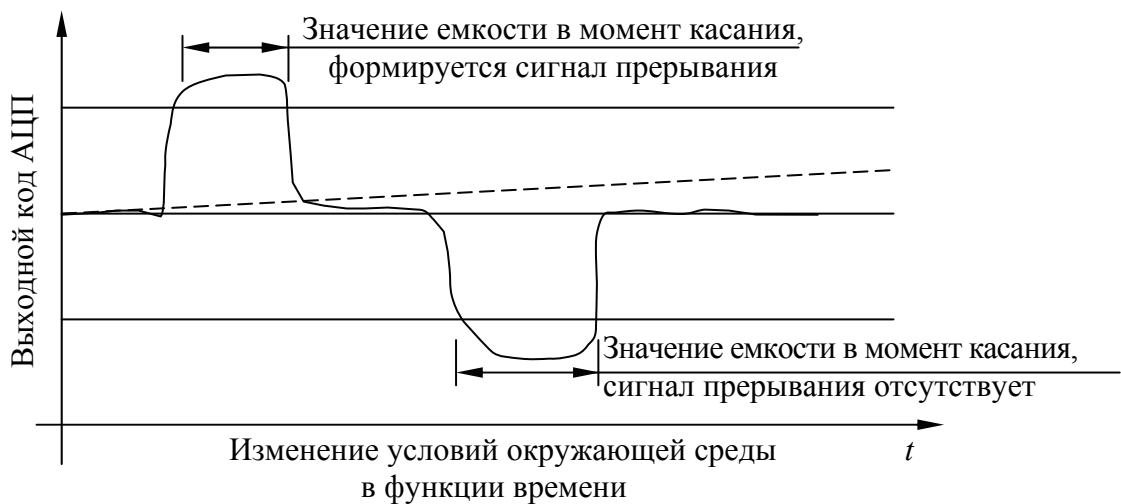


Рис. 9.7. Диаграмма работы преобразователя емкости в код в условиях изменения параметров окружающей среды

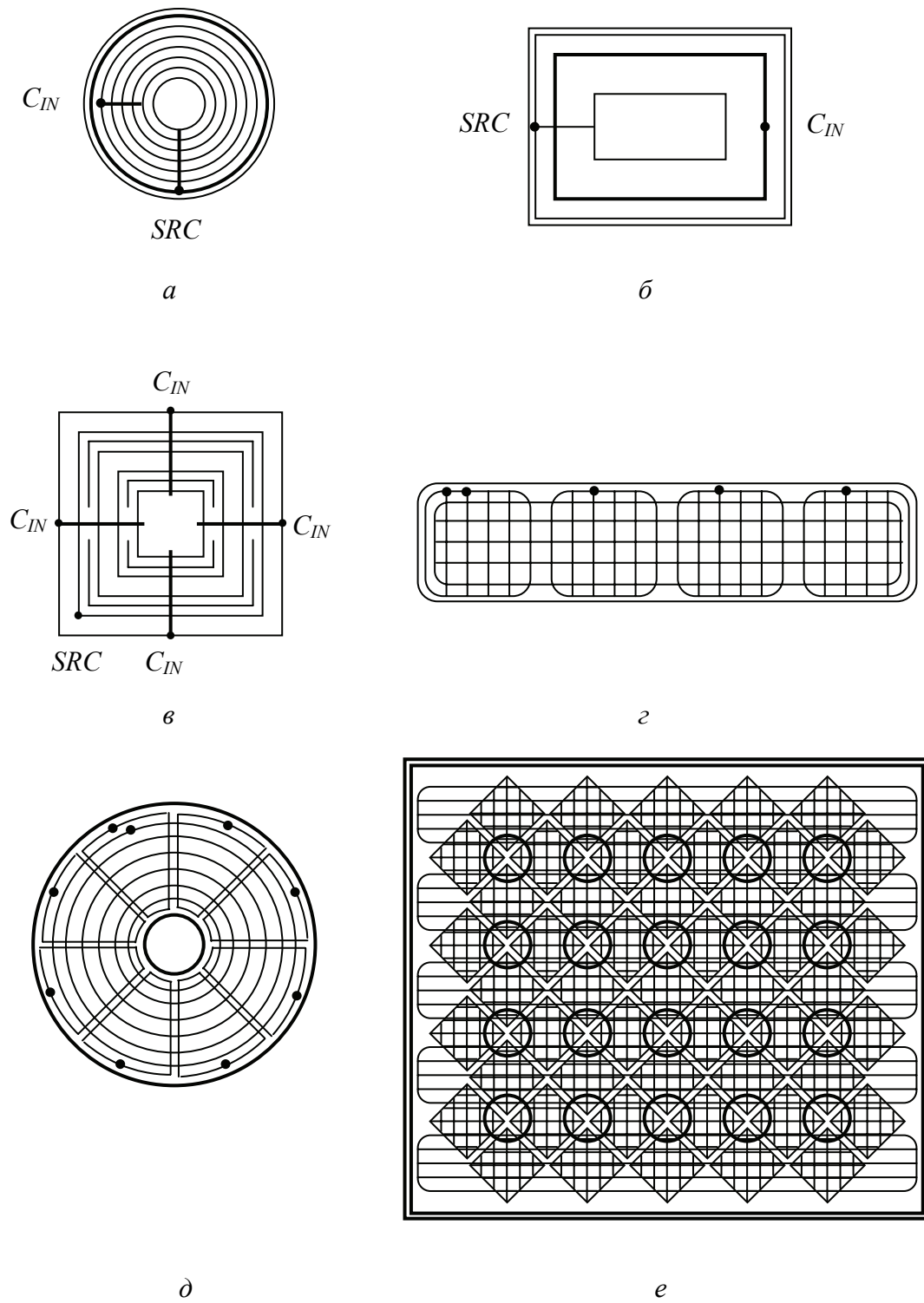


Рис. 9.8. Конфигурации проводников на поверхности печатной платы для некоторых емкостных сенсоров:
 а, б, в, г – кнопки; д – диски;
 е – сенсорная панель

Другим подходом создания емкостных сенсоров является технология переноса заряда *QT*. *QT*-сенсор представляет собой специализированный микроконтроллер, который запрограммирован на заряд чувствительной поверхности неизвестной емкости до известного потенциала с последующим измерением перенесенного заряда. Чувствительная поверхность может быть любой – от площадки на печатной плате до оптически прозрачного участка In-SnO_2 на поверхности сенсорного дисплея. Измеряя заряд этой поверхности после одного или нескольких циклов «заряд – перенос», микроконтроллер определяет емкость чувствительной поверхности. При определенном алгоритме следования циклов «заряд – измерение» и вариациях их длительности гарантируется надежное определение касания.

В сенсорах, изготавливаемых, например, компанией Quantum, используется частота зондирования около 100 кГц и более. Они постоянно измеряют собственную емкость объекта и принимают это измеренное значение как «тару», а затем следят за очень маленькими изменениями в измеряемом сигнале, которые вызываются присутствием вблизи сенсора другого объекта. Такой подход позволяет системе автоматически отстраиваться от значительных величин собственной емкости сенсорной панели, а это предоставляет возможность превращать почти любой предмет в сенсор. Рассмотренные сенсоры могут различать объекты через стекло толщиной до 50 мм или через слой других материалов, толщина которых определяется значением диэлектрической проницаемости.

Для того чтобы обезопасить систему от ложных срабатываний из-за мгновенных непреднамеренных касаний, случайного приближения объекта, электростатических зарядов и пр., в микросхемах этих сенсоров аппаратно реализована мажоритарная система голосования, которая анализирует количество успешных выборов перед принятием решения о совершившемся нажатии, работая как противодребезговый фильтр. Обработывающие события процедуры реализуют подавление нажатий соседних клавиш и итерационную калибровку сенсора. Имеется схема автоматической компенсации дрейфа, что необходимо для надежного распознавания нажатия, когда колебания температуры на поверхности управления могут достигать значительных значений. Алгоритм периодически оценивает уровень базового сигнала от каждого входа. Когда никто не прикасается к сенсорам, подстраивается уровень определения так, чтобы обеспечить постоянную чувствительность.

В зависимости от типа микросхемы разработчики устанавливают требуемый уровень срабатывания, используя опорные конденсаторы или программируя внутренние регистры.

Примером может служить кристалл QT118H для построения одиночной сенсорной клавиши, которая чувствует прикосновение пальца через толстое стекло. Он потребляет при этом приблизительно 12 мкА от источника питания 3,3 В. Микросхема содержит 14-разрядный ФЦП на переключаемых конденсаторах. Последовательно формируются импульсы накачки, и измеряется уровень заряда сенсора, что обеспечивает калибровку «на лету». Единственный внешний компонент (конденсатор) определяет чувствительность устройства. Длительность цикла переноса заряда составляет 2 мкс, длительность измерительного пакета – от 0,5 до 7,0 мс. Типовое время между пакетами установлено как 95 мс. Но так как встроенные алгоритмы распознавания требуют как минимум четырех непрерывно следующих друг за другом активных измерительных выборок для регистрации нажатия клавиши, то после начального определения факта нажатия микросхема уменьшает время между выборками до 2 мс. Это сделано для того, чтобы не увеличивать среднее время отклика более чем на 95 мс. Для контроля работоспособности микросхемы она постоянно вырабатывает специальный сигнал *HertBeat* длительностью 350 мкс.

Другим примером может служить микросхема QT511, предназначенная для реализации кольцевых секторных панелей и слайдеров. Она использует трехэлектродные секционные площадки для формирования области, чувствительной к касанию (рис. 9.9).

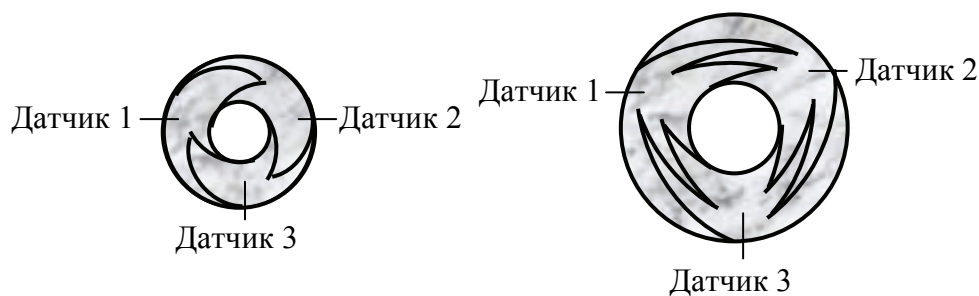


Рис. 9.9. Примеры кольцевых сенсорных площадок

Интерполирующая логика на кристалле обеспечивает разрешение до 128 точек. Три опорных конденсатора, значения емкости которых зависят от толщины и диэлектрических свойств материала панели, определяют чувствительность сенсора. Выходные данные

считываются из микросхемы по интерфейсу *SPI*. Внешний микроконтроллер устанавливает режим работы QT511.

В один из вариантов создания емкостных сенсоров положены программируемые системы *PSoC* (кристаллы *CY8C21×34* и *CY8C24×94* марки *CapSense*). В сущности, они являются микроконтроллерами для совместной обработки аналоговых и цифровых сигналов. Эти микросхемы отличаются тем, что имеют центральное процессорное ядро *M&C*. Ядро обрамляется конфигурируемыми цифровыми и аналоговыми блоками, в которых можно менять параметры. В общем виде цифровой блок в *PSoC* представляет собой конечный автомат, на базе которого можно создавать различные функциональные узлы (*UART*, *SPI*, таймер, *PWM* и т. д.). Аналогичным образом технология *PSoC* поддерживает аналоговые функциональные блоки, которые включают в себя операционные усилители, компараторы, массивы резисторов, а также блоки на переключаемых конденсаторах, что позволяет строить блоки фильтров, АЦП и ЦАП. Каждый модуль *PSoC* имеет собственный *Data Sheet* с электрическими параметрами и стратегией разработки проекта. Средство разводки проекта, входящее в программный пакет *PSoC Designer*, обеспечивает визуализацию необходимых соединений. В среду разработки *PSoC Designer* также подключены драйверы и функции *API*, включающие установку регистров и функции вызова на языке *Ci* или ассемблере. Процессорное ядро *PSoC* позволяет работать с самыми разными типами сенсоров – от одиночных клавиш до круговых слайдеров и сенсорных панелей. Только часть микросхемы *PSoC* нужна для поддержки технологии *CapSense*, остальные аналоговые и цифровые ресурсы кристалла могут использоваться по другому назначению – управлять светодиодами, двигателями, реле, источниками звукового сигнала и т. п.

В основу решения технологии *CapSense* положен релаксационный генератор, который состоит из источника тока, «чувствующей» емкости неизвестного заранее значения, компаратора и разряжающего ключа (рис. 9.10). Емкость между чувствительным электродом и общим проводом является времязадающим элементом в генераторе пилообразного напряжения. Источник постоянного тока заряжает конденсатор до тех пор, пока напряжение на нем не достигает порогового уровня. Срабатывает компаратор, замыкается ключ, и конденсатор разряжается. После этого весь цикл повторяется. Данный процесс создает пилообразное напряжение, тактирующее модуль ШИМ (8-bit *PWM*), который в свою очередь

запрещает работу 16-битного таймера. Поскольку ток заряда и величина емкости определяют частоту генерации, устройство по такой схеме «чувствует» приближение емкости постороннего проводящего объекта, например, пальца пользователя. Когда палец подносится к чувствительному электроду, взаимная емкость увеличивается, и, следовательно, нужно больше времени для ее заряда. Это вызывает удлинение временного импульса блока ШИМ, а значит, увеличивается и количество импульсов основной тактовой частоты, которые считает 16-битный таймер. Если результаты подсчета при переходе от одного импульса к другому изменяются больше, чем на величину заранее установленного порога, то регистрируется присутствие проводящего объекта.

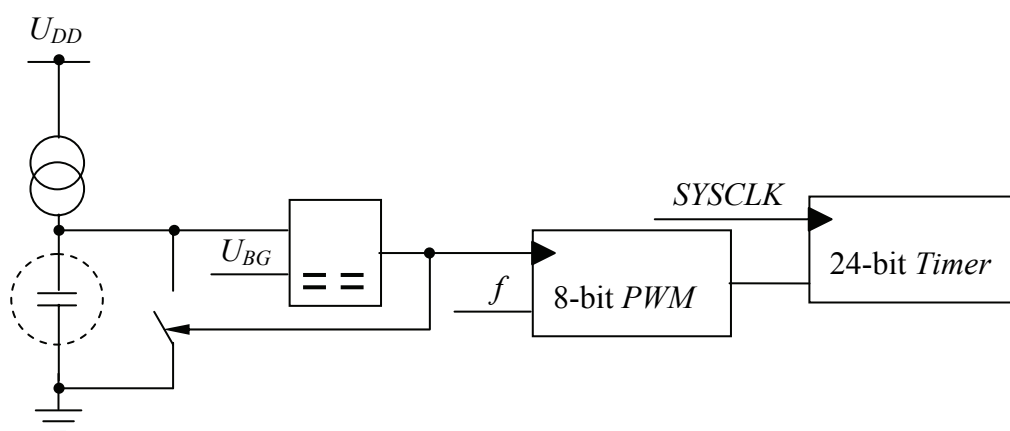


Рис. 9.10. Принципиальное построение сенсора по технологии CapSense

Технология CapSense программного обеспечения, используя функции API, позволяет компенсировать различные дрейфовые внешние воздействия:

- периодическим запуском корректирующего алгоритма обновлять конфигурационный регистр каждого электрода;
- установкой как порога шума, так и уровня срабатывания сенсора позволяет действующей программе подстраивать работу системы, испытывающей на себе четыре изменения внешних условий;
- осуществлением баланса энергопотребления устройства и чувствительности определять нажатие путем настройки на конкретный тип и конфигурацию сенсорной панели, включая покрытие различными материалами;
- использованием слайдеров, например, обеспечивать высокий уровень функциональности конечного дизайна и значительно

более высокое разрешение по сравнению с набором отдельных сенсорных клавиш. Увеличение разрешения достигается путем программной интерполяции. Изменение емкости при касании определяется на всех чувствительных элементах слайдера, а значения емкости на соседних элементах используются для определения позиции.

Большее разрешение или увеличение размеров слайдера достигается путем дуплексирования выводов (рис. 9.11). Каждый вход *CapSense PSoC* одновременно присоединяется к двум чувствительным элементам. Эти пары чувствительных элементов размещены в определенном геометрическом порядке друг относительно друга по длине слайдера, что исключает ошибки в определении, какая из сторон слайдера в настоящий момент является активной. Программный алгоритм, вызываемый в качестве *API*-функции, определяет случайные выбросы и место касания.

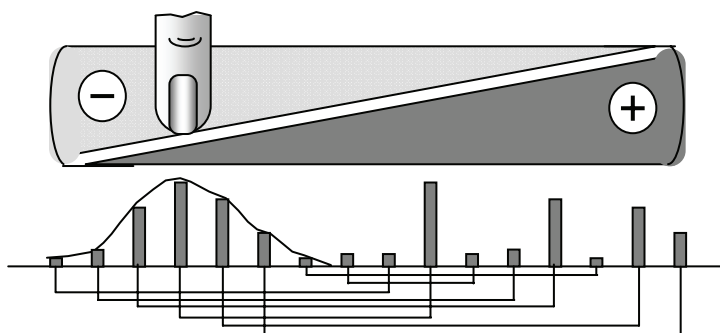
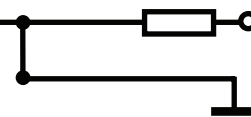


Рис. 9.11. Дуплексирование для линейного слайдера

Использование элементной базы технологии *CapSense* предусматривает применение соответствующих отладочных комплексов. Примером может служить отладочный набор, в котором расположена микросхема сенсора *CY8C21001*, источник питания 5 В, пьезоизлучатель и чувствительные области для семи кнопок и линейного слайдера. Кристалл *CY8C21001* эмулирует все микросхемы *CapSense PSoC*. Посредством штыревых разъемов обеспечивается доступ к порту *I²C* микросхемы и линиям для внутрисхемного программирования. К отладочному набору прилагается программа *MiniProg* вместе с *mini-USB* кабелем для связи с внешним компьютером. Отображение статуса системы выполняется двухрядным 16-символьным ЖКИ. Через дополнительный разъем *RJ-45* можно подключить внешний внутрисхемный эмулятор *ICE-Cube*.

УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ СВЕТОДИОДОВ

Лекция 10



При обслуживании и эксплуатации производственных машин и механизмов возникает логическая необходимость визуальной информации о состоянии рабочих и аварийных режимов технологического процесса, необходимость диагностирования электрооборудования. Эти задачи решают сигнализация и индикация, а реализуют устройства отображения на основе светодиодов. **Сигнализация** – это сообщение о факте перехода контролируемой величины из одной области значений в другую. При визуальной сигнализации основным техническим средством является светозлучающий или светоотражающий элемент. **Индикация** – это представление результатов контроля или измерения. Устройства индикации дают возможность визуально определить состояние объектов, схем логического управления этими объектами, трактов прохождения сигналов, состояния полупроводниковых элементов, снятие цифровой информации со счетчиков, запоминающих и других устройств. Указанный контроль осуществляется по принципу: «больше – меньше», «да – нет», «включено – отключено».

Классификация индикаторов. В качестве индикаторов в современных схемах автоматики используются *полупроводниковые (ППИ), вакуумные люминесцентные (ВЛИ), вакуумные накаливаемые (ВНИ), газоразрядные (ГРИ) и жидкокристаллические (ЖКИ) индикаторы.* В устройство отображения информации могут входить элементы согласования и управления, приема, хранения, обработки информации и собственно индикатор, обеспечивающий визуальное воспроизведение информации. Эти устройства позволяют непосредственно подключать индикаторы к объектам контроля и индикации. Все построение систем индикации требует согласования с входами-выходами микросхемных устройств по токам, напряжениям и кодам. В качестве согласующих элементов применяются цифровые микросхемы преобразователей, согласователей нагрузок, коммутаторов и т. п.

Все индикаторы объединены в две группы: *активные* и *пассивные индикаторы*. В активных индикаторах электрическая энергия преобразуется в световую. В пассивных индикаторах осуществляется модуляция внешнего светового потока (солнечный свет, свет ламп) под действием электрического поля или тока.

В активных индикаторах используются следующие физические эффекты:

1) свечение накаливаемых тел в вакууме – это вакуумные индикаторы;

2) низковольтная люминесценция катодов – это вакуумные люминесцентные индикаторы;

3) излучение тлеющего газового разряда – это газоразрядные индикаторы;

4) инжекторная электролюминесценция – это полупроводниковые индикаторы.

В пассивных индикаторах под действием электронного информационного сигнала изменяются оптические свойства материала индикатора, в результате этого осуществляется модуляция света, прошедшего через индикатор или отраженного от него. Примером могут служить жидкокристаллические индикаторы.

По принципу формирования изображения индикаторы можно подразделить на *знакомоделирующие* (ЗМИ) и *знакосинтезирующие* (ЗСИ). Примером ЗМИ является газоразрядный индикатор, изображение в котором повторяет форму десяти катодов, изготовленных в виде цифр, и никакое другое изображение в нем получить невозможно. В ЗСИ изображение получается с помощью мозаики независимо от управляемых элементов отображения, каждый из которых преобразует электронный сигнал в свет. В этой группе индикаторов имеются одноразрядные, многократные и матричные индикаторы. ЗСИ бывают цифровыми, буквенно-цифровыми, шкальными и цифро-аналоговыми. Две последние разновидности ЗСИ отображают *аналоговую информацию*. Индикаторы характеризуются параметрами и характеристиками, основными из которых являются: яркость, контрастность, светоотдача, амплитудная и частотная характеристики. Существует два основных режима работы ЗСИ: *статический* и *динамический*. В статическом режиме всеми элементами отображения управляют одновременно и выключают их только при обновлении информации. Статическая индикация может быть непрерывной или импульсной в зависимости от того, приложено управляющее напряжение постоянно

или периодически. В динамическом режиме отдельные элементы индикатора включаются в разные моменты времени в течение кадра передачи информации. Наиболее распространены ЗСИ.

Примером **ППИ** является светодиод. Светоизлучающий диод (СИД, *LED – Light Emitting Diodes* – элемент) является полупроводниковым прибором. При прохождении электрического тока i через p – n -переход этого прибора возникает световое излучение $h\nu$ (рис. 10.1).

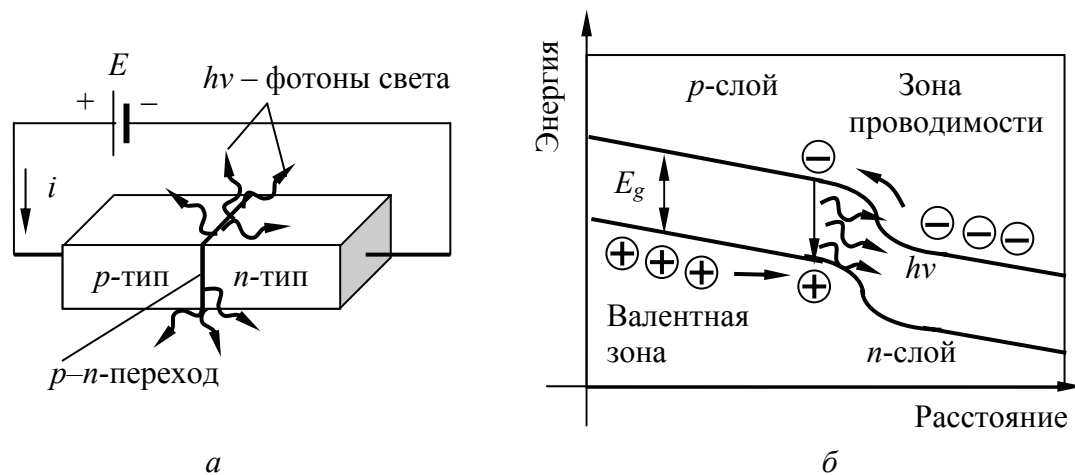


Рис. 10.1. Схема (а) и энергетическая диаграмма СИД (б)

СИД имеет активный слой, включающий электронно-дырочный переход с определенной шириной запрещенной зоны E_g , находящийся между полупроводниковыми слоями p - и n -типов. Величина E_g определяет минимум энергии, необходимой для перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости (на более низкий энергетический уровень). При пропускании электрического тока в прямом направлении происходит проникновение носителей заряда – электронов и дырок в активный слой из прилегающих пассивных слоев p - и n -типов. При этом отмечается спонтанная рекомбинация, сопровождающаяся излучением кванта света $h\nu$. Длина волны λ (мкм) светового излучения (цвет излучения – красный, синий, зеленый, оранжевый) определяется типом полупроводниковых материалов, образующих p – n -переход, и шириной запрещенной зоны E_g (эВ) – $\lambda = 1,24E_g$. СИД конструктивно выполняются плоскими для поверхностного монтажа и колбовыми. Геометрические размеры СИД находятся на уровне миллиметров. СИД для поверхностного монтажа имеет, например, такие размеры: $3,2 \times 2,8 \times 1,9$ мм, а СИД колбового исполнения – 3 и 5 мм. Типичный угол свечения для колбового исполнения находится в пределах 40° , для поверхностного

монтажа – $120...130^\circ$. Яркость излучения СИД для поверхностного монтажа составляет до 130 кд (кандела – единица измерения яркости), а для колбового исполнения – $0,9...5,3$ кд.

Небольшое прямое постоянное напряжение на СИД позволяет получить в светодиодах от 5 до 20 мА, что достаточно для их функционирования, а это значит, что имеют они органическое сочетание с элементами цифровой техники непосредственно. Светодиод как индикатор можно включить и при низком уровне выходного сигнала микросхемы (рис. 10.2, а), и при высоком уровне сигнала на ее выходе (рис. 10.2, б).

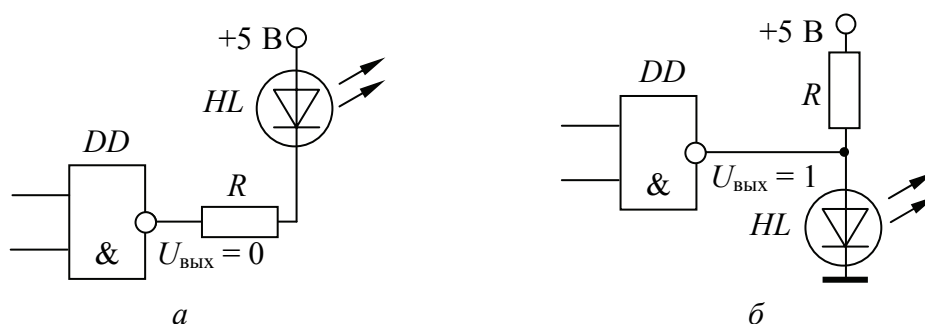


Рис. 10.2. Схемы включения светодиода при низком (а) и высоком (б) уровне сигнала

Устройство СИД колбового исполнения приведено на рис. 10.3. Для сверхъярких СИД применяются полупроводниковые материалы типа AlIn – GaP (алюминий-индий – галлий-фосфор), создающие излучение от желтого до красного цвета, и типа InGaN (индий-галлий-азот), создающие излучение от синего до зеленого цвета.

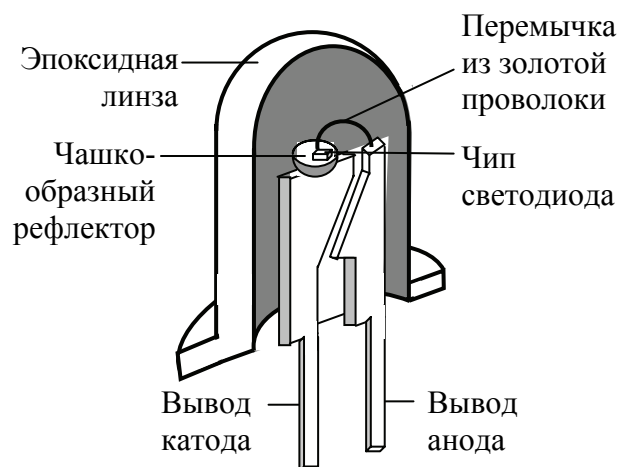


Рис. 10.3. Устройство светоизлучающего диода

В силу герметичности корпуса прибора СИД долговечен (его ресурс работы составляет 100 000 ч), благодаря чему он может работать в температурных климатических условиях, имеющих температурный интервал $-40\dots+100^{\circ}\text{C}$, и быть устойчивым к ультрафиолетовому облучению. Сверхъяркие СИД используются для создания полноцветных *RGB*-экранов. Эти экраны имеют высокую разрешающую способность. Каждая ячейка экрана содержит три СИД красного (*R*), синего (*G*) и зеленого (*B*) цветов. По энергопотреблению СИД в 2...3 раза экономичнее ламп накаливания. Прямой ток через СИД равен 20...50 мА. Имеющийся в конструкции СИД рефлектор повышает его светоотдачу. Сила света в основном носит линейную зависимость от тока, что обуславливается свойствами применяемых материалов. Баланс белого цвета обеспечивается соотношением потоков монохроматического излучения $P_R : P_G : P_B = 3 : 6 : 1$, однако это соотношение приближенное и зависит от длины волны излучения.

В устройствах визуальной информации широко используются полупроводниковые *семисегментные* ЗСИ. Они органически вписываются в устройства цифровой автоматики, где информация представляется двоичным или двоично-десятичным кодом. Для управления семисегментными ЗСИ применяются дешифраторы. Эти индикаторы имеют низкие напряжения питания (1,5...3,0 В), большой угол обзора (до 120°), возможность получения свечения разного цвета, разнообразие конструктивных форм и плотности расположения знаков, высокую надежность, значительный срок службы, токи отдельных светодиодов или сегментов составляют 2...30 мА. Устройство семисегментного ЗСИ показано на рис. 10.4. Рассмотрим принцип построения дешифратора для управления семисегментным ЗСИ, элементы которого могут отражать числа, буквы, знаки. Рассмотрим задачу отображения чисел от 0 до 9.

На рис. 10.5 (см. на с. 138) представлено схемное элементное решение двоично-десятичного дешифратора, а в табл. 10.1 – его логическое состояние. Отображение десяти чисел данной схемы выполняется в двоичном коде, благодаря чему, имея комбинацию из четырех единиц и четырех нулей, мы можем перемещать информацию от числа к числу, причем не имея совпадений по комбинациям. Поэтому, собрав все логические единицы логическими элементами 4И...9И, получим на выходе логическую единицу, соответствующую зашифрованному индикаторному элементу числа семисегментного ЗСИ, который даст визуальное восприятие этого элемента.

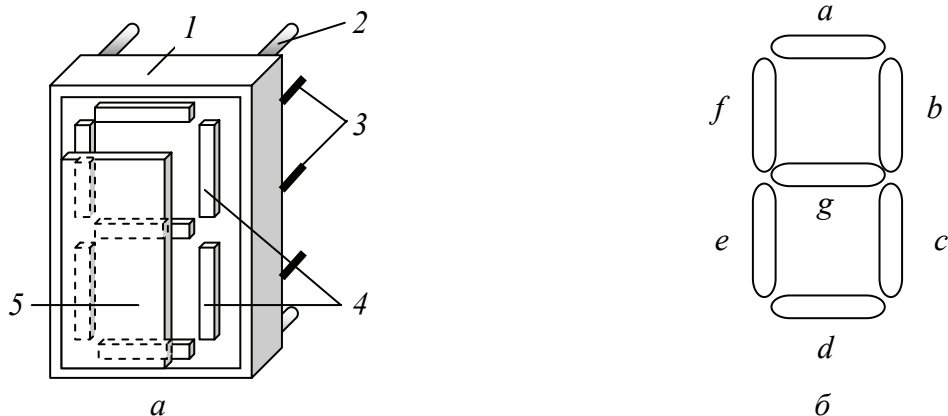


Рис. 10.4. Схематичное устройство (а) и обозначение светящихся элементов (б) семисегментного ЗСИ:

1 – пластмассовый корпус; 2 – крепежные ножки; 3 – выводы сегментов; 4 – непрозрачные электроды в виде сегментов; 5 – стекло с нанесенными прозрачными электродами в виде сегментов

Дешифратор представляет собой комбинацию инверторов для входных сигналов, конъюнкторов для сбора сигналов активизации элементов ЗСИ. Принципиально по конструкции ППИ могут быть одноразрядными, многоразрядными и шкальными. Отображение информации в виде знаков, цифр или символов оказывается не всегда удобным при непрерывном слежении за состоянием нескольких параметров. В этих случаях более эффективным является графический способ представления информации в виде отрезков прямых линий или отдельных точек. Такую информацию можно отобразить с помощью шкальных (линейных), матричных и мозаичных индикаторов.

Таблица 10.1

Таблица состояний дешифратора

$2^0 = 1$	$X1$						$X1$	$\bar{X}1$
$2^1 = 2$	$X2$				$X2$	$\bar{X}2$		
$2^2 = 4$	$X3$		$X3$	$\bar{X}3$			$X2$	$\bar{X}2$
$2^3 = 8$	$X4$	$\bar{X}4$						
0	0	1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1	1	0
2	0	1	0	1	1	0	0	1
3	0	1	0	1	1	0	1	0
4	0	1	1	0	0	1	0	1
5	0	1	1	0	0	1	1	0
6	0	1	1	0	1	0	0	1
7	0	1	1	0	1	0	1	0
8	1	0	0	1	0	1	0	1
9	1	0	0	1	0	1	1	0

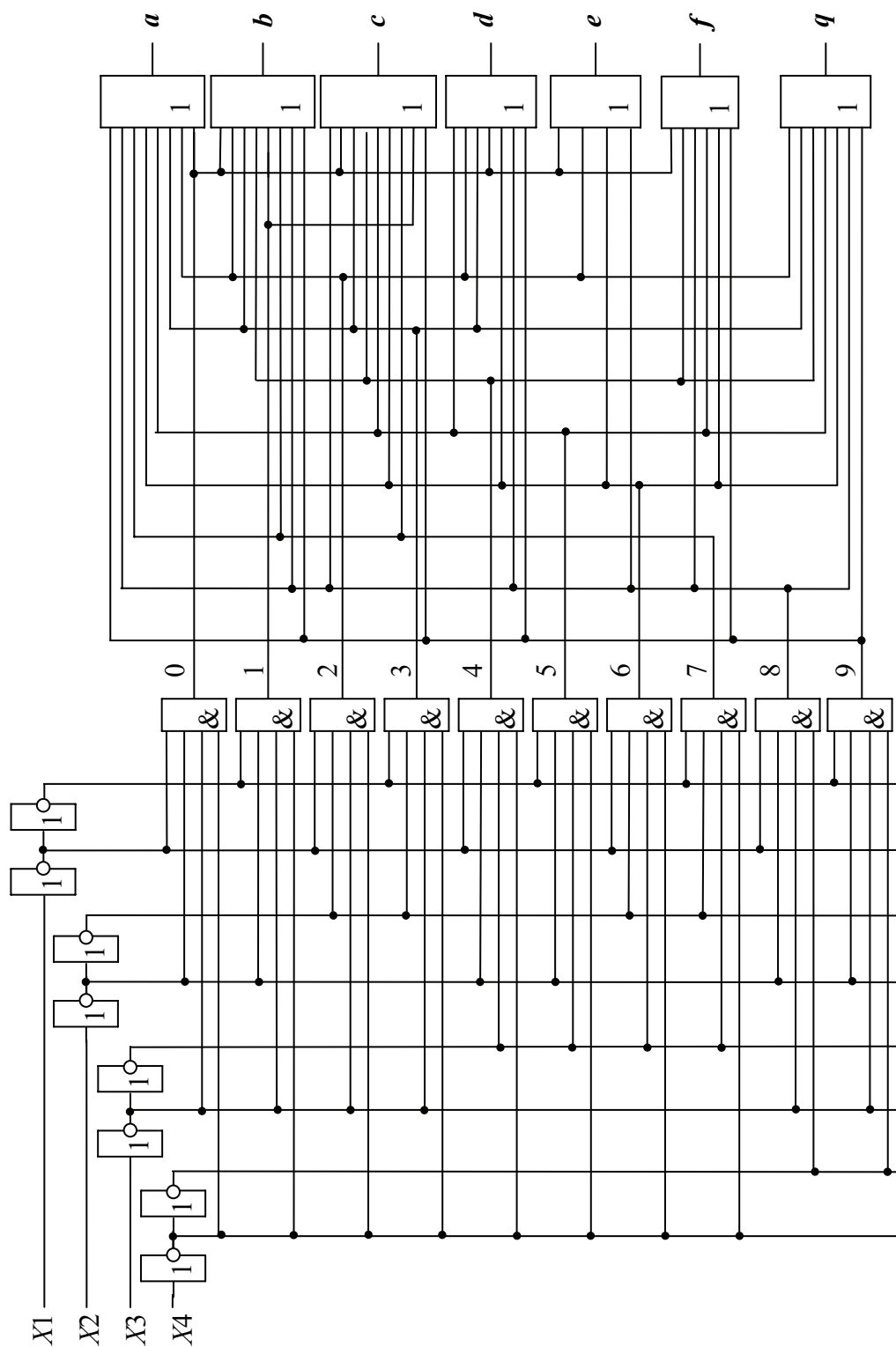


Рис. 10.5. Схема построения двоично-десятичного дешифратора

Жидкокристаллические индикаторы. По конструкции ЖКИ подобен конденсатору, поскольку состоит из двух стеклянных параллельных пластин, внутренняя поверхность которых покрыта электропроводящим слоем (окись олова). Между пластинами находится слой жидкокристаллического вещества толщиной 10...20 мкм. Электропроводящий слой представляет собой электроды, один из которых должен быть достаточно прозрачным, чтобы сквозь него на поверхности стекла можно было наблюдать изображение, а второй должен пропускать или отражать свет. Для изготовления второго электрода используется никель или алюминий. Все конструктивные элементы ЖКИ находятся в герметичном корпусе. Если ЖКИ работает по принципу пропускания света, то все электроды прозрачны. Если ЖКИ работает по принципу отражения света, то один из двух электродов является отражающим, на другом формируются цифры или знаки, отдельные сегменты, из которых можно составлять изображение. В таких ЖКИ под действием напряжения управления участки жидкокристаллического раствора становятся непрозрачными и отражают внешний свет, остальные участки остаются прозрачными. Время возбуждения (нарастание контраста) находится в пределах 20...90 мс, время затухания – 5...200 мс. Долговечность элементов ЖКИ составляет не менее 10^3 ч и около 10^6 включений. ЖКИ характеризуются малыми напряжениями питания (3...15 В) и малыми токами (до 15 мкА).

Особенностью управления ЖКИ является применение переменных напряжений, поэтому широко используется фазоимпульсный способ управления. Пример устройства такого управления на базе ИС К176ИЕ4 приведен на рис. 10.6. Последовательность импульсов возбуждающего напряжения U_B поступает на вход V и на общий электрод ЖКИ. Выходной сигнал ИС, например, управляющий сегментом, определяется выражением $A = a\bar{U}_B + \bar{a}U_B$, где $a = 0$, если сегмент не должен быть виден, и $a = 1$, если сегмент должен быть виден. При $a = 0$ ($\bar{a} = 1$) $A = U_B$, перепад напряжений между сегментом и общим электродом равен нулю, при этом сегмент не виден. При $a = 1$ ($\bar{a} = 0$) $A = \bar{U}_B$, т. е. на сегмент подается последовательность импульсов с противоположной фазой по отношению к импульсам на общем электроде. Перепад напряжений на выходе между сегментом и общим электродом в данном случае в 2 раза превышает амплитуду импульсов и вызывает потемнение сегмента. Для обеспечения нормальной работы частота U_B должна составлять 50...500 Гц при амплитуде импульсов 8...10 В.

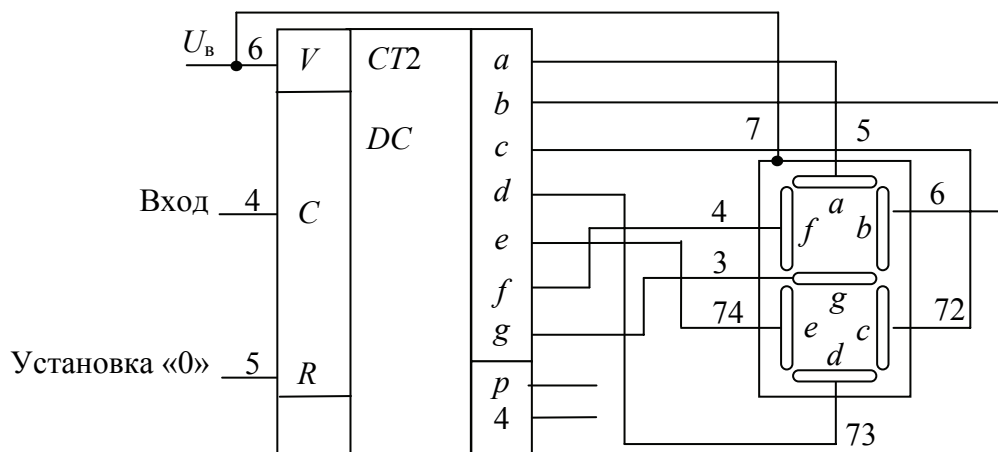


Рис. 10.6. Схема управления жидкокристаллическим ЗСИ

Электролюминесцентные панели. Успехи в области исследований и производства устройств светового отображения визуальной информации предоставили потребителям электролюминесцентные панели (ЭЛП). ЭЛП – это твердотельное устройство, работа которого основана на эффекте предпробойной электролюминесценции. Если порошок люминофор поместить между обкладками конденсатора, на который подается переменное напряжение звуковой частоты со значением, близким к напряжению пробоя, то на краях частичек люминофора под действием переменного напряжения концентрируется сильное электрическое поле. Это поле ускоряет свободные электроны, способные ионизировать атомы. Образовавшиеся дырки захватываются центрами люминесценции, на которых при изменении направления поля рекомбинируются электроны, испуская фотоны света. Для ЭЛП применяются различные типы светящихся материалов: порошки и пленки, излучающие свет при протекании постоянного или переменного тока. Благодаря малому энергопотреблению ЭЛП можно использовать в качестве различных средств отображения информации: датчиков визуальной информации о механических и электрических величинах, измеренных различными способами и методами, информационных матричных экранов, буквенно-цифровых индикаторов, мнемонических схем технологических процессов, светильников, световых указателей и т. п. ЭЛП приоритетны при больших габаритах светящихся поверхностей. Электролюминесцентные приборы применяют для создания панелей сегментного типа с динамическим управлением, в которых знакосинтезирующие индикаторы имеют размеры от 50 до 300 мм, толщину 1...5 мм, а

размеры пиксела находятся на уровне 0,8 мм. Уровень яркости свечения соответствует уровню яркости светодиодных приборов.

Основной элемент конструкции ЭЛП – светящаяся часть. Конструктивными элементами являются также корпус, электрические контактные пластины, герметизирующие пластины и электрический разъем (рис. 10.7).

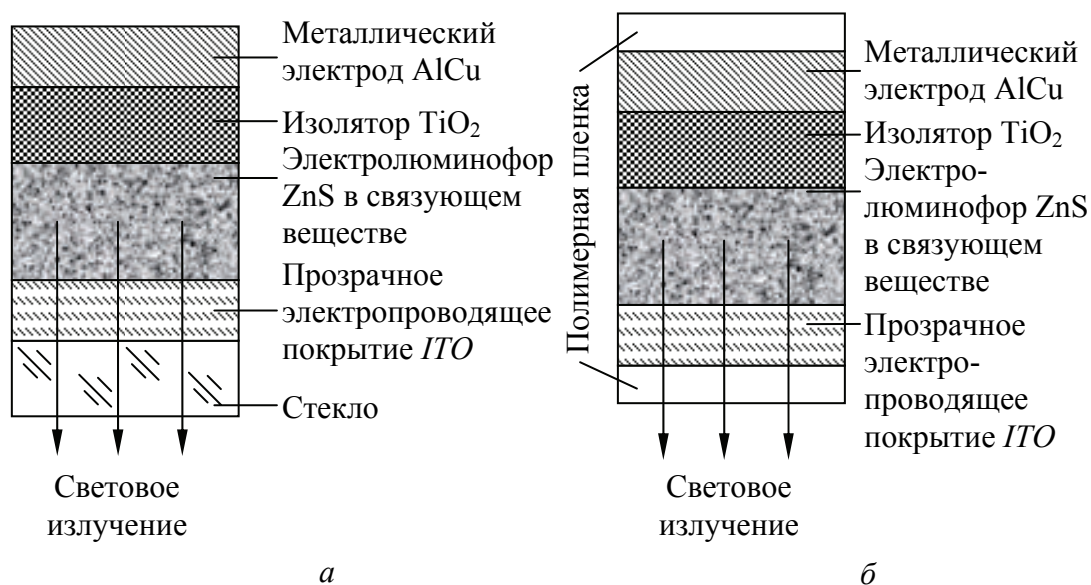


Рис. 10.7. Структуры ЭЛП на стекле (а) и на органической основе (б)

Светящаяся часть может быть выполнена на стеклянной подложке толщиной 3...8 мм (рис. 10.7, а) или на полимерной пленке толщиной менее 1 мм (рис. 10.7, б). Люминофор на основе сульфида цинка размещен в связующем веществе между обкладками конденсатора (металлический электрод – токопроводящая пленка). Токопроводящая пленка – это прозрачный электрод на основе оксида олова или индия, прозрачность которых превышает 80%. Нанесение слоев друг на друга выполняется методом пульверизации или трафаретной печати. Цвет свечения ЭЛП определяется типом люминофора и может быть голубым, зеленым, желтым, красным. Яркость излучения ЭЛП прямо пропорциональна частоте питающего напряжения в рабочем диапазоне 50...2000 Гц и определяется также типом люминофора. Ярче всего ЭЛП с зеленым или лимонно-желтым спектром излучения. Значение напряжения питания зависит от толщины слоя люминофора (толщина диэлектрика в плоском конденсаторе) и составляет 100...250 В. Яркость свечения в течение первых 100 ч работы снижается на

10%, а потом убывает по линейному закону. Ресурс ЭЛП – это время, за которое яркость его свечения уменьшится в 2 раза. Снижение частоты возбуждающего напряжения позволяет сохранять яркость свечения ЭЛП.

На сегодняшний день благодаря производству оптоэлектронных приборов (светодиодов) выпускаются приборы, по интенсивности излучения превышающие другие источники света (табл. 10.2). Они позволяют экономить до 90% электроэнергии, обладают высоким ресурсом (более 100 000 ч), поэтому пользуются большим спросом.

Таблица 10.2

Светоотдача различных источников света

Тип источника	Светоотдача, лм/Вт
Обычные лампы	12
Вольфрамовые галогенные лампы	20
Компактные флуорисцентные лампы	55
Индукционные лампы	70
Металлогалоидные лампы	90
LED (белого свечения) лампы	До 100

Рассмотрим один из вариантов светодиодной лампы. Главный показатель эффективности светодиодной лампы (СЛ) – ее светоотдача (лм/Вт – единица светового потока (люмен) на единицу потребляемой электрической мощности (Вт)). Такая высокая светоотдача обуславливается InGaN-кристаллом светодиода на сапфировой подложке или на подложке из монокристалла кремния. Светоизлучающая InGaN-структура на карбиде кремния имеет бóльшую светоотдачу, кроме того, характеризуется более чем в 10 раз большей теплопроводностью, чем на подложке из сапфира, что значительно улучшает отвод тепла от кристалла, увеличивает световой выход и эффективность СЛ.

На рис. 10.8 приведена конструкция варианта СЛ, которая обеспечивает адекватный отвод тепла от кристалла, выдерживает термоциклирование, имеет высокую технологичность монтажа. Технология изготовления СЛ предусматривает пайку кристалла, что снижает тепловое сопротивление между кристаллом и корпусом. Однако при этом возникает диодный контакт между теплоотводящим основанием и кристаллом, что требует электрической изоляции СЛ при монтаже. Это увеличивает тепловое сопротивление

между корпусом и радиатором. Кроме того, кремниевая подложка и медное теплоотводящее основание имеют сильно отличающиеся коэффициенты объемного расширения, что при термоциклировании может привести к нарушению эвтектики и даже к повреждению кристалла.

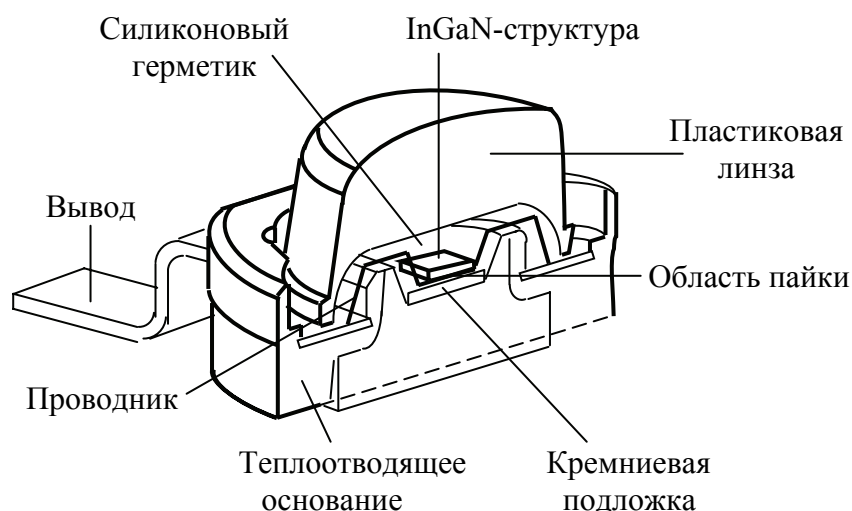


Рис. 10.8. Конструкция светодиодной лампы

Конструкция СЛ на карбид-кремниевой подложке обладает большим запасом теплопроводности и максимальной рабочей температурой (600°C), а применение керамического основания с близкими к структуре СЛ температурными коэффициентами объемного и линейного расширения снимает проблему механических напряжений в кристалле. Автоматически решается проблема электрической изоляции кристалла от теплоотвода. Рекомендуется использование метода «плавающей» линзы, которая крепится за счет адгезии к кремнийорганическому гелеобразному герметику, что исключает механические напряжения при термоциклировании и обеспечивает автофокусировку линзы в широком диапазоне температур окружающей среды.

Регулирование яркости свечения индикаторов. Особенностью использования полупроводникового индикатора, как и любого активного (светоизлучающего) индикатора, является зависимость качества воспроизведения информации от уровня яркости внешней освещенности. В частности, в помещениях с рассеянным спокойным освещением индикатор в номинальных режимах работы даст дискомфорт считывания информации из-за чрезвычайно высокого яркостного контраста. В помещениях же с

высокими уровнями внешней освещенности от 10 000 до 100 000 лк яркостного контраста для уверенного считывания информации даже при максимуме светоотдачи без применения специальных мер будет недостаточно. Для устройств, работающих в широком диапазоне внешней освещенности, необходимо решать обе эти задачи.

Снижение яркостного контраста при работе индикатора в помещениях с низким уровнем внешней освещенности достигается путем регулирования (уменьшения) яркости свечения индикаторов. Это регулирование может быть осуществлено различными способами. В частности, в условиях ровного яркого освещения, например в вычислительных центрах, допустим вариант регулирования яркости за счет изменения напряжения питания полупроводниковых индикаторов, а следовательно, и амплитуды протекающего через светодиоды тока. Регулирующим элементом может служить переменный резистор, вынесенный на лицевую панель прибора. Этот резистор является элементом делителя напряжения в блоке питания, осуществляющего регулировку выходного напряжения блока, используемого для питания полупроводникового индикатора. Вариант прост в исполнении и используется в помещениях с достаточно ровным ярким освещением, не требующим регулирования яркости полупроводникового индикатора до минимума. Это объясняется тем, что при малых значениях протекающего через светящийся элемент тока $I_{пр}$ наблюдается незначительный разброс яркости его свечения L_v (рис. 10.9). При снижении до определенного минимума протекающего через светодиоды тока разброс яркости свечения полупроводникового индикатора значительно увеличивается. При невысоких уровнях яркостей, т. е. при работе в ночное время, зрительное восприятие неравномерности свечения будет усугубляться тем, что в этих условиях чувствительность глаза выше, поэтому и различная яркость проявляется сильнее. Следовательно, регулирование яркости свечения индикаторов методом изменения напряжения на нижних пределах регулирования создает дискомфорт при считывании информации из-за разнорядности свечения светодиодов. Необходимо учесть, что конструкция полупроводникового индикатора не позволяет их использовать без светофильтров, так как светлая пластмасса рассеивателя светопроводов точек и сегментов полупроводникового индикатора на черном фоне его корпуса даже в выключенном состоянии выделяется достаточно контрастно.

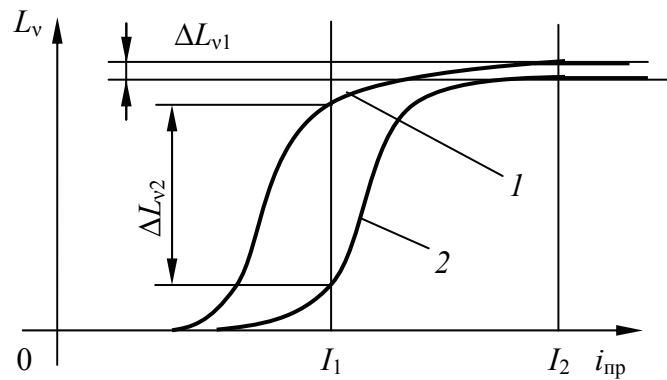


Рис. 10.9. Зависимость яркости свечения светодиодов от прямого тока:
 1 – при его уменьшении; 2 – при его увеличении

Высокий контраст элементов индикатора при определенных условиях освещенности или дефицита времени может вызвать пропуски и ошибки при считывании информации. Светофильтры же, обеспечивающие цветовой и яркостный контрасты индицируемой информации, снижают яркость свечения на 15...20% и более в зависимости от типа светофильтра. Таким образом, с одной стороны, для обеспечения комфортности считывания информации в затемненном помещении необходимо снижение тока через светодиоды цифрового индикатора до значения, снимающего слепящее действие наиболее ярких элементов, а с другой – явление разброса яркости свечения с одновременным использованием светофильтров приводит к полной потере светимости части светодиодов, имеющих более низкие светоизлучающие характеристики. Поэтому способ регулирования яркости свечения индикаторов снижением напряжения питания, приемлемый для приборов, размещаемых в помещениях с постоянным средним и ярким уровнем внешней освещенности, неприемлем для устройств отображения информации, размещаемых в помещениях и на объектах с широким диапазоном яркостей внешнего освещения.

Другим вариантом регулирования яркости свечения индикаторов, устраняющим указанный недостаток, является метод широтно-импульсного регулирования яркости свечения цифровых полупроводниковых индикаторов. Широтно-импульсный метод (ШИМ) основан на сокращении времени протекания тока через светодиоды индикаторов. При этом уменьшается значение среднего прямого тока через светодиоды и, естественно, снижается яркость их свечения.

На рис. 10.10 приведена структурная схема широтно-импульсного метода регулирования яркости свечения цифровых индикаторов. Функциональный элемент 1 представляет собой генератор широтно-модулированных импульсов. Функциональный элемент 2 представляет собой дешифратор, преобразующий двоично-десятичный код на его информационных входах (1-2-4-8) в семиразрядный позиционный код на его выходах (A-B-C-D-E-F-G). Функциональный элемент 3 представляет собой семисегментный индикатор. Кроме информационных входов, дешифратор имеет вход, наличие напряжения на котором обеспечивает свечение сразу всех сегментов индикатора и на который подается ШИМ-напряжение для управления свечением индикатора. Дешифраторы имеют и вход гашения, при подаче сигнала на который на выходах AG дешифраторов появляется логический уровень, обеспечивающий гашение светодиодов.

На рис. 10.11 приведена одна из возможных схем функционального элемента 1 – генератора широтно-модулированных импульсов.

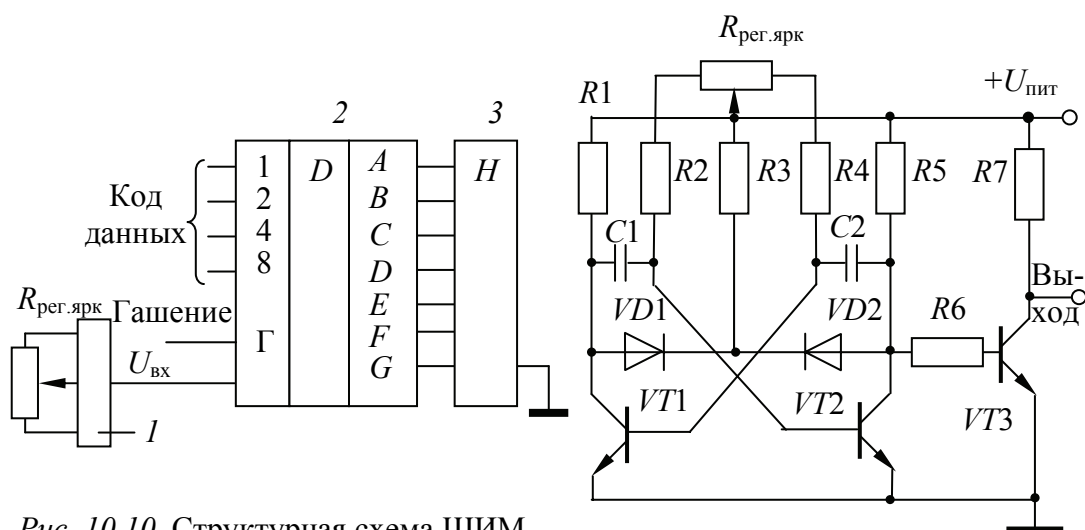


Рис. 10.10. Структурная схема ШИМ регулирования яркости свечения цифровых индикаторов:
1 – генератор; 2 – дешифратор;
3 – семисегментный индикатор

Рис. 10.11. Принципиальная схема генератора широтно-модулированных импульсов для регулирования яркости свечения индикаторов

Генератор представляет собой мультивибратор, работающий в автоколебательном режиме с изменяющейся длительностью выходного импульса. Длительность выходного импульса пропорциональна сопротивлению резистора $R_{\text{рег. ярк}}$. Полупроводниковые

индикаторы являются токовыми приборами, поэтому для нормального их функционирования необходимо стабилизировать прямой ток через каждый элемент. Эту задачу в схемах управления индикаторами выполняют формирователи тока. Указанный метод заключается в регулировании светоотдачи полупроводникового материала индикатора изменением среднего прямого тока через сегмент. Поскольку наиболее распространенным формирователем тока бывает пассивный элемент (резистор), то во избежание значительного изменения яркости необходима высокая степень стабилизации напряжения питания источника тока. Следует отметить, что при индикации различных значений цифровых параметров суммарный ток потребления всего индикатора будет изменяться в широких пределах, а поэтому напряжение питания при изменениях тока нагрузки во время работы индикаторов должно быть стабилизировано во всем диапазоне токов потребления от 0 до I_{\max} .

Уменьшение среднего прямого тока через сегменты вызывает снижение светоотдачи полупроводникового материала индикатора, т. е. регулирования яркости индикатора. Схемы регулирования яркости индикаторов с применением генераторов широтно-модулированных импульсов могут быть различными. Однако любые варианты такой схемы регулирования яркости могут использоваться только при ограниченном числе индикаторов, так как одновременное включение-выключение большого числа индикаторов вызывает значительные изменения тока источника питания.

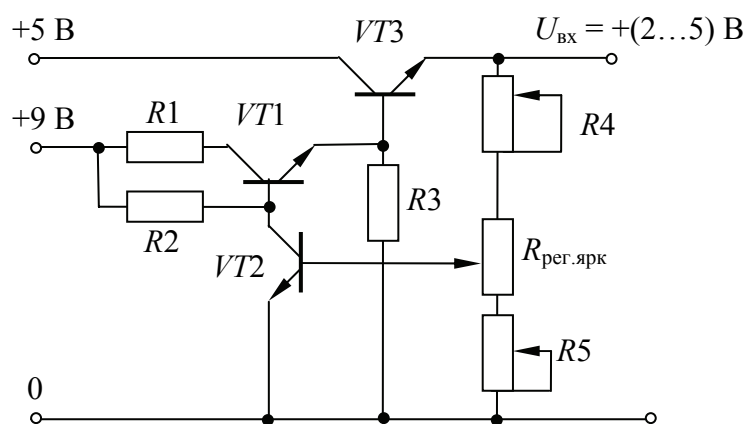
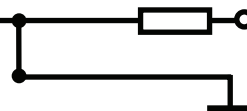


Рис. 10.12. Схема аналогового регулятора яркости

Борьба с таким явлением в микросхемной части вызывает значительные трудности в проектировании источников питания, проводного или печатного монтажа. Регулировка яркости свечения индикаторов аналоговым методом устраняет указанные сложности. Схема аналогового регулятора приведена на рис. 10.12 (см. на с. 147). Ее целесообразно применять в устройствах, в которых другие методы борьбы с трудностями при ШИМ регулировании по тем или иным причинам не принесли желаемого результата. Следует помнить, что аналоговый метод регулировки яркости менее экономичен, чем ШИМ, так как даже при полностью погашенных индикаторах значительная мощность рассеивается на регулирующем транзисторе стабилизатора и на резисторном делителе напряжения.

СИЛОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСТРОЙСТВ

Лекция 11



В электрооборудовании полиграфического производства встречаются различного рода исполнительные силовые электро-механические системы (ЭМС), к которым относятся электродвигатели, электромагнитные муфты сцепления и скольжения, электромагниты, нагреватели, а также осветительные установки, обеспечивающие выполнение технологического процесса печатания. Для управления указанными ЭМС используются полупроводниковые устройства, включенные между сетью питания и этими ЭМС.

Полупроводниковый преобразователь – это статическое электромагнитное устройство, преобразующее электрическую энергию одного вида в электрическую энергию иного вида при помощи периодически повторяющихся процессов коммутации токов, протекающих через силовые ключи (транзисторы, тиристоры, симисторы, триаки) этих устройств. Совокупность этих силовых ключей образует основную часть преобразователя, которая формирует требуемую временную зависимость выходного напряжения (тока). Эта зависимость образуется из отрезков кривых напряжения (тока) разных фаз при воздействии на силовые ключи сигналов управления, генерируемых схемой управления, за счет которых реализуется поочередная проводимость силовых ключей этих фаз. Полупроводниковые устройства имеют различные схемные решения в зависимости от их функционального назначения и рода тока ЭМС. Например, для управления двигателями постоянного тока применяются управляемые выпрямители, для двигателей переменного тока – регуляторы напряжения и автономные инверторы и т. п. Основными элементами этих устройств являются силовые полупроводниковые ключи: диоды, транзисторы, тиристоры, симисторы, коммутирующие цепи постоянного или переменного тока. Успехи технологической индустрии изготовления

полупроводниковых приборов привели к появлению их высоких эксплуатационных характеристик. Примерами управляемых силовых приборов являются биполярный транзистор с изолированным затвором типа *IGBT*, запираемый тиристор *GTO* и интегрированный управляемый коммутирующий тиристор *IGCT*. Эти приборы выпускаются на токи 10...2400 А и более, а коммутируемые ими напряжения достигают 4500 В.

IGBT – это транзистор, представляющий собой коммутатор тока. Он обладает высокой плотностью тока, управляется напряжением затвора и работает в релейном режиме (включено-выключено). Его структура и эквивалентная схема приведена на рис. 11.1. Управляемый затвором канал соединен с двумя областями проводимости n^- . На поверхности эпитаксиального слоя толщиной 60 мкм образована ячеистая структура проводимости p^+ . Вследствие наличия дополнительного p^+ -слоя обеспечивается хорошее проникновение носителей заряда (дырок) в обладающий проводимостью n^- эпитаксиальный слой.

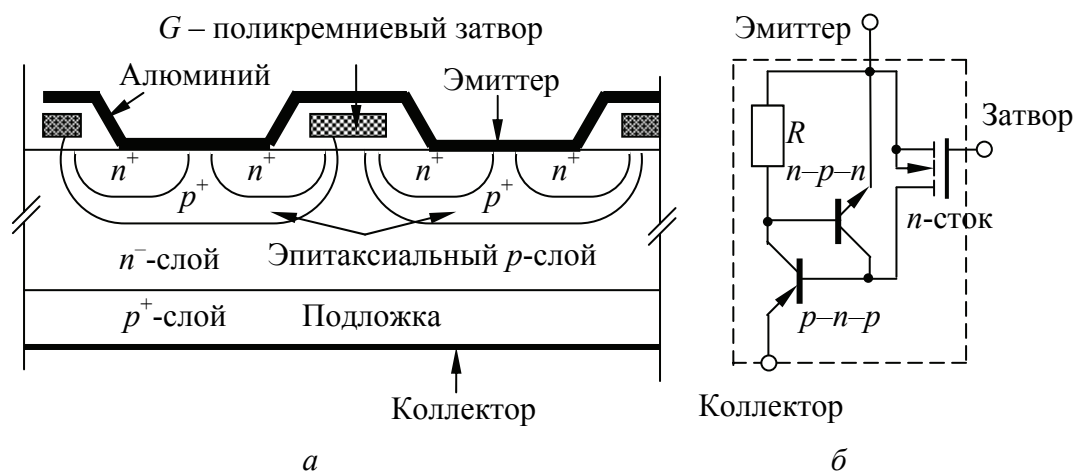


Рис. 11.1. Структура (а) и эквивалентная схема *IGBT* (б)

В *IGBT* сочетается высокое сопротивление затвора, малое время переключения и малые потери энергии в открытом состоянии. В нормальных условиях падение напряжения на резисторе R недостаточно для открывания $n-p-n$ -транзистора и ток через него очень мал. При возрастании коллекторного тока *IGBT*-транзистора сверх некоторого порогового значения напряжение на резисторе R увеличивается. Это приводит к открытию $n-p-n$ -транзистора. При этом *IGBT*-транзистор остается неуправляемым до тех пор, пока его коллекторный ток не станет меньше порогового (эффект

«защелки»). После этого происходит насыщение коллекторно-эмиттерного перехода и транзистор включается. Небольшие динамические потери *IGBT* определяют их применение в указанных выше силовых устройствах. Современные технологии создания *IGBT*-транзисторов направлены в том числе и на снижение динамических потерь и позволили получить приборы, работающие при частотах коммутации порядка 100 кГц (*WARP Speed*).

Приборы типа *GTO* и *IGCT* имеют четырехслойную структуру. При переключениях прибора типа *GTO* часть коммутируемого тока необходимо отводить в защитную (*S*-снабберную) цепь, подключенную параллельно тиристорам (рис. 11.2). Это замедляет рост анодного напряжения на тиристоре. Большие потери энергии в защитных цепях прибора при коммутации являются его основным недостатком. Данный фактор ограничивает предельную частоту коммутации *GTO* на уровне 250...300 Гц.

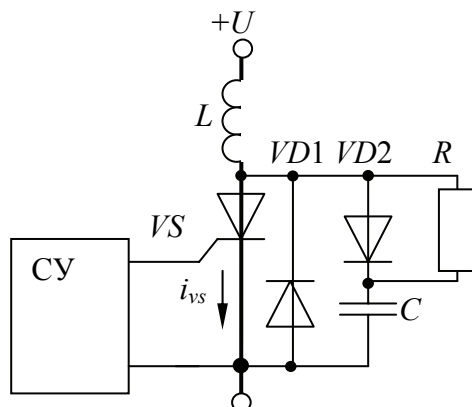


Рис. 11.2. Схема включения тиристора *GTO*

В приборе *IGCT* управляющий электрод максимально приближен к соответствующему переходу, что обеспечивает очень малое значение индуктивности между полупроводниковой структурой и управляющим электродом. Это дает возможность выключать тиристор низким напряжением, не превышающим 20 В.

При создании прибора типа *IGCT* была использована концепция жесткого управления – тонкое регулирование легирующих профилей, мезотехнология, протонное и электронное облучение для создания специального распределения контролируемых рекомбинационных центров, технология так называемых «прозрачных» и «тонких» эмиттеров, применение буферного слоя в *n*-базовой

области. Описанная технология делает вертикальную четырехслойную структуру *IGCT* более тонкой, что приводит к снижению потерь на переключение, а также создает монолитную интегральную структуру из тиристора и защитного диода, включенного параллельно тиристорам. Кроме того, такая структура не чувствительна к скорости нарастания прямого напряжения du/dt при выключении прибора и не нуждается в снабберной цепи. Снижение потерь на переключение увеличило частоту переключения тиристора до нескольких килогерц, а мощность, необходимая для управления, снижена в 5 раз, в основном, за счет «прозрачной» конструкции анода. При жестком управлении тиристором все сегменты катодного кристалла одновременно получают сигнал на запираение и обесточиваются. На этом этапе сегменты катода уже не оказывают влияние на дальнейшее протекание процесса запираения, поскольку четырехслойная структура, которая существовала в проводящем состоянии, превращается в трехслойную структуру, аналогичную транзисторной, запирающуюся даже при высоком анодном напряжении. В этом случае величина анодного тока определяется только током управляющего электрода. Созданный принцип управления повышает быстродействие прибора при его запираении и накладывает определенные требования к системе управления СУ. Она должна содержать включающий контур, состоящий из схемы формирования отпирающего импульса и источника сигнала для поддержания тиристора в закрытом состоянии, и при этом обеспечить гальваническую развязку схемы управления и силовой цепи выключенного тиристора.

В качестве силовых ключей средней и большой мощности применяются в основном *MOSFET*- и *IGBT*-транзисторы. Это приборы с потенциальным управлением, ток затвора в статических режимах у них практически отсутствует (рис. 11.3).

Однако токи включения-выключения данных элементов могут достигать значительных значений из-за наличия паразитных емкостей затвора. Основное влияние на динамические свойства транзистора оказывают входная емкость «затвор – эмиттер» C_{ies} и емкость обратной связи «коллектор – затвор» C_{oes} , называемая также емкостью Миллера. Их величины существенно изменяются в зависимости от напряжения «коллектор – эмиттер». Транзисторы как нагрузка драйверов могут быть представлены конденсаторами емкостью в тысячи или десятки тысяч пикофард. При открывании транзистора необходимо его входную емкость зарядить, а при закрывании – разрядить.

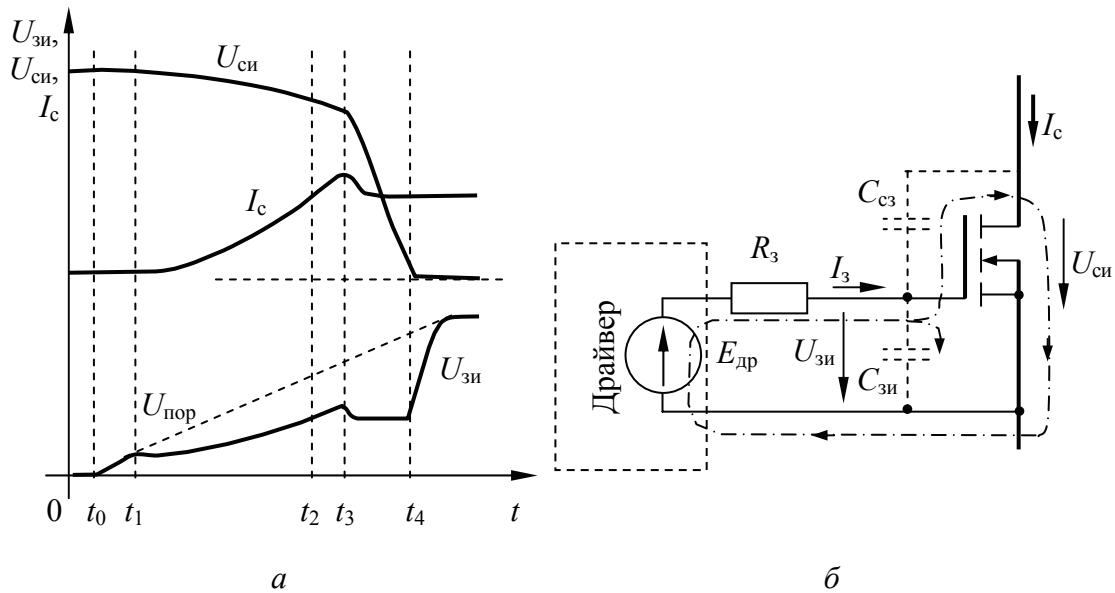


Рис. 11.3. Эпюры напряжения и тока при отпирании МОП-транзистора (а) и его эквивалентная схема (б):
 $U_{зи}$ – напряжение «затвор – исток»; $U_{си}$ – напряжение «сток – исток»;
 I_c – ток стока; $U_{пор}$ – пороговое значение напряжения

Транзисторы начинают открываться, когда напряжение на их затворе относительно истока превышает пороговое значение. Пороговое напряжение $U_{пор}$ «затвор – исток» МОП- и *IGB*-транзистора обычно составляет 2...4 В. Поэтому для минимизации сопротивления канала открытого МОП-транзистора $R_{си}$ (вкл) или напряжения насыщения «коллектор – эмиттер» *IGB*-транзистора U_{sat} следует подавать на затвор относительно истока (эмиттера) 10...15 В. Для гарантированного запирания транзистора достаточно, чтобы $U_{зи} = 0$. Для ускорения запирания и предотвращения открывания за счет большого значения du/dt следует подать напряжение $-3...-15$ В. Процесс отпирания МОП-транзистора подачей драйвером открывающего потенциала начинается зарядом входной емкости ключа $C_{зи}$ (рис. 11.3, а). Если на МОП- или *IGB*-транзистор не подано напряжение (сток или коллектор подключены), то заряд входной емкости будет происходить по затухающей экспоненте до уровня, соответствующего ЭДС драйвера $E_{др}$ (рис. 11.4).

В случае наличия на закрытом транзисторе высокого потенциала и достижения напряжением $U_{зи}$ порога отпирания $U_{пор}$ начнется разряд переходной емкости $C_{сз}$, обусловленный снижением напряжения на стоке $U_{си}$. Это вызовет увеличение тока стока I_c и падение напряжения на выходном сопротивлении драйвера $R_{др}$,

что приведет к увеличению длительности процесса отпирания транзистора. При запираании ключа напряжение на затворе спадает по экспоненте, пока в момент t_1 (рис. 11.4, *a*) напряжение «сток – исток» не начнет нарастать. Напряжение на затворе устанавливается таким, что ток стока поддерживается практически неизменным (если нагрузка в цепи стока имеет индуктивный характер). За счет эффекта Миллера скорость увеличения напряжения на стоке поддерживается постоянной на уровне, который зависит от тока стока. В момент t_2 рост напряжения стока закончен и напряжение «затвор – исток» продолжает уменьшаться по экспоненте к значению ЭДС драйвера $E_{др}$, а ток стока спадает до нуля.

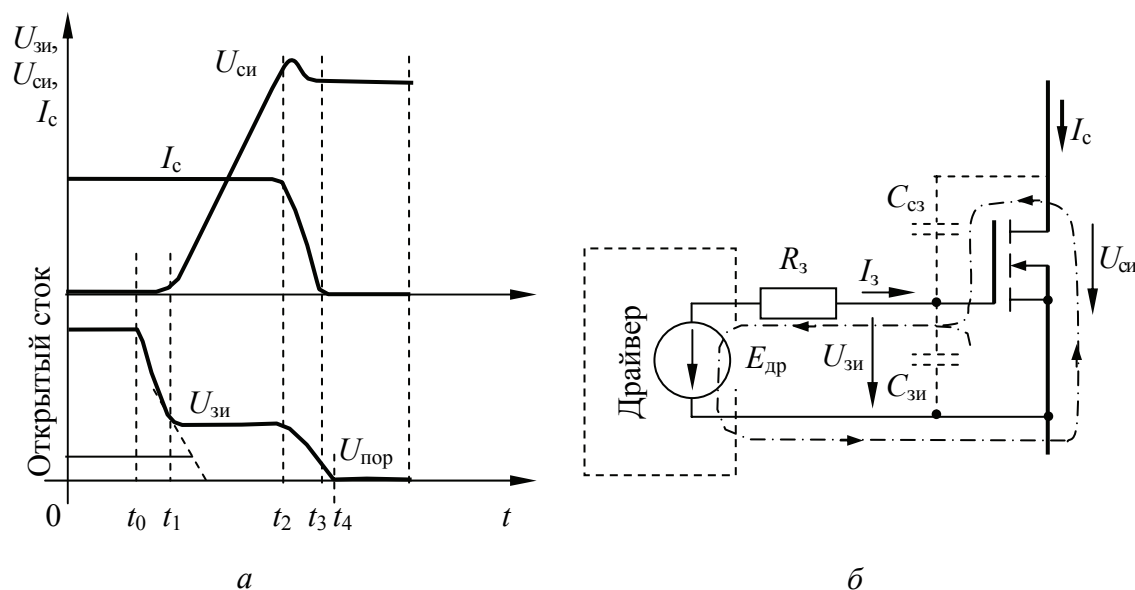


Рис. 11.4. Эпюры напряжения и тока при запираании МОП-транзистора (*a*) и его эквивалентная схема (*б*):

$U_{зи}$ – напряжение «затвор – исток»; $U_{си}$ – напряжение «сток – исток»;
 I_c – ток стока; $U_{пор}$ – пороговое значение напряжения

Для корректного управления силовыми транзисторами, состоящего в минимизации времени его включения, в защите от токовых перегрузок и перенапряжений, в плавном выключении транзистора в нормативных и аварийных режимах, применяются драйверы. На рис. 11.5 показан типовой выходной каскад драйвера с разделенными цепями включения-выключения затвора, а также напряжение на затворе U_{ge} и ток затвора I_g модуля при включении и выключении.

Разделение режимов переключения (на схеме показаны резисторы затвора $R_{g.on}$ и $R_{g.off}$) необходимо для минимизации потерь

переключения и снижения уровня переходных перенапряжений. Пик тока при включении достигает в данном случае 1,3 А, время включения составляет примерно 200 нс. Ток и время t_{sw} переключения в общем случае связаны известным соотношением:

$$Q_g = I_g t_{sw},$$

где Q_g – суммарный заряд затвора. Значение тока и времени включения определяются величиной индекса цепи управления (сумма $R_{g.on}$ и выходного сопротивления драйвера) и входной емкостью транзистора.

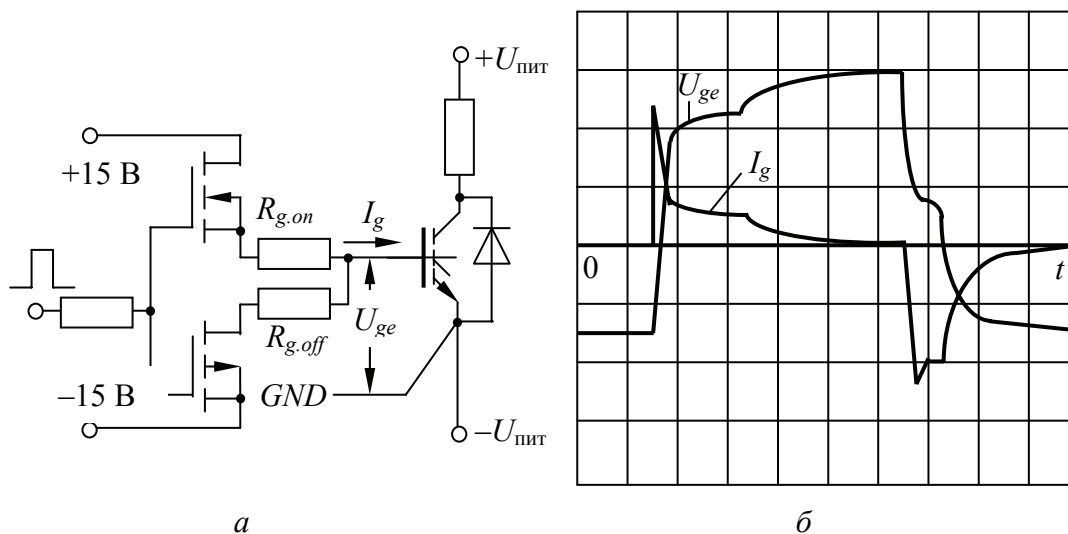


Рис. 11.5. Выходной каскад драйвера (а).

Напряжение на затворе транзистора U_{ge} и ток затвора I_g при включении и отключении транзистора (б).

Масштаб для напряжения – 5 В/дел, для тока – 0,5 А/дел

После включения транзистора схема управления должна поддерживать на затворе постоянное напряжение, необходимое для получения минимального напряжения насыщения $U_{ce.sat}$, т. е. минимальных потерь проводимости. Кроме управления переключением силового модуля, второй по значимости функцией драйвера является защита от аварийных режимов.

Драйверы должны осуществлять следующие защитные и сервисные функции:

- защита от сквозного тока и формирование времени задержки переключения транзисторов полумоста t_{dt} ;
- фильтрация коротких импульсов;
- нормирование фронтов входных сигналов;

- защита от падения напряжения источников питания (*UVLO*);
- защита от перегрузки по току и короткого замыкания;
- защита от перегрузок.

Наиболее опасными и распространенными аварийными ситуациями, приводящими к токовым перегрузкам, являются короткое замыкание нагрузки, пробой нагрузки на корпус и одновременное включение транзисторов полумоста из-за сбоя в схеме управления. Чтобы определить состояние перегрузки и принять адекватные меры, требуется некоторое время. Задержка срабатывания схемы защиты необходима и для исключения ложных срабатываний, но время анализа ситуации должно быть безопасным и не приводить к перегреву или пробоем силового кристалла. Для современных *IGBT* интервал времени, в течение которого они способны выдерживать режим короткого замыкания, не превышает 10 мкс.

Чтобы максимально быстро отреагировать на возникновение перегрузки и исключить лишние потери мощности, в драйверах используется мониторинг напряжения насыщения $U_{ce.sat}$. Напряжение насыщения зависит от тока коллектора. Структура блока мониторинга напряжения насыщения приведена на рис. 11.6.

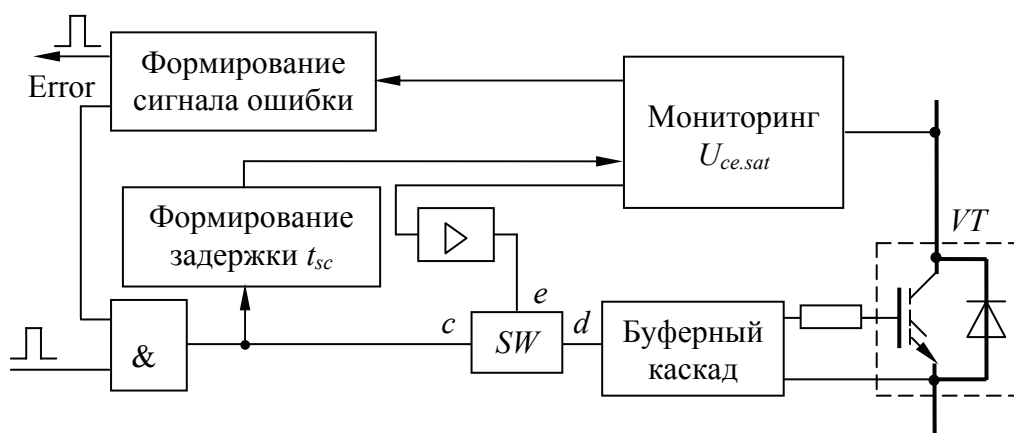


Рис. 11.6. Структура блока мониторинга напряжения насыщения

Измерение напряжения насыщения $U_{ce.sat}$ и анализ состояния перегрузки начинаются только после подачи на затвор отпирающего напряжения, в противном случае высокое напряжение на коллекторе закрытого транзистора будет воспринято как неисправность. Блок формирования задержки t_{sc} вырабатывает импульс, блокирующий схему анализа неисправности на 3...5 мкс после подачи импульса управления затвором. Если по истечении этого времени уровень напряжения насыщения окажется выше

заданного порога, напряжение управления отключается и формируется сигнал ошибки Error. Защита от выхода транзистора из насыщения осуществляется за счет мониторинга напряжения $U_{ce.sat}$.

Использование напряжения «коллектор – эмиттер» открытого транзистора в качестве сигнала перегрузки имеет много достоинств: этот способ является достаточно быстродействующим, не подверженным воздействию электромагнитных помех (как в случае индукционных датчиков тока), он не приводит к дополнительным потерям мощности (в отличие от схем защиты с использованием резистивных шунтов). При использовании данного типа защиты от перегрузки ее необходимо блокировать в течение некоторого времени (blanking time) после подачи отпирающего напряжения на затвор транзистора, и выполняется это коммутатором SW . Объясняется такая задержка тем, что между моментом включения транзистора и его входом в насыщение существует задержка, равная сумме времени задержки включения t_{don} и времени включения t_r . Все это время на коллекторе присутствует достаточно высокое напряжение, которое может быть воспринято схемой защиты как перегрузка по току.

Необходимое время запрета и требуемый уровень $U_{ce.sat}$, при котором должно произойти отключение транзистора, зависит от типа транзистора. Это определяется из справочников по графику зависимости $U_{ce.sat} = f(I_c)$. Для возможности «адаптации» схемы защиты к параметрам конкретного силового модуля в драйверах используются подстроечные элементы R_{ce} , C_{ce} . С целью снижения вероятности ложного срабатывания защиты в драйверах опорное напряжение не постоянно, оно изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени τ от 0,5 мкс до 1 мс, определяемой номиналом C_{ce} . В установившемся состоянии опорное напряжение принимает значение $U_{ce.sat} = 5 \dots 10$ В, которое задается с помощью R_{ce} . Минимальное время запрета срабатывания защиты t_{min} является функцией опорного напряжения $U_{ce.sat}$ и постоянной времени τ .

Рассмотрим режим плавного отключения SSD -транзистора. Он необходим в тех случаях, когда из-за наличия распределенных индуктивностей силовых шин уровень перенапряжения при мгновенном отключении транзисторов недопустимо высок. Значение перенапряжения ΔU определяется значением индуктивности шины L_s и скоростью изменения тока при отключении di/dt : $\Delta U = L_s(di/dt)$. Режим SSD позволяет уменьшить значение перенапряжения за

счет снижения скорости выключения, что достигается использованием дополнительного резистора затвора $R_{g.off}$. Ток при отключении транзистора всегда превышает пороговое значение тока срабатывания защиты из-за наличия задержки, кроме времени задержки он зависит от значения суммарной паразитной индуктивности в цепи, где произошло короткое замыкание, и типа кристалла *IGBT*. Для транзисторов с гомогенной структурой ток короткого замыкания I_{sc} может достигать значения $I_{sc} = 8I_{c.ном}$, где $I_{c.ном}$ – номинальный ток коллектора (для стандартных эпитаксиальных *IGBT* $I_{sc} = 10I_{c.ном}$). Естественно, что при отключении столь высоких токов с большой скоростью уровень перенапряжения может превысить допустимое значение, что может привести как к пробое транзистора, так и к ложному открыванию транзистора в неработающем плече из-за наличия емкости Миллера. Введение режима *SSD* повышает потери при аварийном отключении. Использование в полупроводниковых структурах кристалла *Trench* и *SPT IGBT* из-за их свойства к «самоограничению» тока короткого замыкания приводит к уровню тока, не превышающему 6-кратное значение номинального тока. Для этих модулей режим *SSD* не рекомендуется, поскольку мгновенное отключение считается для них безопасным.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИЛОВЫЕ МОДУЛИ

Лекция 12

Современный интеллектуальный силовой модуль *IPM* содержит скоростные *IGBT*, соединенные определенной конфигурацией, схему управления ими, оптимизированную по характеристикам управления затвором этих транзисторов, схему защиты от перегрузок и схему индикации состояния модуля. Схема защиты анализирует режим перегрузки по току (*overload*), режим короткого замыкания нагрузки (*SC*), режим пробоя (*breakdown*), падение напряжения управления (*UVTO*) и перегрев модуля (*overheat*). Конфигурации соединений *IGBT* в силовом блоке могут быть: по полумостовой схеме, трехфазной мостовой схеме, трехфазной транзисторной мостовой схеме с тормозным транзистором и трехфазным выпрямителем, трехфазной транзисторной мостовой схеме с трехфазным выпрямителем, а также построен как одиночный *IGBT*-модуль. В *IPM* встроен драйвер, оптимизированный по сигналам управления, и устройство защиты: от короткого замыкания, максимального тока, потери напряжения питания, тепловая защита. Модуль представляет собой многослойную конструкцию (рис. 12.1).

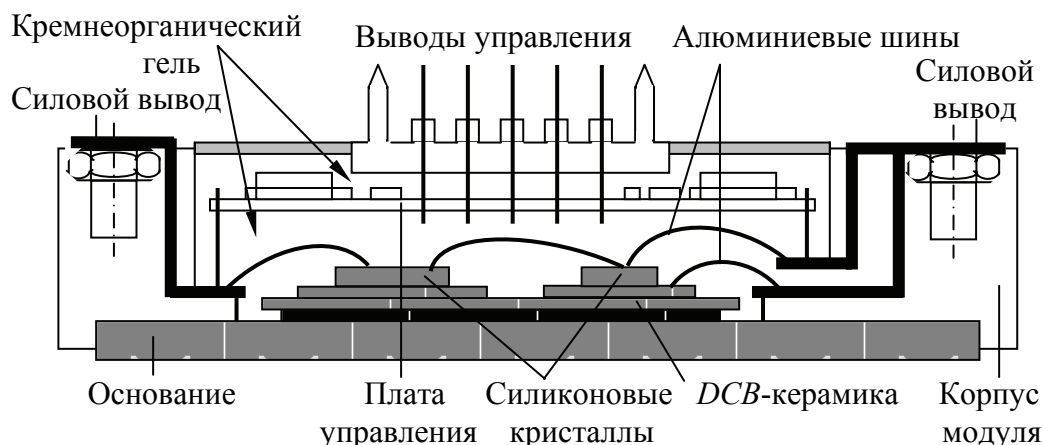


Рис. 12.1. Вариант конструкции интеллектуального силового модуля

Силовые силиконовые кристаллы *IGBT* размещаются на керамической подложке (*DCB*-керамика (Al_2O_3)), являющейся электроизолирующим и теплопроводящим слоем. Нижняя сторона этого слоя покрыта методом напыления сплошной медной фольгой, верхняя сторона представляет собой печатную плату, на которой выполняются соединения силовых ключей, элементов управления (драйвер, компаратор, тепловая защита и пр.) и управляющих выводов. Минимальные линии связей дают малые значения распределенных индуктивностей, что уменьшает уровень переходных напряжений. Надежность работы модуля оценивают областью безопасной работы (ОБР или *SOA*). Этот показатель определяет допустимые сочетания токов и напряжений, при которых не нарушается безопасная работа модуля. Поэтому схема защиты ограничивает режимы модуля не по предельному току, а по параметрам ОБР. Для *IPM* задаются два вида ОБР: ОБР для короткого замыкания (*SCSOA*) и ОБР для импульсного режима (*SSOA*). *SSOA* задает ограничения на ток и напряжение, одновременно действующие при отключении модуля. Алгоритмы работы драйвера и настройки системы защиты *IPM* исключают недопустимые сочетания тока и напряжения. Безопасным для *IPM* считается режим, когда напряжение питания не превышает определенного для него напряжения источника питания U_{cc} , а перенапряжение при выключении не превышает предельного значения напряжения «коллектор – эмиттер» U_{CES} . *SCSOA* гарантирует безопасную работу в однократном режиме короткого замыкания при напряжении питания ниже значения U_{cc} , при перенапряжении в цепи «коллектор – эмиттер» каждого модуля меньше U_{CES} и температуре кристалла модуля ниже 125°C . Термин «однократное короткое замыкание» подразумевает, что число коротких замыканий ограничено (его значение приводится в технической характеристике на модуль) и время между короткими замыканиями значительно больше времени тепловой постоянной кристалла.

Структурная схема одиночного *IPM* приведена на рис. 12.2. При отклонении от нормы перечисленных параметров схема защиты выключает силовой транзистор и выдает сигнал неисправности. В полумостовых и мостовых конфигурациях *IPM* отключаются транзисторы нижнего уровня. Повторное включение модуля, произошедшее после его отключения по причине превышения температуры, произойдет после охлаждения модуля до порога включения. Однако кристалл модуля может перегреться до того,

как разогреется основание модуля и термодатчик, и защита не обеспечит отключение. Это может произойти, например, из-за сбоя работы контроллера и повышенной частоты коммутации или из-за помех в системе управления. В *IPM* используют *IGBT* со встроенным датчиком тока. Датчик тока различает два пороговых значения тока: ток перегрузки, начиная с которого напряжение на затворе снижается, что приводит к уменьшению тока коллектора, и формируется индикация неисправности, и ток короткого замыкания, по которому происходит отключение. Если состояние перегрузки сохраняется 5...10 мкс, напряжение на затворе уменьшается до нуля. Снижение напряжения на затворе выполняется по определенному закону. Такое «мягкое» выключение уменьшает значение di/dt и переходное напряжение при выключении.

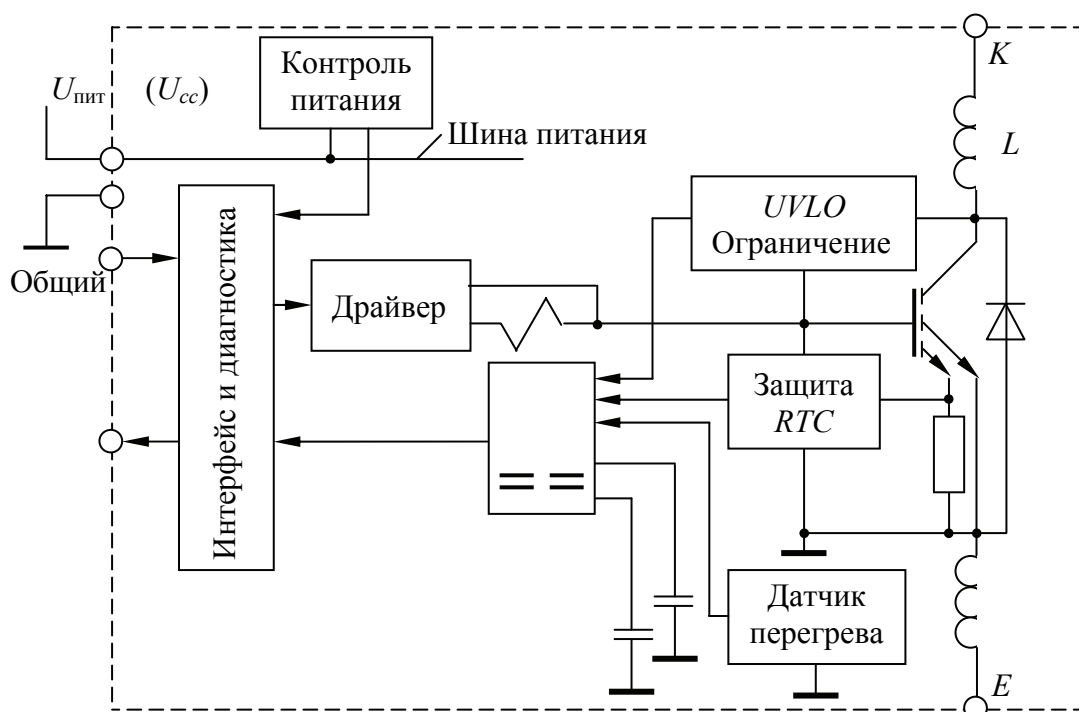


Рис. 12.2. Структурная схема одиночного *IGBT*-модуля

В современных *IPM* используется непрерывный мониторинг тока каждого силового ключа и общего тока потребления. Режим короткого замыкания наступает при замыкании нагрузки или сбое работы контроллера, когда сигналы включения поступают сразу на *IGBT* в обоих плечах мостовой схемы, вызывая сквозной ток. Если непосредственно измеряемый ток коллектора достигает порогового значения ISC , процесс выключения модуля начинается мгновенно, но уменьшение напряжения на затворе происходит по

определенному закону для снижения переходных напряжений. Для уменьшения времени между моментом обнаружения короткого замыкания и моментом выключения используется схема контроля тока в реальном времени (*RTC*). Это устройство работает параллельно драйверу и сокращает время обработки сигнала до 100 нс, что уменьшает ток короткого замыкания и уровень перенапряжений почти в 2 раза. *IPM* может содержать встроенное ограничение (супрессор) от импульсных перенапряжений. *IPM* для своей работы требует гальванически изолированные источники питания и гальванически изолированный интерфейс для связи с контроллером.

Для устранения проблем, связанных с шумами и помехами, создаваемыми мощными силовыми модулями, целесообразно применять для каждого силового ключа отдельный источник питания. При использовании изолированного источника питания следует обратить внимание на значение паразитной емкости между изолированными частями источника. Оно не должно быть более 100 пФ, в противном случае возникают шумы и сбои в работе драйвера. Параллельно выводам питания схемы управления присоединяется электролитический или танталовый конденсатор для фильтрации синфазных помех и обеспечения высоких пиковых токов заряда затвора. Гальваническая развязка обеспечивается оптопарами (с высоким коэффициентом подавления синфазного сигнала *CMR* не более 10 кВ/мкс, с временем переключения не более 0,8 мкс), импульсными трансформаторами, волоконно-оптическими связями.

В качестве примера на рис. 12.3 показана структурная схема модуля *IPM* трехфазного инвертора, работающего в режиме ШИМ формирования выходного напряжения (выводы *U-V-W*). Содержание блоков «Защиты 1» и «Защиты 2» приведено на рис. 12.4, *a* и *б* (см. на с. 164). При работе инвертора совместно с асинхронным двигателем для ограничения напряжения в звене постоянного тока U_d в генераторных режимах предусматривается цепь гашения рекуперированной двигателем энергии. Она представляет собой внешний резистор R , присоединяемый к точкам 1 и 2 модуля, и транзистор *VT3*. Значение сопротивления внешнего резистора рассчитывается в зависимости от мощности двигателя, а характер коммутации транзистора *VT3* определяется интенсивностью генераторных процессов. Обязательным для модуля инвертора является наличие цепей защиты (снабберов) *IGBT* от коммутационных перенапряжений. Для трехфазных мостовых схем достаточна установка одной емкости C в снаббере (рис. 12.3).

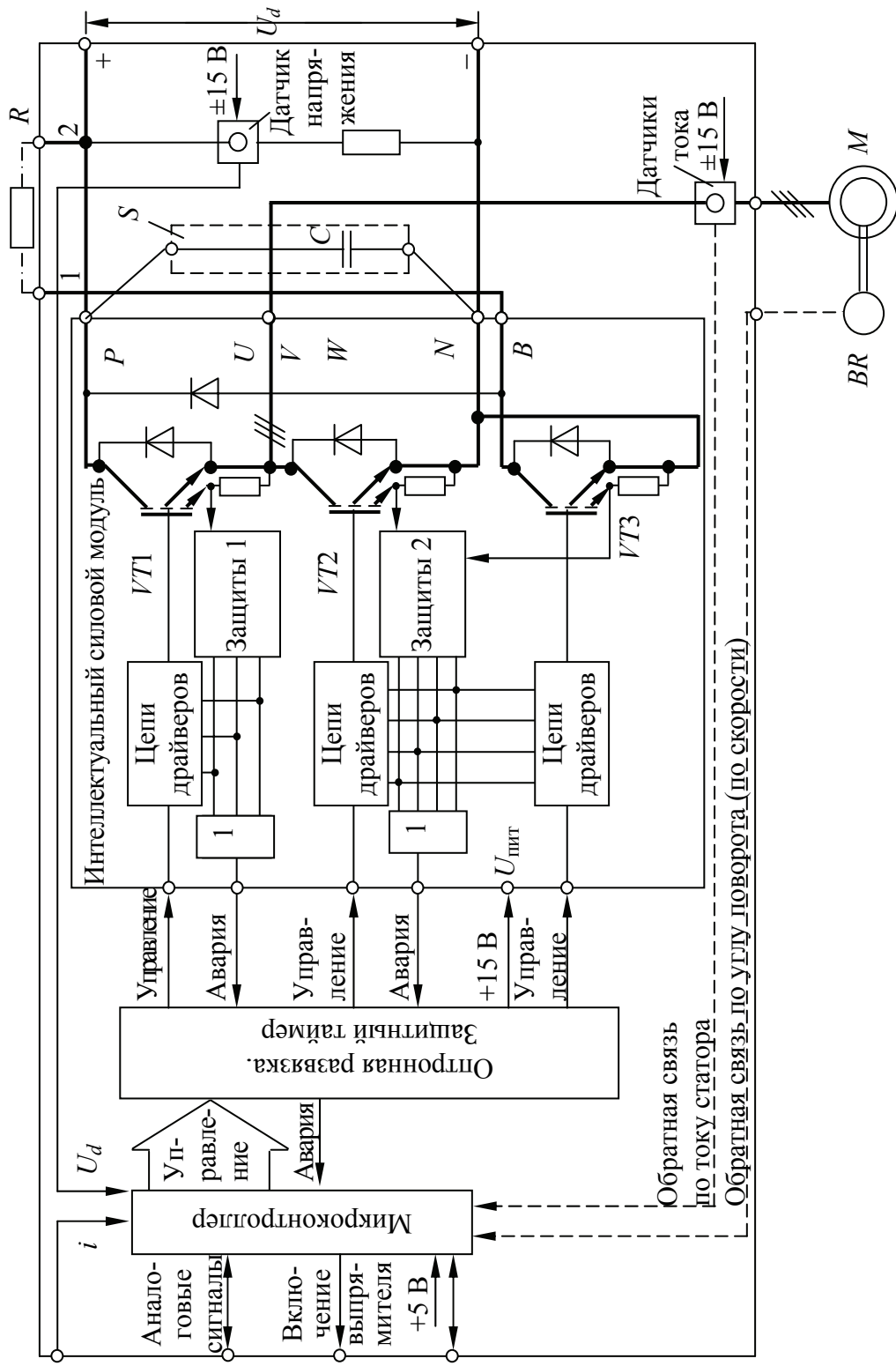


Рис. 12.3. Структурная схема интеллектуального модуля инвертора

Для полумостовой схемы применяется *RCD*-снаббер, присоединенный к каждой полумостовой схеме (рис. 12.4, в). Для одиночных модулей (см. рис. 12.2 на с. 161) служит *RCD*-снаббер, присоединенный к каждому силовому ключу (рис. 12.4, г).

В модуле инвертора используются две внутренние обратные связи – по току i_d и напряжению U_d . Для сложных структур системы автоматического управления координатами электропривода используются обратные связи по токам фаз двигателя и обратная связь по положению ротора двигателя, причем значение скорости вычисляется микропроцессором. Для управления координатами технологического процесса используются внешние сигналы: по аналоговым входам, по дискретным входам через модуль ввода-вывода *SPI* или по последовательному порту *CAN* от внешних интеллектуальных устройств.

Питание обмоток фаз двигателя в вентильно-индукторных электроприводах (ВИП) с самоподмагничиванием осуществляется однополярными импульсами тока. Для этого на выходе преобразователя применяется коммутатор, а не инвертор. Коммутатор обеспечивает подачу напряжения звена постоянного тока U_d поочередно на обмотки двигателя по информации датчика о положении ротора. При необходимости коммутатор может ограничивать ток в обмотках двигателя, работающего в режиме широтно-импульсного регулирования, поэтому он состоит из ряда одинаковых преобразователей постоянного тока, число которых равно числу фаз двигателя. На рис. 12.5 приведена структурная схема модуля коммутатора, представляющая симметричный однофазный мост из *IPM*.



Рис. 12.4. Элементы интеллектуального модуля:
а, б – содержание блоков «Защиты 1», «Защиты 1»;
в – полумостовая схема; г – одиночный модуль

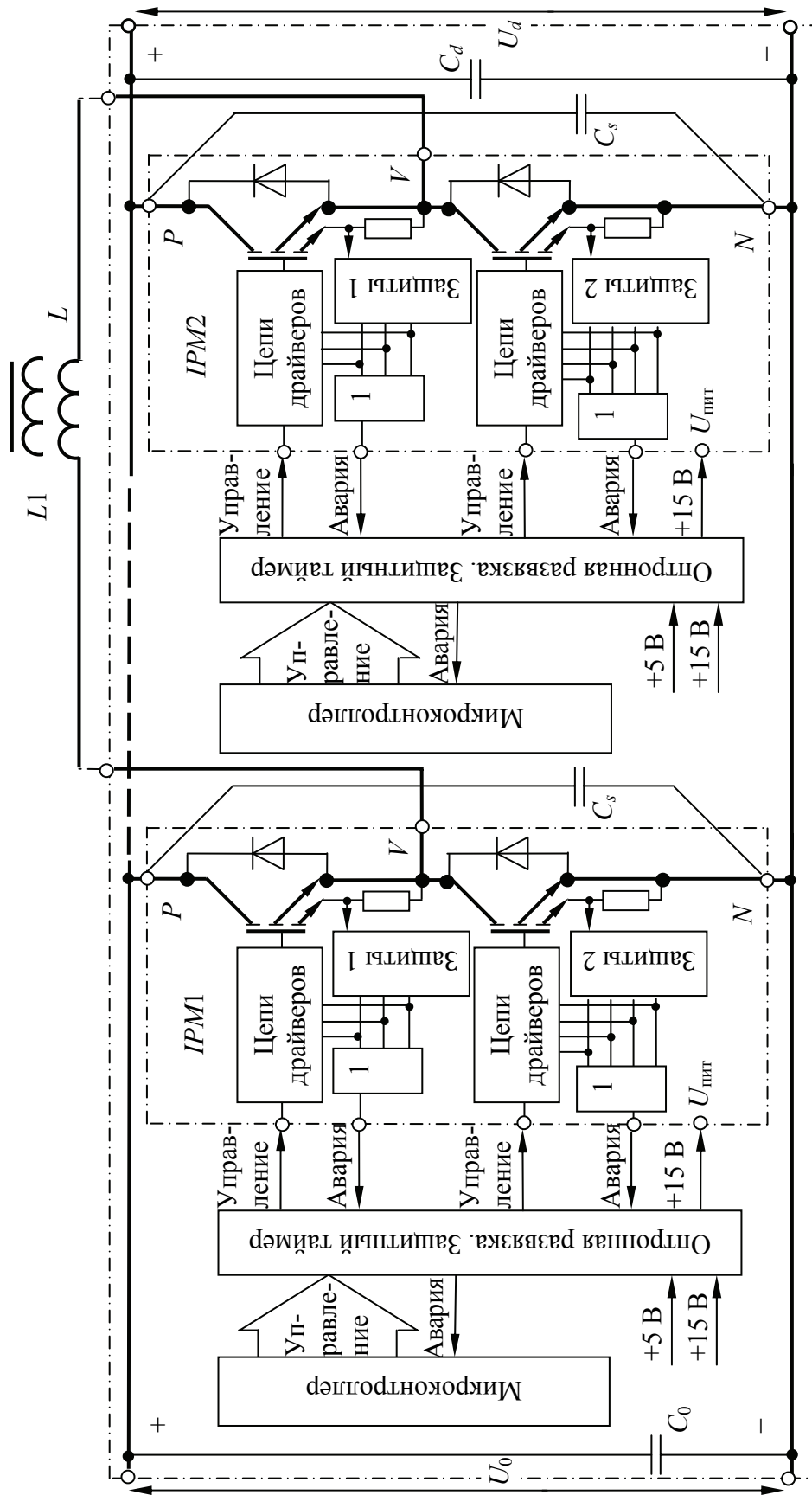


Рис. 12.5. Структурная схема модуля коммутатора

Все возможные коммутации обмоток двигателя указанных электроприводов обеспечивает схема несимметричного моста. Если в схеме между выводами P модулей $IPM1$ и $IPM2$ поставить переключку (пунктирная линия), т. е. $U_d = U_0$, и управлять в приведенной схеме транзисторами только одной диагонали $VT1...VT4$ или $VT2...VT3$, то обеспечивается несимметричная схема коммутатора, в которой имеем два $IGBT$ -ключа и два быстровосстанавливающегося диода, находящихся в транзисторном модуле второй диагонали. Рассмотренная схема модуля позволяет выполнять повышающе-понижающее двунаправленное преобразование постоянного тока. Для этого должна отсутствовать переключка между выводами P модулей $IPM1$ и $IPM2$.

Вместо обмотки двигателя подключается высокочастотный дроссель специальной конструкции и устанавливаются электролитические конденсаторы C_d и C_0 большей емкости, чем эти же конденсаторы при схеме коммутатора. При передаче энергии слева направо используется несимметричный мост, причем управление ключами ведется раздельное: $VT1$ работает в режиме ШИМ ($VT4$ выключен) при понижении напряжения, т. е. когда $U_d < U_0$, или $VT4$ работает в режиме ШИМ ($VT1$ выключен) при повышении напряжения, т. е. когда $U_d > U_0$. Если исключить из схемы $IPM2$, а вывод 2 дросселя $L1$ присоединить к $+U_d$, то образуется схема понижающего преобразователя. Если исключить из схемы $IPM1$, а вывод 1 дросселя $L1$ присоединить к $+U_d$, то образуется схема повышающего преобразователя постоянного тока при том же направлении передачи энергии. Для обеспечения двунаправленной передачи энергии при $U_d < U_0$ достаточно оставить в схеме $IPM1$ и раздельно использовать ключ $VT1$ для передачи энергии слева направо, а ключ $VT2$ для передачи энергии справа налево. При $U_d > U_0$ в схеме остается $IPM2$, в котором раздельно используется ключ $VT4$ для передачи энергии слева направо, а ключ $VT3$ для передачи энергии справа налево.

Для электроприводов постоянного тока применяется модуль выпрямителя, структурная схема которого приведена на рис. 12.6. Этот модуль обеспечивает работу двигателя с четырехквadrантными механическими характеристиками. Наличие входного LC -фильтра придает модулю характер активного выпрямителя, формирующего достаточно синусоидальную форму тока в питающей выпрямитель сети переменного тока. В режиме рекуперации энергии в сеть модуль работает как инвертор, ведомый сетью, а в режиме потребления

энергии из сети – как три согласованно управляемых двунаправленных повышающих преобразователя постоянного тока. Для обеспечения требуемого уровня напряжения на стороне постоянного тока используется датчик напряжения U_0 , а для управления потоком энергии из сети в цепь постоянного тока или обратно применяется датчик тока i_0 . Для ограничения тока заряда конденсатора фильтра C_0 через обратный мост активного выпрямителя при его подключении к сети используется ограничительный резистор R , который шунтируется после заряда конденсатора контактом K контактора по команде микроконтроллера.

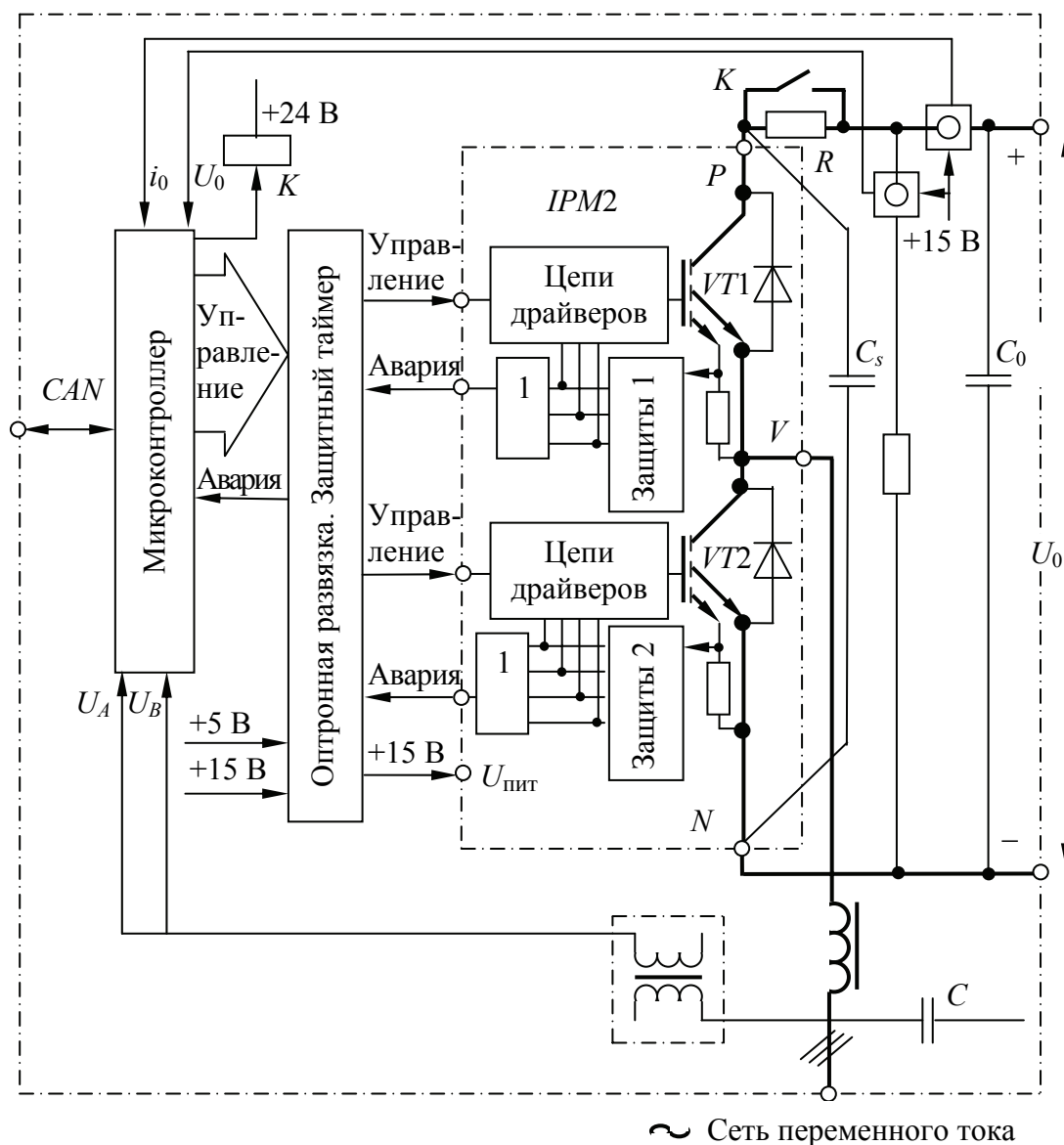


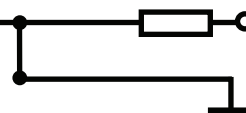
Рис. 12.6. Структурная схема модуля выпрямителя

Ограничение до безопасных пределов напряжения на силовых выводах (коллектор – эмиттер) достигается применением пассивных снабберных цепей, активным ограничением напряжения или регулировкой скорости переключения с помощью схемы управления затвором.

MOSFET-транзистор способен поглощать без повреждения лавинную энергию высоких значений, что позволяет им безопасно работать на индуктивную нагрузку, в отличие от *IGBT*. Основные схемы снабберных цепей показаны на рис. 12.4 (см. на с. 164). Пассивные снабберные цепи предназначены для ограничения уровня перенапряжений, вызванных наличием паразитных индуктивностей шин питания. При коммутации тока I_k в индуктивности шины L_k запасается энергия: $E = 0,5L_k I_k^2 / C$. При наличии снабберной емкости эта энергия переходит в конденсатор, номинал которого определяет уровень перенапряжения: $\Delta U = L_k I_k^2 / C$. Накопленная в емкости энергия должна быть сброшена на снабберный резистор или шину питания до следующего цикла коммутации тока. Простейший способ ограничения выбросов напряжения на силовой шине питания – установка снабберной емкости непосредственно на выводы питания модуля. Этот метод оказывается вполне пригодным для большинства схем инверторов средней мощности, номинал конденсатора обычно выбирается в диапазоне 0,1...2,0 мкФ. Чтобы подавить паразитные генерации, наводимые в контуре, образованном емкостью снаббера и индуктивностью шины, применяют *RC*-снабберы. Такие схемы рекомендуются для низковольтных силовых схем, построенных, как правило, на *MOSFET*. В мощных высокочастотных преобразователях используются *RCD*-снабберы, примеры которых приведены на рис. 12.4, в, г. Основное требование, предъявляемое к диоду снаббера, – минимальная индуктивность выводов. Естественно, что топология снабберной схемы должна обеспечивать низкую распределенную индуктивность связей.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Лекция 13



Двигатель постоянного тока независимого возбуждения представляет собой электрическую машину, которая имеет силовую обмотку, расположенную на вращающемся якоре машины, и обмотку возбуждения, создающую основной магнитный поток машины и размещенную на ее полюсах. Каждая из указанных обмоток в общем случае получает напряжение питания от независимых источников постоянного тока, что образует два канала управления двигателем постоянного тока. По ним выполняется регулирование скорости, момента двигателя путем изменения с помощью полупроводниковых преобразователей напряжения, подаваемого на указанные обмотки. Эти статические преобразователи электрической энергии переменного тока в постоянный в общем случае состоят: из согласующего трансформатора, блока полупроводниковых управляемых или неуправляемых силовых ключей и выходного фильтра. Согласующий трансформатор необходим для согласования значения входного в преобразователь напряжения с номинальным значением обмотки якоря используемого двигателя. Блок полупроводниковых неуправляемых силовых ключей применяется для получения наибольшего значения выпрямленного напряжения, блок полупроводниковых управляемых силовых ключей используется для получения изменяющегося по значению выпрямленного напряжения вплоть до наибольшего его значения. Выходной фильтр применяется для уменьшения пульсаций напряжения на выходе преобразователя или тока в нагрузке. Полупроводниковые преобразователи имеют:

1) высокий КПД, обусловленный высоким быстродействием силовых ключей и незначительным падением напряжения на ключах в открытом их состоянии;

2) незначительную инерционность;

3) высокую надежность при использовании быстродействующей защиты и модульно-блочного конструктивного исполнения преобразователя.

К недостаткам относят:

– низкий коэффициент мощности при большом диапазоне регулирования выходного напряжения преобразователя;

– искажения формы входного питающего преобразователь напряжения, вызванные коммутацией его силовых ключей;

– повышенный уровень излучаемых радиопомех.

Преобразователи классифицируются по мощности, напряжению, числу фаз питающего напряжения, схеме выпрямления, способу управления силовой частью. Классификация по мощности достаточно условная. Преобразователи до 5 кВт считают маломощными, до 20 кВт – средней мощности, свыше 20 кВт – мощными. Преобразователи, имеющие выходное напряжение до 250 В, принято называть низковольтными, до 1000 В – среднего напряжения и выше 1000 В – высоковольтными. В зависимости от числа фаз входного напряжения преобразователи подразделяются на однофазные и трехфазные. По схеме выпрямления различают однофазные двухполупериодные со средней точкой, однофазные мостовые несимметричные и симметричные, трехфазные со средней точкой, трехфазные мостовые несимметричные и симметричные схемы. Системы управления силовой частью преобразователя по способу построения подразделяются на горизонтальные и вертикальные.

В электрооборудовании полиграфических машин имеют место маломощные и средней мощности электроприводы с низковольтными преобразователями. Преобразователи этих электроприводов построены в основном по однофазной мостовой несимметричной и симметричной схемам для электроприводов малой мощности, преобразователи электроприводов средней мощности – по трехфазной мостовой несимметричной и симметричной схемам. В основу получения регулируемого по значению выходного напряжения преобразователя положен фазовый способ, т. е. изменение времени включения силового ключа (времени подачи импульса управления) по отношению к точке перехода синусоидального

напряжения, прикладываемого к этому ключу, через нуль. Это значение угла и определяет запаздывание в работе преобразователя, длительность работы преобразователя на нагрузку в течение полупериода входного напряжения. В издании будут рассмотрены преобразователи, наиболее часто встречаемые в электрооборудовании полиграфических машин.

Остановимся на некоторых особенностях работы выпрямительных преобразователей на примере нулевой схемы преобразователя (рис. 13.1). В данной схеме используется только один полупериод входного напряжения питания в зависимости от того, как включены полупроводниковые ключи. В рассматриваемой схеме используются положительные полупериоды ЭДС, которые присутствуют в фазах вторичных обмоток согласующего трансформатора и которые сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi / m$, где m – число фаз питающего напряжения. Падением напряжения на включенном ключе пренебрежем, и тогда указанные ЭДС могут рассматриваться как потенциалы концов обмоток относительно нулевой точки, т. е. это потенциалы на входе ключей, которые будем считать безынерционными.

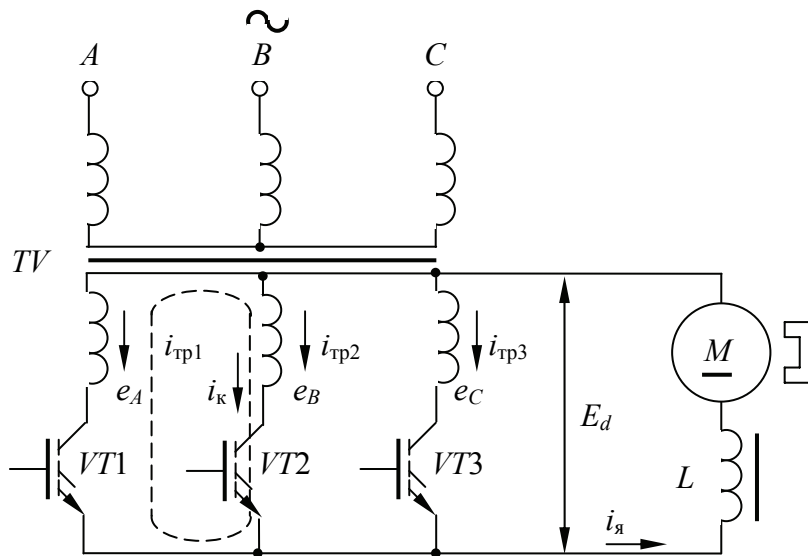


Рис. 13.1. Нулевая схема выпрямителя

Если положить, что ключи выпрямителя (*IGBT*) работают как диоды, то каждый из них будет пропускать ток тогда, когда потенциал эмиттера выше потенциала его коллектора. В промежутке времени $t_1 \dots t_2$ ток пропускает только ключ *VT1*, поскольку ЭДС фазы *A*, приложенная к ключам *VT2*, *VT3*, превышает ЭДС других

фаз, тем самым запирая эти ключи (рис. 13.2). В момент t_2 ЭДС фазы B становится равной ЭДС фазы A , а затем превышает ее. С этого момента начинает пропускать ток ключ VT_2 , а ключи VT_1 , VT_3 будут заперты. Процесс перехода тока с одного ключа на другой под действием ЭДС вторичных обмоток трансформатора называется естественной коммутацией ключей. Время $t_2 \dots t_3$ носит название интервала естественной коммутации, характеризующегося углом коммутации γ . В этом режиме среднее значение выпрямленной ЭДС находится из выражения

$$E_0 = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \sqrt{2}E_2 \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{\frac{\pi}{m}}.$$

За начало координат при интегрировании принимается точка $\omega t = \pi / 2$, а E_2 – это действующее значение ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Максимальное значение выпрямленной ЭДС в нулевой схеме составляет $E_0 = 1,17E_2$, в мостовой – $E_0 = 2,34E_2$.

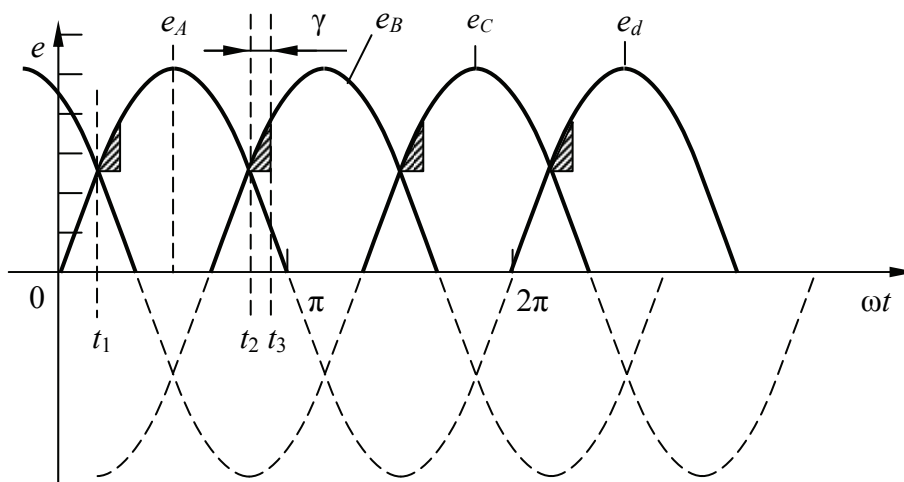


Рис. 13.2. Эпюры ЭДС неуправляемого выпрямителя

Управляемые ключи преобразователя позволяют регулировать напряжение на его выходе, что достигается открыванием их (например, $IGBT$) в соответствующие моменты времени относительно точки естественного открывания t_2 . Смещение импульса управления ключом относительно этой точки, т. е. изменение фазового угла управления α , задерживает вступление в работу очередного ключа и продлевает работу предыдущего. В этом режиме среднее значение выпрямленной ЭДС будет пропорционально углу управления α :

$$E_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{m-\alpha}}^{\frac{\pi}{m+\alpha}} \sqrt{2}E_2 \cos(\omega t) d(\omega t) =$$

$$= \frac{\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{\frac{\pi}{m}} \cos \alpha = E_0 \cos \alpha.$$

В рабочих режимах электропривода напряжение на обмотке якоря меньше среднего значения выпрямленной ЭДС преобразователя. Это объясняется падением напряжения на эквивалентном активном сопротивлении преобразователя току нагрузки, падением напряжения, связанным с процессом коммутации ключей, падением напряжения на включенных ключах. Падение напряжения на включенных ключах считается постоянным и равным $\Delta U_{\text{кл}} = 0,4 \dots 0,8$ В. Падение напряжения на эквивалентном активном сопротивлении преобразователя $R_{\text{экв}}$ току нагрузки $I_{\text{нагр}}$ пропорционально этому току:

$$\Delta U_{\text{пр}} = I_{\text{нагр}} R_{\text{экв}},$$

где

$$R_{\text{экв}} = R_{\text{тр}} + \frac{m x_{\text{тр}}}{2\pi} + R_{\text{сх}}.$$

Здесь $R_{\text{тр}} = R_2 + R_1 \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2$, $x_{\text{тр}} = x_2 + x_1 \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2$, а R_1 , x_1 , w_1 – со-

ответственно активное, индуктивное сопротивления и количество витков первичной обмотки трансформатора; R_2 , x_2 , w_2 – соответственно активное, индуктивное сопротивления и количество витков вторичной обмотки трансформатора; $R_{\text{сх}}$ – активное сопротивление соединений схемы преобразователя; m – количество пульсов выпрямленного тока. Падение напряжения в преобразователе в процессе коммутации самое значительное. Процесс коммутации не мгновенный, что объясняется действием индуктивности рассеяния вторичных обмоток трансформатора. Она поддерживает ток в вентиле, выходящем из работы, и уменьшает ток в вентиле, входящем в работу, что создает период, когда ток проходит через два вентиля. Фазовый угол, соответствующий этому периоду, называют периодом коммутации.

При естественной коммутации ключей ($\alpha = 0$) в ее контуре (на рис. 13.1 (см. на с. 171) он обозначен пунктиром) действует разность ЭДС $e_B - e_A$, эюра которой обозначена на рис. 13.2 пунктиром (см. на с. 172). ЭДС, образующие эту разность, синусоидальны и сдвинуты друг относительно друга по фазе на угол $2\pi / m$. Тогда эту разность можно представить в следующем виде:

$$e_B - e_A = -2\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right).$$

Разность ЭДС уравнивается ЭДС самоиндукции в контуре, составленном из обмоток фаз A и B трансформатора и вентилях $VT1$ и $VT2$:

$$e_B - e_A = -2\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) = \frac{2x_{\text{тр}} di_{\text{к}}}{d(\omega t)},$$

где $i_{\text{к}}$ – ток контура коммутации.

Для вентиля $VT2$ ток $i_{\text{к}}$ является реальным током, а для ранее работавшего вентиля $VT1$ этот ток направлен навстречу существующему току и представляет собой ту часть, на которую уменьшается ток $i_{\text{тр}1}$. Общий ток в нагрузке (в обмотке якоря двигателя) составит $i_{\text{я}} = i_{\text{тр}2} + i_{\text{тр}1}$. Когда в вентиле $VT2$ ток станет равным $i_{\text{я}}$, ток в вентиле $i_{\text{тр}1}$ уменьшится до нуля и процесс коммутации закончится. Проинтегрируем вышеприведенное уравнение в пределах $t_2 - t_3$ и получим значение тока в этот период:

$$\begin{aligned} I_{\text{к}} &= \frac{\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{x_{\text{тр}}} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \gamma} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) d(\omega t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{x_{\text{тр}}} (1 - \cos\gamma). \end{aligned}$$

Отсюда определяется угол коммутации:

$$\gamma = \arccos\left(1 - \frac{I_{\text{к}} x_{\text{тр}}}{\sqrt{2}E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}\right) = \arccos\left(1 - \frac{I_{\text{к}} x_{\text{тр}}}{E_0 \frac{\pi}{m}}\right).$$

В период коммутации потенциал общей точки вентиля, который должен иметь значение e_B , равен полусумме ЭДС двух фаз $(e_A + e_B) / 2$. В конце процесса коммутации, когда клапан $VT1$ закрывается, этот потенциал скачком увеличивается до значения определяемой ЭДС фазы B . В результате среднее значение напряжения уменьшится на величину

$$\Delta U_{\kappa} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \gamma} \frac{1}{2} (e_B - e_A) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{\frac{2\pi}{m}} (1 - \cos\gamma) = \frac{I_{\kappa} x_{\text{тр}}}{\frac{2\pi}{m}}.$$

В регулируемом преобразователе $\alpha \neq 0$ и угол коммутации изменяется не только в функции тока нагрузки, но и в функции угла управления. В этом режиме период коммутации сдвигается на угол α , и выражение тока здесь запишется так

$$I_{\kappa} = \frac{\sqrt{2} E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{x_{\text{тр}}} (\cos(\alpha + \gamma) - \cos\alpha).$$

Это выражение называют уравнением коммутации. Из этого выражения определяется угол коммутации при регулировании напряжения на выходе преобразователя:

$$\gamma = \arccos \left(\cos\alpha - \frac{I_{\kappa} x_{\text{тр}}}{\sqrt{2} E_2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)} \right) - \alpha.$$

В принципе максимальный угол коммутации $\gamma_{\text{max}} \approx 15 \dots 18$ эл. град.

Таким образом, определив все падения напряжения в схеме управляемого преобразователя, можно считать, что среднее выпрямленное напряжение на его выходе составит

$$U_d = E_2 \cos\alpha - \Delta U_{\text{кл}} - \Delta U_{\text{пр}} - \Delta U_{\kappa}.$$

Вышеприведенное выражение представляет собой внешнюю характеристику преобразователя, которая показывает, что с увеличением тока нагрузки (тока якоря) напряжение на выходе преобразователя уменьшается.

Вышеизложенное относится к режиму непрерывных токов, эпюры напряжения которого приведены на рис. 13.3.

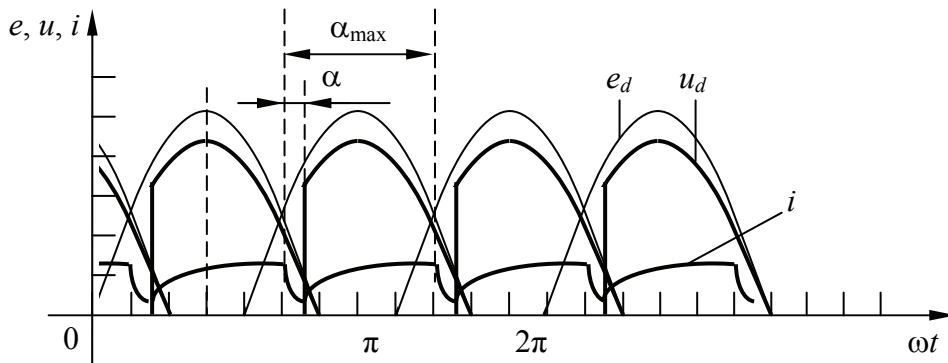


Рис. 13.3. Эпюры ЭДС, напряжения преобразователя и непрерывного тока в нагрузке при малых углах управления α

При уменьшении напряжения на выходе преобразователя определенное соотношение индуктивности и тока нагрузки приводит к режиму прерывистых токов, эпюры напряжения которого представлены на рис. 13.4.

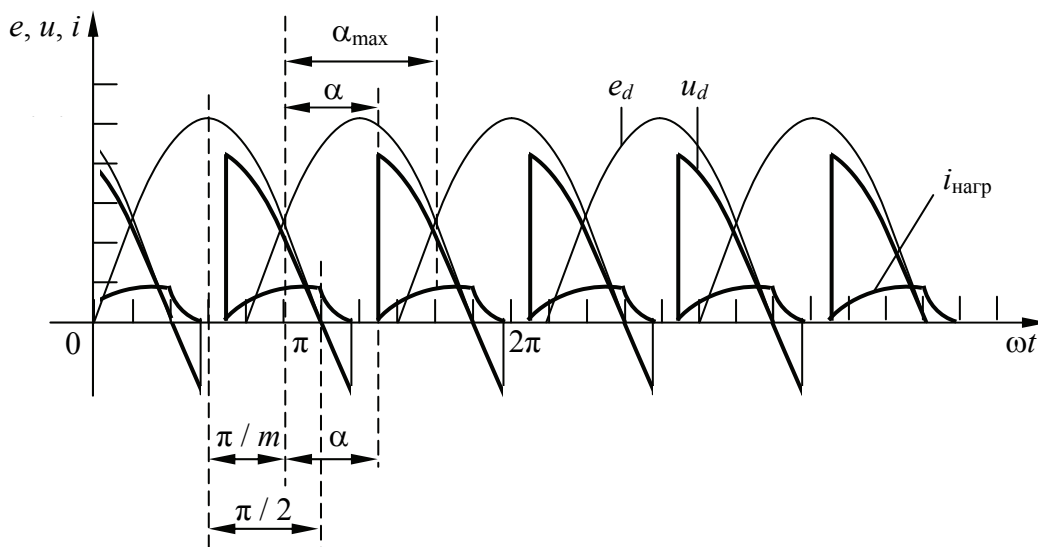


Рис. 13.4. Эпюры ЭДС, напряжения преобразователя и прерывистого тока в нагрузке при больших углах управления α

Режим прерывистых токов может наступить при незначительной индуктивности и небольших токах нагрузки, а если пренебречь падением напряжения в преобразователе, то эта ситуация возникает при углах управления $\alpha > \pi / 2 - \pi / m$.

Среднее значение выпрямленной ЭДС в таких режимах определяется по формуле

$$E_{\text{cp}} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin(\omega t) d(\omega t) =$$

$$= \frac{\sqrt{2} E_2}{\frac{2\pi}{m}} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) \right) = E_0 \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}.$$

В режиме прерывистых токов ток нагрузки вызывает значительно большее уменьшение напряжения, чем в режиме непрерывных токов. Результатом такого действия является уменьшение модуля жесткости внешних характеристик преобразователя.

Имеется определенная связь между углом регулирования α и граничным током нагрузки, разделяющим два этих режима. По мере уменьшения напряжения холостого хода значение граничного тока увеличивается, и режим прерывистых токов распространяется до больших значений тока нагрузки. Указанная зависимость определяется формулой

$$I_{\text{гр}} = \frac{E_0}{x_{\text{тр}} + x_{\text{нагр}}} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{m}\right) \right) \sin \alpha.$$

На рис. 13.5 приведены внешние характеристики регулируемого преобразователя при различных углах управления α . Штриховой линией обозначена граница между зонами (слева) прерывистых и (справа) непрерывных токов, которая представляет собой дугу эллипса.

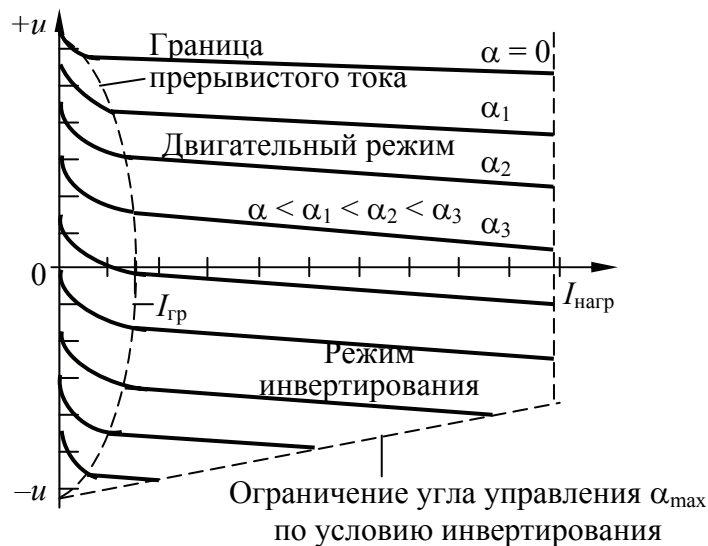


Рис. 13.5. Внешние характеристики регулируемого преобразователя

Преобразователи, собранные по мостовым схемам, принципиально работают так же, как и собранные по нулевым схемам, только они обеспечивают более высокое выпрямленное напряжение, меньшую переменную составляющую, более высокую частоту пульсаций напряжения и тока, лучшее использование мощности согласующего трансформатора.

Управляемый преобразователь может работать не только в выпрямительном режиме, но и в инверторном, когда возникает ситуация рекуперативного торможения электропривода, т. е. возврата запасенной электроприводом электрохимической энергии в источник питания – управляемый преобразователь. На рис. 13.6 представлена упрощенная схема электропривода, соответствующая выпрямительному режиму работы преобразователя. Его регулировочные свойства учитываются источником регулируемой ЭДС $E_0 \cos \alpha$, а односторонняя проводимость полупроводниковых ключей – вентилем $V_{\text{выпр}}$. В этом режиме угол управления $\alpha < \pi / 2$ и положительное значение $E_0 \cos \alpha$ превышает ЭДС двигателя.

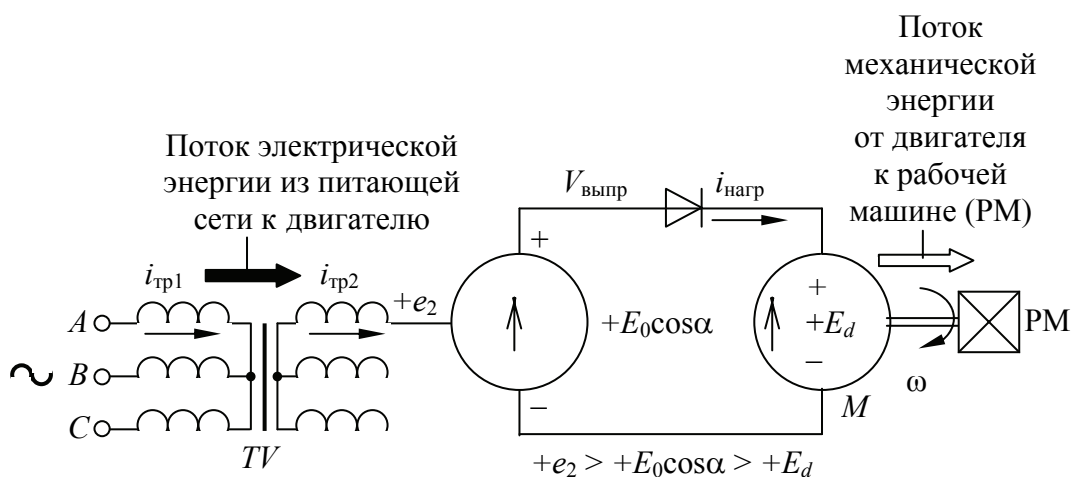


Рис. 13.6. Упрощенная схема электропривода при работе преобразователя в выпрямительном режиме

На рис. 13.7 приведена упрощенная схема электропривода, соответствующая инверторному режиму работы преобразователя.

Здесь для получения отрицательного значения $E_0 \cos \alpha$ угол управления должен быть $\alpha > \pi / 2$, а ЭДС двигателя должна быть больше среднего значения ЭДС преобразователя, т. е. возврат энергии происходит в отрицательные полупериоды напряжения питающей сети. Переход от одного отрицательного полупериода к

другому осуществляется с периодичностью, обусловленной частотой напряжения питающей сети, что называется естественной коммутацией силовых ключей преобразователя, а сам он – инвертором, ведомым сетью. При выполнении режима инвертирования угол α увеличивают, и, исходя из неравенства $E_0 \cos \alpha < 0$, его максимальное значение не должно превышать π . Однако для надежного запирания силовых ключей в положительный полупериод это значение угла должно быть уменьшено на угол коммутации, а также следует учесть и время восстановления ключами своих запирающих свойств. Этот учет оценивается углом δ , максимальное значение которого не превышает $\delta_{\max} \approx 2$ эл. град. Таким образом, максимальный допустимый угол управления в инверторном режиме составит $\alpha = \pi - (\gamma + \delta)$. Это ограничивает ЭДС на выходе преобразователя, а следовательно, значение максимальной скорости двигателя, при которой схема может быть переведена в инверторный режим.

Для реверсивных управляемых электроприводов постоянного тока необходимы преобразователи, позволяющие изменять на своем выходе полярность напряжения. Это двухкомплектные схемы преобразователей, в которых комплекты могут соединяться по перекрестной или встречно-параллельной схеме. В первом случае каждый комплект вентиля питается от отдельной вторичной обмотки согласующего трансформатора, во втором – оба комплекта присоединены к одной вторичной обмотке такого трансформатора.

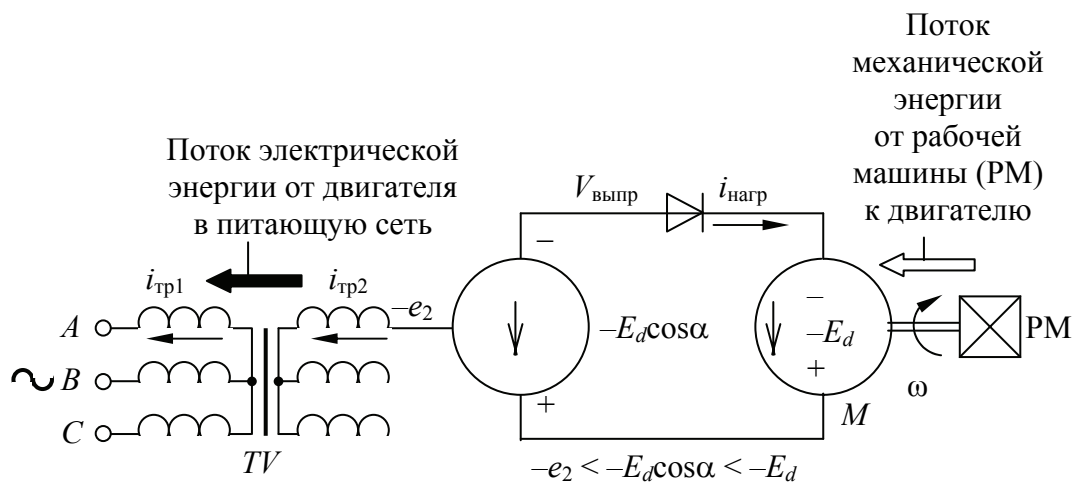


Рис. 13.7. Упрощенная схема электропривода при работе преобразователя в инверторном режиме

Наибольшее применение получили преобразователи со встречно-параллельной схемой (рис. 13.8).

В приведенном примере каждый управляемый преобразователь $UZ1$, $UZ2$ собран по мостовой схеме, в каждом плече которой имеется IGB -транзистор. Каждый комплект транзисторов управляется индивидуальной системой управления СИФУ1 и СИФУ2. Управление комплектами может быть отдельным или совместным. При отдельном управлении комплекты транзисторов работают поочередно.

Для получения механических характеристик электропривода, например, в I и IV квадрантах используется один комплект, а для II и III квадрантов – другой. Поэтому для работы достаточно иметь одну систему управления выпрямительными комплектами. В этом случае внешние характеристики каждого преобразователя совпадают с такими же характеристиками однокомплектного не-реверсивного электропривода.

Однако при переходе из I во II и из III в IV квадранты появляется неоднозначность характеристик, связанная с возникновением зоны прерывистого тока и изменением модуля жесткости механических характеристик. Появляется и фактор, уменьшающий динамические свойства такого электропривода, вызванный тем, что необходима выдержка времени при переходе работы системы управления с одного комплекта на другой. При совместном управлении каждый комплект преобразователя имеет собственную систему управления, как в приведенном примере. Управляющие импульсы на транзисторы обоих комплектов подаются одновременно. При этом один комплект работает в выпрямительном режиме, второй подготовлен к работе в инверторном режиме.

Углы управления транзисторами комплектов связаны соотношением $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$.

Особенностью совместного управления является наличие уравнительного тока во внутреннем контуре, составленном из встречноключенных комплектов. Этот уравнительный ток снижает КПД электропривода, однако позволяет избежать зоны прерывистых токов при малых токах нагрузки настройкой определенного значения начального угла управления. В результате этого переход из выпрямительного режима в инверторный облегчается, а внешние характеристики реверсивного преобразователя становятся прямолинейными.

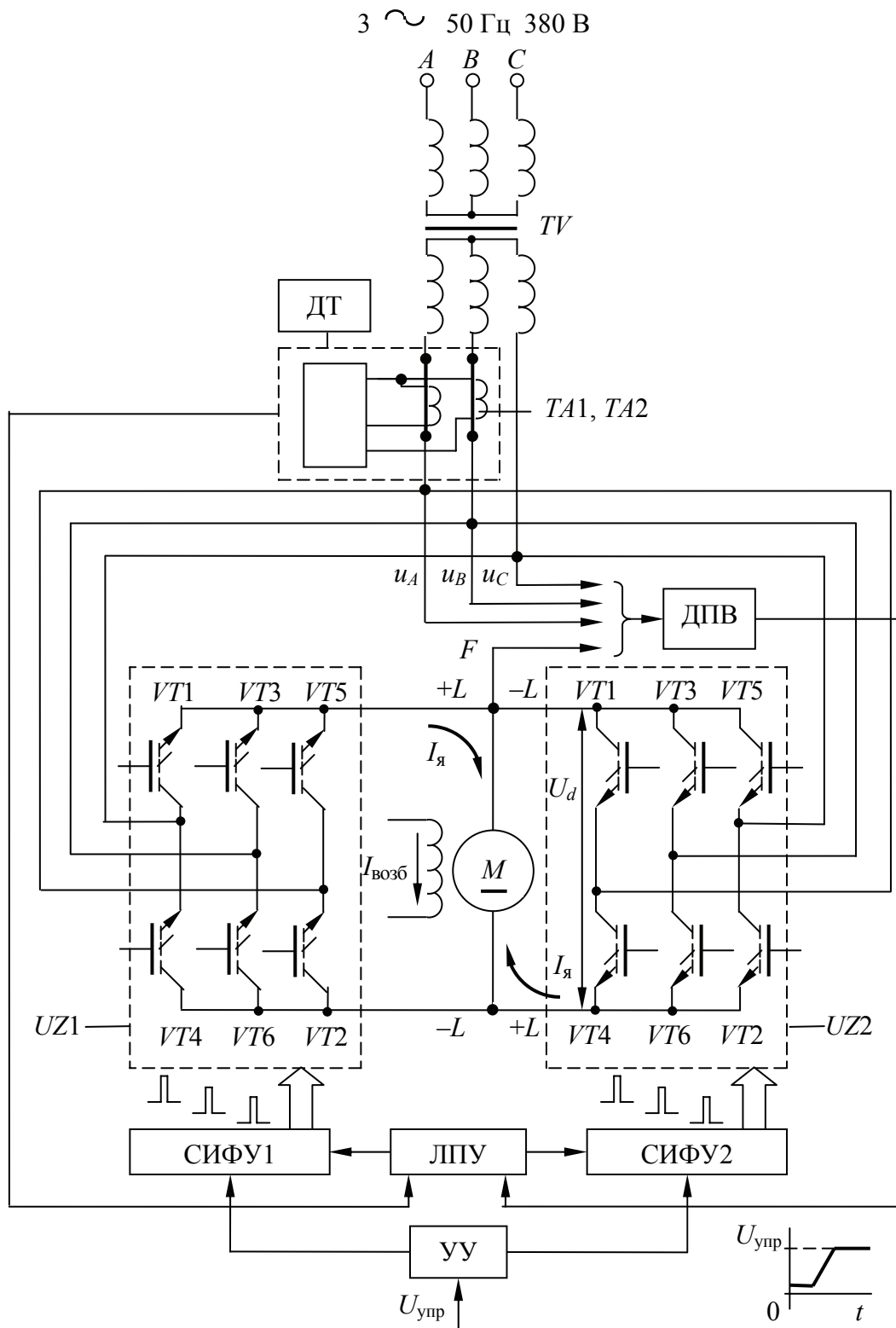


Рис. 13.8. Схема преобразователя для реверсивного управления двигателем постоянного тока по цепи якоря

Повысить энергетические показатели электропривода можно использованием при согласованном управлении датчика проводимости клапанов (ДВП) каждого комплекта преобразователя (рис. 13.9). Указанный датчик контролирует проводящее ток состояние клапанов комплектов и через логическое переключающее устройство (ЛПУ) разрешает работу одной системы управления, например СИФУ1, управляющей комплектом $UZ1$, находящимся в выпрямительном режиме, и запрещает работу другой системы СИФУ2, управляющей комплектом $UZ2$, подготовленным к работе в инверторном режиме. Переход преобразователя из выпрямительного режима в инверторный произойдет только тогда, когда ток через все клапаны комплекта $UZ1$ станет равным нулю, и они закроются. Тогда ЛПУ снимет запрет на работу СИФУ2, и комплект $UZ2$ обеспечит работу электропривода в рекуперативном режиме. Работа схемы ДВП основана на контроле напряжения на силовых ключах выпрямителя: в непроводящем состоянии напряжение на силовых ключах высокое, в проводящем состоянии – низкое, на уровне $0,4 \dots 0,8$ В (рис. 13.9). Таким образом, ДВП определяет бес-токовую паузу в работе комплектов преобразователя и с помощью ЛПУ передает управление силовыми ключами с одного комплекта на другой, меняя полярность напряжения U_d на обмотке якоря двигателя, что позволяет двигателю поменять направление вращения или, если ЭДС вращения двигателя больше значения выпрямленного напряжения преобразователя, перевести один комплект выпрямителя в инверторный режим.

Рассмотрим работу ДВП, который состоит: из трех двухполярных нуль-органов на транзисторах $V1 \dots V4$, $V2 \dots V5$, $V3 \dots V6$; из схемы ИЛИ на транзисторах $V7$, $V8$, $V9$; транзисторного ключа $V10$; узла гальванической развязки на оптроне $V11$; выходного транзистора $V12$. Гальваническая развязка предотвращает проникновение контролируемого на силовом ключе напряжения в слаботочную часть схемы управления. При проводящем состоянии хотя бы одного из контролируемых клапанов (транзисторов, тиристоров), например $VT2$, соответствующий двухполярный нуль-орган ($V2 \dots V5$) фазы B закрыт. Транзистор $V8$ схемы ИЛИ открыт, а транзисторный ключ $V10$ закрыт. Оptron $V11$ находится в непроводящем состоянии. За счет создавшегося смещения базы транзистор $V12$ открыт и на его выходе имеется логический нуль, запрещающий переключение логическим устройством импульсов на управление клапанами другого комплекта.

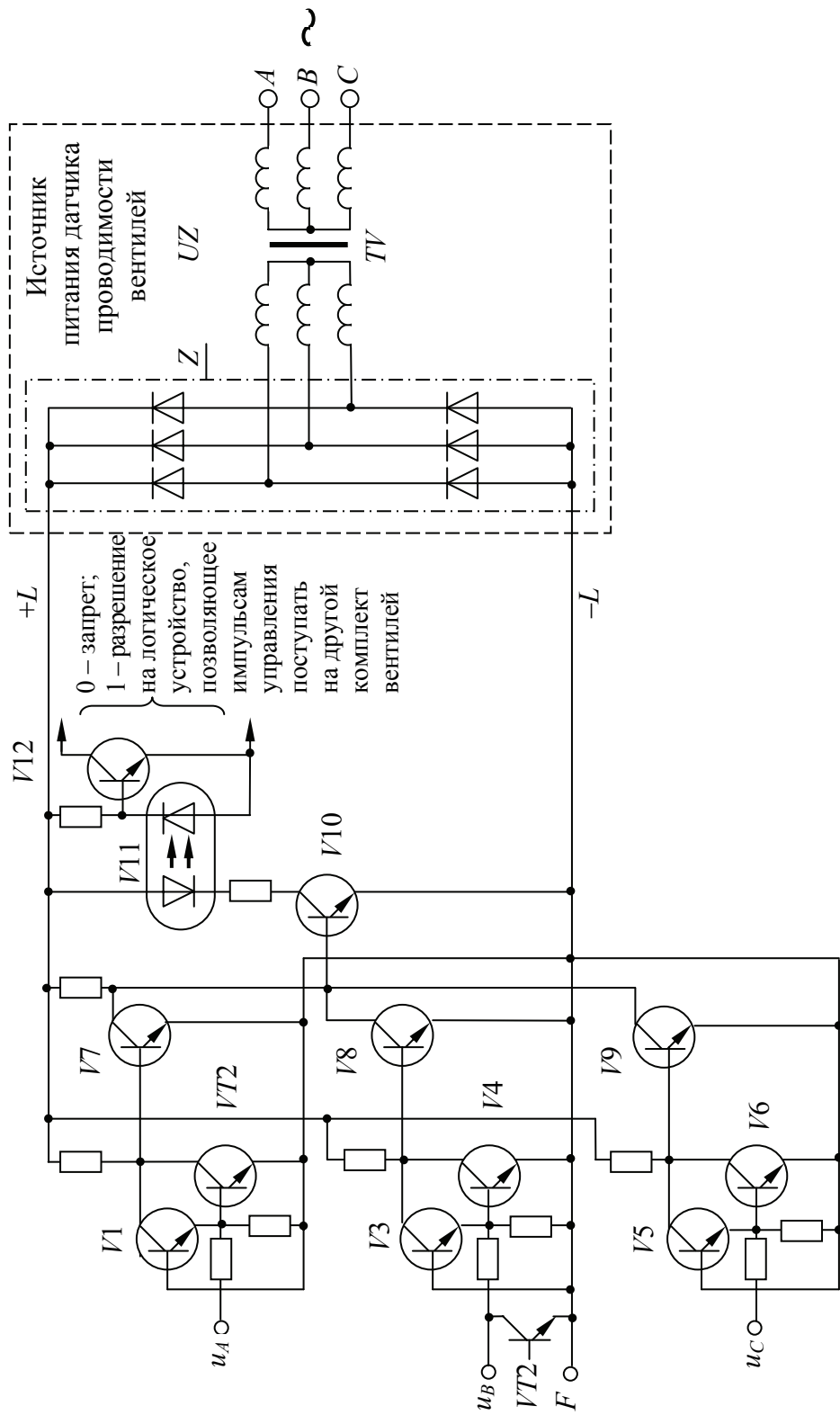


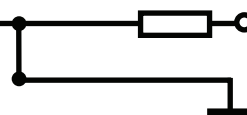
Рис. 13.9. Схема датчика проводимости вентилей

При закрытых вентилях всех трех плеч преобразователя нуль-органы открыты, транзисторы $VT7...VT9$ сборки ИЛИ закрыты, транзисторный ключ $V10$ открыт, светодиод оптрона $V11$ включен, а выходной каскад $V12$ закрыт, на выходе появляется логическая единица, разрешающая переключение логическим устройством импульсов на управление вентилями другого комплекта. ДВП имеет индивидуальный источник питания транзисторной схемы, выполненный на трансформаторе TV и трехфазном выпрямителе UZ .

Все значения тока при работе электропривода контролирует датчик тока (ДТ), включенный на стороне переменного тока, т. е. на входе преобразователя. При превышении током предельных значений, определенных настройкой систем управления, ЛПУ накладывает запрет на работу СИФУ1 и СИФУ2, тем самым выводя преобразователь из работы. Задание скорости, интенсивности ее нарастания определяется управляющим устройством (УУ).

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ШИМ-УПРАВЛЕНИЕМ

Лекция 14



Использование модуляции для регулирования напряжения постоянного тока, подаваемого на нагрузку, является распространенным приемом. Отметим три способа модуляции:

1) широтно-импульсная модуляция (ШИМ), при которой период модуляции постояен, а переменным является время приложения постоянного по значению напряжения к нагрузке. Обозначим его как время работы $t_{\text{раб}}$. Оно определяется средними значениями напряжения и тока на нагрузке;

2) частотно-импульсная модуляция (ЧИМ), при которой время приложения постоянного по значению напряжения к нагрузке неизменно в течение периода модуляции, а сам период переменен, т. е. частота модуляции определяется средними значениями напряжения и тока на нагрузке;

3) широтно-частотная модуляция (ШЧМ), при которой и период модуляции, и время приложения постоянного по значению напряжения к нагрузке переменны и определяются средними значениями напряжения и тока на нагрузке.

В электроприводе наибольшее распространение получила широтно-импульсная модуляция. Эпюры напряжения и тока при однополярной ШИМ приведены на рис. 14.1, где $t_{\text{раб}}$ – длительность импульса напряжения, приложенного к нагрузке; $t_{\text{паузы}}$ – время паузы; $t_{\text{мод}}$ – период модуляции.

Соотношение времени работы к периоду модуляции оценивается продолжительностью включения $\gamma = t_{\text{раб}} / t_{\text{мод}}$. Среднее напряжение за период модуляции определяется выражением

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{t_{\text{мод}}} \int_0^{t_{\text{раб}}} U_{\text{пит}} dt = \gamma U_{\text{пит}}.$$

Такое ШИМ-напряжение достаточно рационально реализуется полупроводниковыми преобразователями, которые в большинстве случаев для нужд полиграфического оборудования выполняются на транзисторах. Пример такого преобразователя представлен на рис. 14.2.

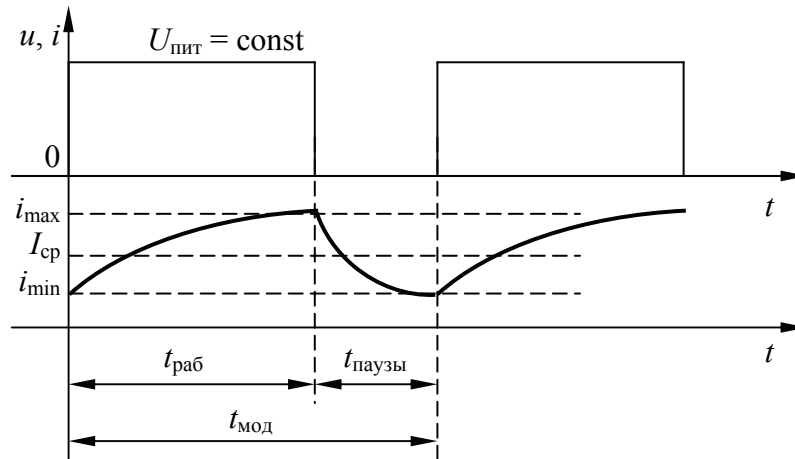


Рис. 14.1. Эпюры напряжения и тока однополярной ШИМ

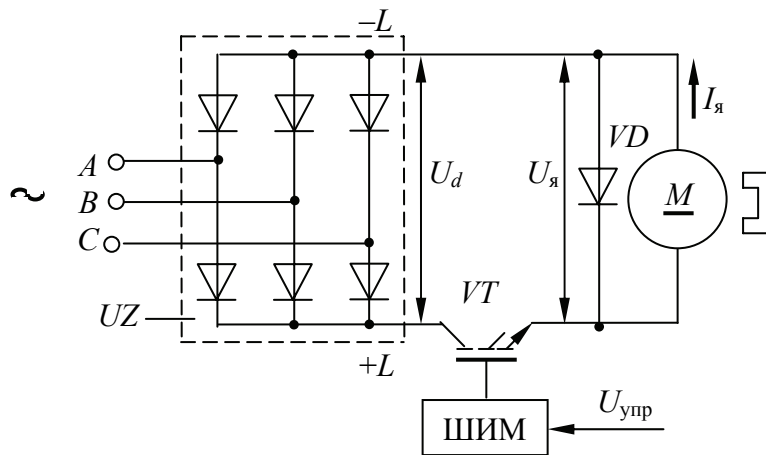


Рис. 14.2. Схема преобразователя для получения ШИМ-напряжения для двигателя постоянного тока

Напряжение питания $U_{\text{пит}} = U_d$, постоянное по значению, получается за счет применения неуправляемого выпрямителя (однофазного при малых мощностях или трехфазного при больших

мощностях нагрузки). Транзисторным ключом VT обмотка якоря двигателя с периодом модуляции подсоединяется к нерегулируемому напряжению U_d . В рабочую часть периода $t_{\text{раб}}$ двигатель потребляет энергию от источника питания, расходуя ее на совершение полезной работы и на накопление кинетической и электромагнитной энергии. Во время паузы транзистор VT выключен, и ток по цепи якоря протекает за счет накопленной энергии через диод VD под действием ЭДС двигателя. Период модуляции задается системой управления ШИМ в соответствии с напряжением управления $U_{\text{упр}}$, определяющим необходимые средние значения напряжения и тока, а следовательно, и скорость электропривода. Зависимость скорости ω при ШИМ-регулировании можно записать в виде

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \gamma - \frac{I_{\text{ср}}}{I_{\text{мод}}},$$

где ω_0 – скорость идеального холостого хода; γ – продолжительность включения; $I_{\text{ср}}$ – среднее значение тока якоря; $I_{\text{мод}} = U_d / R_{\text{я}}$.

Анализ работы схемы показывает, что период модуляции не зависит от частоты напряжения на входе неуправляемого выпрямителя, а определяется только динамическими свойствами транзистора. В силу высококачественных параметров современных транзисторов частота модуляции $f_{\text{мод}} = 1 / t_{\text{мод}}$ составляет десятки кГц. Внутреннее сопротивление неуправляемого выпрямителя мало, и напряжение U_d не зависит от нагрузки, что определяет высокую жесткость механических характеристик электропривода, которая зависит только от сопротивления якоря двигателя $R_{\text{я}}$. Этому способствует и то обстоятельство, что система возбуждения двигателя, особенно для небольших мощностей двигателя, выполняется постоянными магнитами с высокими уровнями магнитной энергии. Общий вид механических характеристик при ШИМ-регулировании приведен на рис. 14.3.

Традиционное выражение механической характеристики будет иметь следующий вид:

$$\omega = \frac{U_d}{c} \gamma - \frac{I_{\text{ср}} R_{\text{я}}}{c}.$$

Импульсное регулирование напряжения сопровождается пульсациями тока якоря, а значит, момента и скорости двигателя. Это негативная сторона такого регулирования. Значение пульсаций тока выразим как

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_d}{R_{\text{я}}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{KT_{\text{я}}f_{\text{мод}}},$$

где K – коэффициент; $T_{\text{я}}$ – электромагнитная постоянная времени якорной цепи.

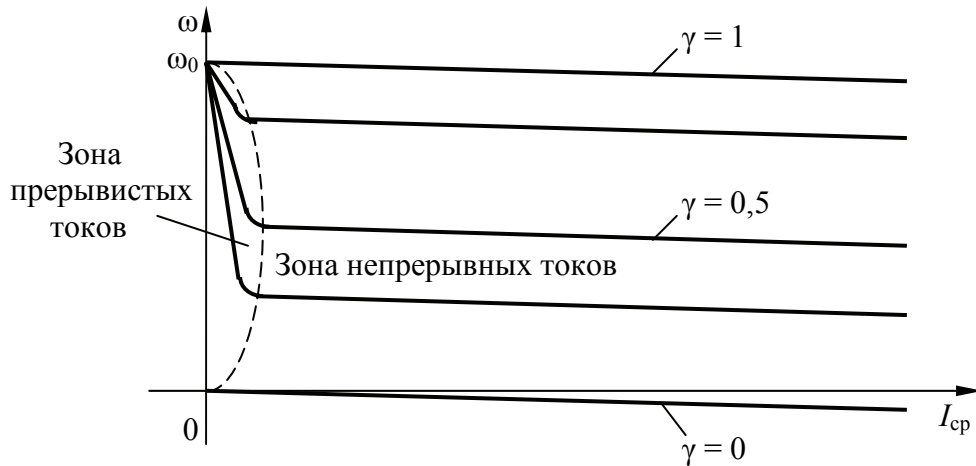


Рис. 14.3. Механические характеристики электропривода с широтно-импульсным преобразователем

Для нереверсивных преобразователей $K = 1$. Для реверсивных преобразователей коэффициент K может принимать значения 1 или 0,5 в зависимости от способа коммутации его силовых ключей. Вышеприведенное выражение показывает, что уменьшения пульсаций можно добиться увеличением электромагнитной постоянной времени якорной цепи и частотой модуляции. Последняя причина весьма выгодна, поскольку улучшаются динамические свойства электропривода. Регулирование может приводить к снижению значения среднего тока $I_{\text{ср}}$, что вызывает возрастание его пульсаций, приводящих к снижению тока во время паузы к нулю. Наступает режим прерывистых токов. Граничное значение тока можно вычислить по выражению

$$I_{\text{гр}} = I_{\text{мод}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_{\text{я}}f_{\text{мод}}}.$$

Самая большая протяженность режима прерывистых токов возникает при $\gamma = 0,5$, при $\gamma = 1$ и $\gamma = 0$ наблюдается только режим непрерывного тока. В зоне прерывистых токов модуль жесткости механических характеристик уменьшается. Здесь они приблизительно описываются уравнением вида

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \gamma - \frac{I_{cp}}{\gamma I_{mod}}$$

Это выражение помогает понять, почему характеристики в зоне прерывистых токов выходят из точки идеального холостого хода. При токе $I_{cp} \rightarrow 0$ изменение γ не приводит к изменению ω_0 .

Избежать зоны прерывистых токов позволит применение реверсивных преобразователей ШИМ-напряжения. Это дает линейность механических характеристик во всем диапазоне изменения нагрузки двигателя. Схема реверсивного преобразователя приведена на рис. 14.4. Преобразователь собран по мостовой схеме, в каждом плече которой имеется IGB-транзистор и дроссель L .

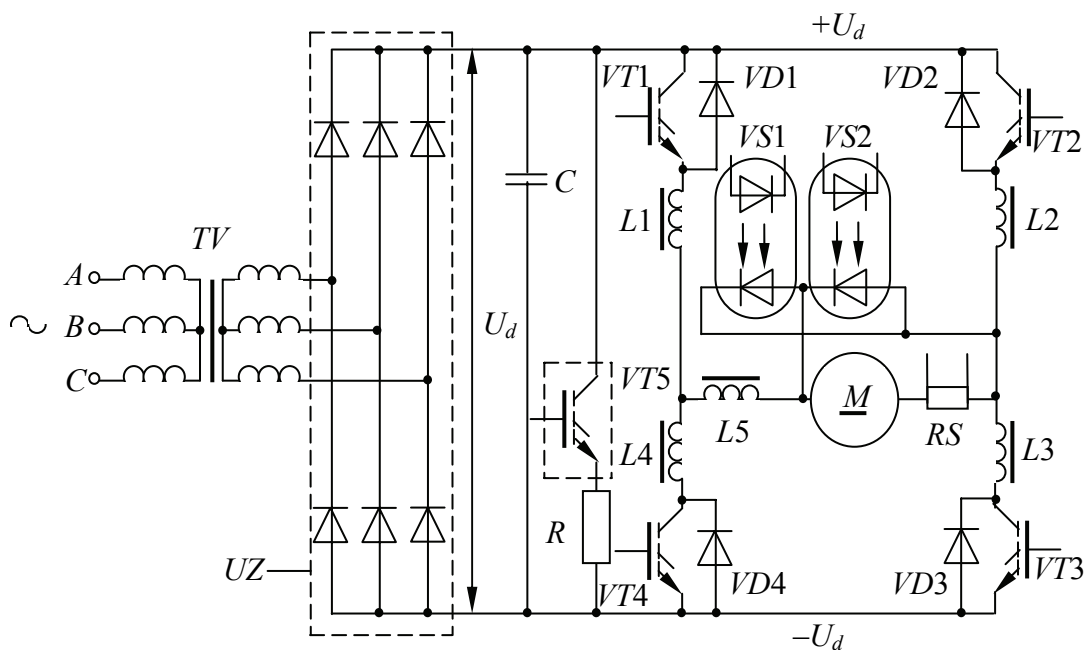


Рис. 14.4. Схема реверсивного преобразователя ШИМ-напряжения

В диагональ моста включена обмотка якоря двигателя, дроссель $L5$ и шунт RS . Двухполярное ШИМ-напряжение на обмотке якоря формируется симметричным режимом работы транзисторов $VT1...VT4$, которые в течение периода модуляции переключаются попарно: $VT1...VT3$ обеспечивают $t_{раб1} (+u_d)$, а $VT2...VT4$ — $t_{раб2} (-u_d)$, где $t_{раб1} > t_{раб2}$, для одного направления вращения вала двигателя, и $VT1...VT4$ обеспечивают $t_{раб1} (+u_d)$, а $VT2...VT3$ — $t_{раб2} (-u_d)$, где $t_{раб1} < t_{раб2}$, для обратного направления вращения. Среднее напряжение на нагрузке определяется выражением

$$U_{\text{ср}} = U_d(2\gamma - 1).$$

Оно равно нулю при $\gamma = 0,5$ и меняет свой знак при $\gamma < 0,5$. Дроссели $L1, L4$ и $L2, L3$ ограничивают сквозной ток, который может возникнуть в момент переключения транзисторов $VT1, VT4$ и $VT2, VT3$, изменяющих полярность на обмотке якоря в конце $t_{\text{раб1}}$ и аналогично – в конце $t_{\text{раб2}}$. Симметричный режим работы ключей повышает уровень пульсаций тока в нагрузке, поскольку скважность модуляции при этом может составить только $\gamma = 0,5$. Однако наличие дросселя $L5$ уменьшает это значение. Шунт RS в цепи обмотки якоря предназначен для организации обратной связи по току и для измерения этого тока.

Такого построения преобразователь имеет возможность сформировать на нагрузке два вида напряжения: двухполярное (рис. 14.5, *а*) и однополярное (рис. 14.5, *б*).

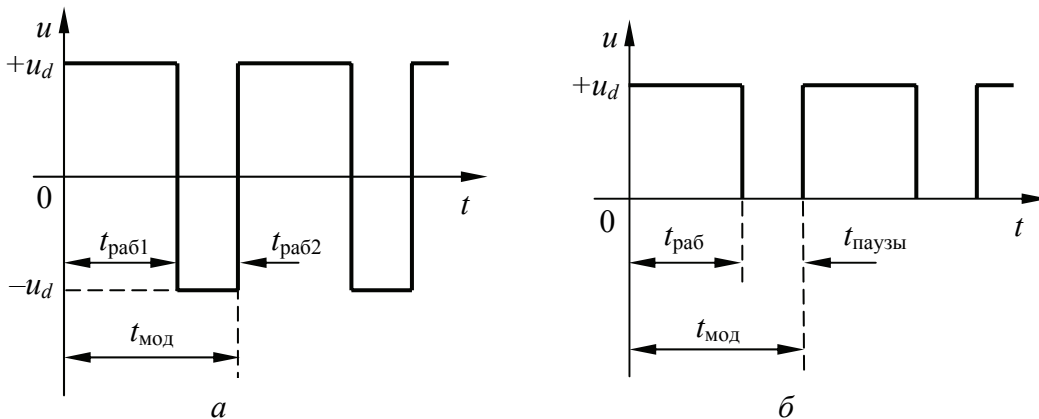


Рис. 14.5. Эпюры напряжений двухполярной (*а*) и однополярной ШИМ (*б*)

Однополярное ШИМ-напряжение формируется работой только транзисторов $VT1, VT3$ для одного направления вращения вала двигателя или только $VT2, VT4$ – для обратного. Скважность модуляции при этом может составить $\gamma = 1$, тогда пульсации тока вдвое меньше, чем в предыдущем случае. Но и здесь дроссель $L5$ исполнит свою роль и уменьшит пульсации тока в нагрузке.

Систему управления ключами преобразователя, реализующую ШИМ, с точки зрения технической реализации целесообразно основывать на сравнении пилообразного опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ с напряжением управления $U_{\text{упр}}$. Опорное напряжение задает частоту модуляции, а напряжение управления – скважность модуляции,

которая определяет средние значения напряжения и тока в нагрузке. Опорное напряжение вырабатывается генератором пилообразного напряжения, построенном по любому принципу. Однако на практике в их схемных решениях используется линейная часть кривой заряда конденсатора, имеющей экспоненциальную зависимость. В момент равенства нарастающего пилообразного напряжения и напряжения управления схема управления вырабатывает импульсы, переключающие соответствующие транзисторы преобразователя. Линеаризуя передаточную функцию преобразователя, можно считать его как звено чистого запаздывания – $W_{пр} = K_{пр}e^{-\tau p}$. Время чистого запаздывания принимают равным периоду модуляции $\tau = T_{мод}$. Как указывалось ранее, частота модуляции в преобразователях велика, то τ мало и экспоненциальную зависимость можно заменить линейной. Тогда импульсный преобразователь можно представить апериодическим звеном первого порядка с малой постоянной времени – $W_{пр} = K_{пр} / (1 + \tau p)$. Если система управления выполняет модуляцию с очень высокой частотой, то постоянной времени запаздывания преобразователя можно пренебречь, а его считать безынерционным звеном с передаточной функцией $W_{пр} = K_{пр}$.

Регулируемые электроприводы, приводящие в движение производственные механизмы, могут работать как в двигательном режиме, так и переходить в тормозные (генераторные). В этих режимах запасенная механизмом энергия рекуперирована в источник питания приводного двигателя, где она либо накапливается в его емкостных элементах, увеличивая на них напряжение выше допустимого значения, либо должна рассеиваться на его активных элементах. В рассматриваемой схеме (см. рис. 14.4 на с. 189) ток рекуперации от двигателя M , перешедшего в генераторный режим, через диоды $VD1$, $VD3$ или через диоды $VD2$, $VD4$ в зависимости от направления его вращения аккумулирует возвращаемую энергию в конденсаторе C , повышая на ней напряжение выше значения, выпрямленного мостом UZ . Для предотвращения воздействия этого перенапряжения на вентили выпрямительного моста и на силовые транзисторные ключи $VT1$, $VT3$, $VT2$, $VT4$ в схеме преобразователя предусматривается управляемая цепь снятия этого перенапряжения, состоящая из транзистора $VT5$ и резистора R . При появлении перенапряжения схема, контролирующая этот процесс, подает импульс управления на транзистор $VT5$, и возвращаемая энергия рассеивается сопротивлением R , что приводит к снижению

напряжения на конденсаторе C до уровня выпрямленного значения. Такой процесс в работе электропривода наблюдается и при снижении скорости за счет использования регулируемого ШИМ-напряжения.

Кроме такого ограничения режимов работы электропривода, в нем организуется аварийное торможение, которое может использоваться, в частности, при коротких замыканиях, перегрузках, понижении или обрыве фазы питающего напряжения, несоответствии фактической скорости якоря двигателя заданной и т. п. Аварийное торможение является динамическим. В большинстве случаев динамическим сопротивлением является измерительный шунт, используемый для снятия информации о токе в обмотке якоря двигателя. Аварийное торможение включается схемой, выявляющей аварийные режимы, а реализуется, например, в рассматриваемом электроприводе оптронным ключом $VS1$ либо $VS2$ в зависимости от направления вращения электродвигателя (от полярности его ЭДС). Включившийся оптронный ключ замыкает якорную обмотку двигателя на сопротивление шунта RS , образуя тем самым динамическое торможение. В ней в силу малого сопротивления шунта обеспечивается большое значение тормозного тока, тормозного момента и весьма быстрое (в течение долей секунды) снижение скорости до нуля. Механическая характеристика при таком динамическом торможении имеет высокий модуль жесткости.

Пример маломощного преобразователя. В полиграфическом оборудовании для приведения в движение таких вспомогательных узлов и механизмов, как, например, вталкивающие ролики ниткошвейных автоматов, дукторный валик красочного аппарата, применяются электроприводы небольшой мощности. Приводимые агрегаты обладают практически постоянным моментом статического сопротивления и требуют небольшого диапазона регулирования скорости. В этих случаях целесообразно использовать разомкнутые системы электропривода.

Рассмотрим в качестве примера управление двигателем постоянного тока независимого возбуждения, создаваемого постоянным магнитом (рис. 14.6). Источником постоянного напряжения является полууправляемая (несимметричная) мостовая однофазная схема выпрямителя $UZ1$, собранная на оптотиристорах $U3$, $U4$ и диодах $U5$, $U6$. Регулирование напряжения на выходе выпрямителя выполняется фазовым способом, при котором его значение

U_d пропорционально углу управления оптотиристорами $U3$, $U4$. Импульсы управления оптотиристорами формируются схемой, в основу которой положен релаксационный генератор на однопереходном транзисторе $V2$, реализующий горизонтальную систему управления полупроводниковыми ключами $U3$, $U4$. Горизонтальный принцип изменения угла управления ключами состоит в том, что импульс управления $i_{упр}$ появляется в момент сравнения напряжения, нарастающего на конденсаторе $C1$ (экспонента, развивающаяся в горизонтальном направлении, при постоянном значении источника питания), с напряжением отпирания транзистора $V2$ $U_{э,отп}$.

Схема управления получает напряжение питания $U_{п}$ от двухполупериодной схемы выпрямления силового напряжения 220 В, собранной на выпрямителе $UZ2$, резисторах $R1$ и $R4$ и стабилитроне $V1$, благодаря которому оно имеет трапецеидальную форму на каждом полупериоде (рис. 14.7).

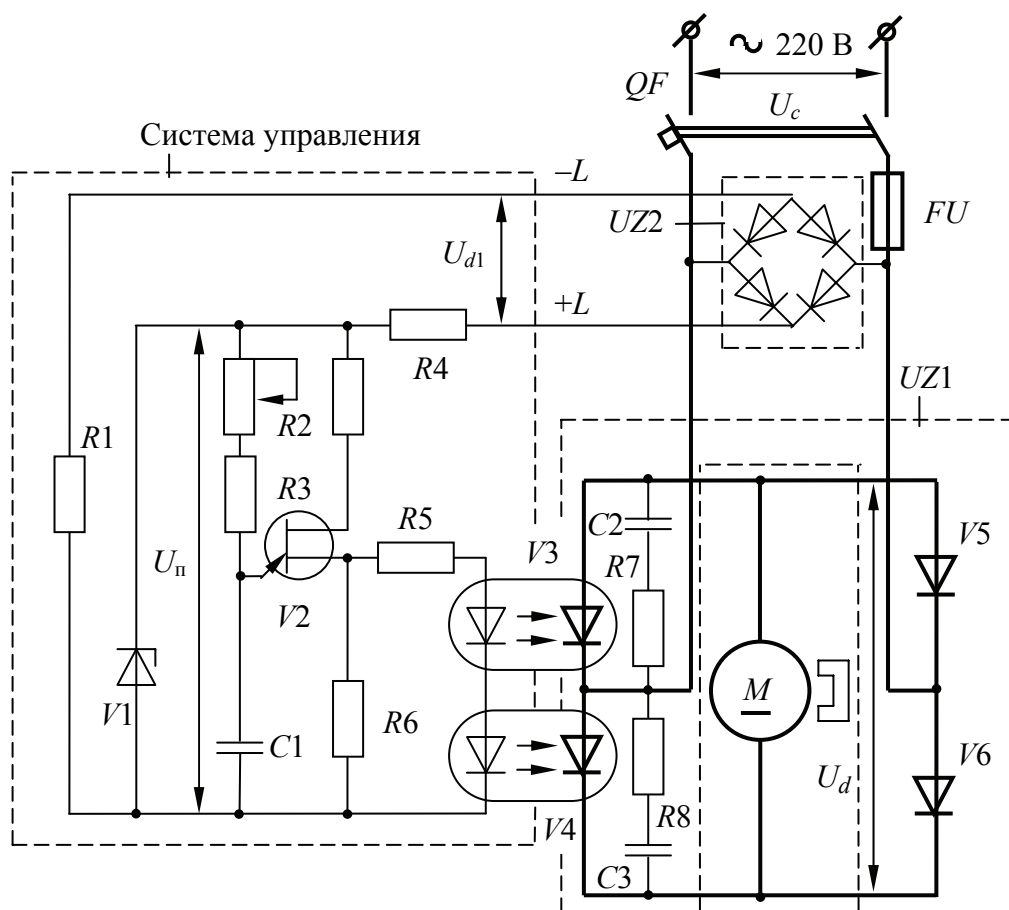


Рис. 14.6. Схема электропривода малой мощности

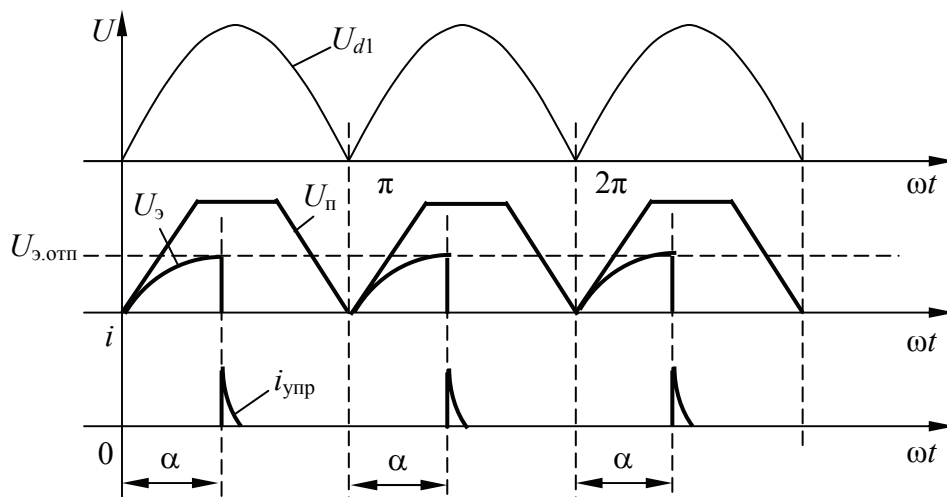


Рис. 14.7. Эпюры напряжения и тока системы управления

С момента подачи напряжения конденсатор $C1$ начинает заряжаться через резисторы $R2$ и $R3$. Напряжение на эмиттере $U_э$ транзистора $V2$ возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени цепи заряда – $T = C(R2 + R3)$. Когда $U_э$ достигнет значения напряжения отпирания транзистора $V2$ $U_{э.отп}$, сопротивление перехода «эмиттер – база1» становится близким к нулю. Транзистор $V2$ открыт, и конденсатор $C1$ разряжается в основном по цепи « $+C$ – эмиттер – база1 – резистор $R5$ – управляющие электроды оптотиристоров $U3$ и $U4$ – $-C$ », создавая импульс тока для их включения. Управляющий импульс имеет крутой передний фронт, обеспечивающий четкое включение оптотиристоров. Длительность импульса управления определяется сопротивлением цепи разряда и регулируется изменением сопротивления резистора $R2$, а амплитуда – напряжением заряда конденсатора. Время заряда конденсатора до напряжения $U_{э.отп}$ определяет угол управления α включением оптотиристоров. Такое формирование импульса управления позволяет избежать зависимости угла управления от колебаний напряжения питающей сети.

Ток импульса проходит сразу по двум управляющим каналам оптотиристоров, однако включается тот оптотиристор, к аноду которого прикладывается положительный полупериод напряжения сети U_c . Еще более простой электронной схемой управления малоомощного двигателя постоянного тока может служить схема, приведенная на рис. 14.8.

Подача напряжения на регулируемый электропривод вталкивающих роликов с двигателем постоянного тока осуществляется

выключателем QF . Электродвигатель M втапливающих роликов получает питание от неуправляемого выпрямителя UZ . Обмотка возбуждения электродвигателя LL подключена к выходу этого выпрямителя. Обмотка якоря электродвигателя M подсоединяется к выпрямленному двухполупериодному напряжению выпрямителя через тиристор VS , схема управления которым реализует параметрическое (фазовое) регулирование этого напряжения на обмотке, что позволяет изменять скорость вращения втапливающих роликов. В каждый полупериод выпрямленного напряжения тиристор VS открывается напряжением, создаваемым времязадающей $R_{\text{пер}}C$ -цепочкой. Заряд конденсатора осуществляется током $i_{\text{зар}}$ через регулируемый резистор $R_{\text{пер}}$. В тот момент, когда напряжение на конденсаторе C достигает напряжения отпирания тиристора VS , конденсатор разряжается через диод $VD1$, управляющий электрод – через катод тиристора. Ток разряда $i_{\text{раз}}$ включает тиристор, и напряжение выпрямителя U_d прикладывается к обмотке якоря. При включенном тиристоре VS конденсатор C перезаряжается и подготавливается к следующему заряду после того, как тиристор VS закроется, т. е. на следующем полупериоде.

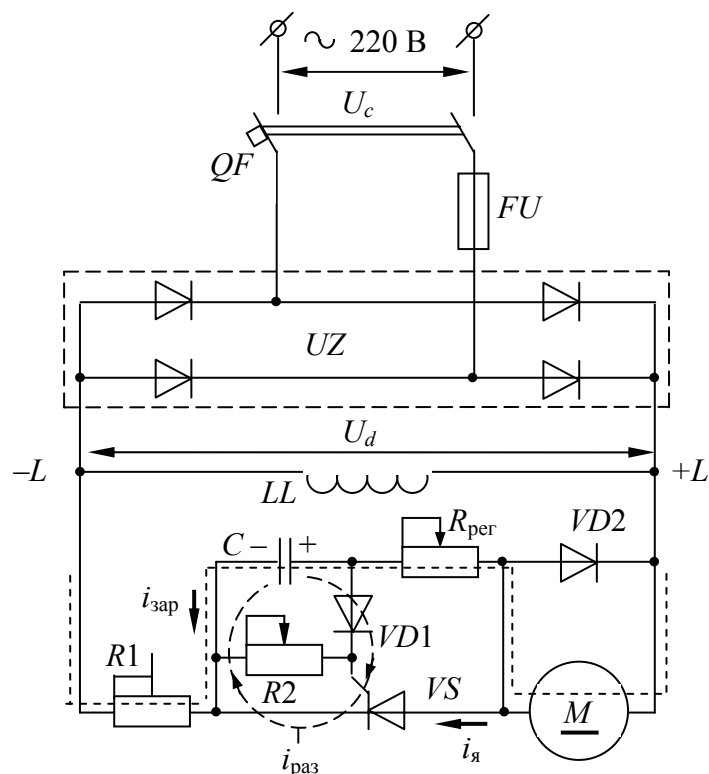
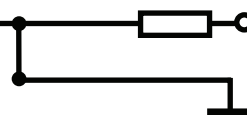


Рис. 14.8. Электропривод втапливающих роликов

Чем меньше/больше сопротивление $R_{\text{рег}}$, тем быстрее/медленнее заряжается конденсатор C и тем больше/меньше средневыхрявленное напряжение, которое прикладывается к обмотке якоря, а следовательно, больше/меньше скорость двигателя. Регулируя сопротивление резистора $R_{\text{рег}}$, оператор задает необходимую скорость вталкивающих роликов. Резистор $R2$, включенный параллельно управляющему переходу – катоду тиристора, служит для выбора минимальной рабочей частоты вращения, компенсируя разброс параметров тиристора. Диод $VD2$ включен параллельно обмотке якоря электродвигателя для сглаживания пульсаций тока в цепи якоря в те моменты, когда отсутствует на нем напряжение. Резистор $R1$ способствует запиранию тиристора VS при прохождении выпрямленного двухполупериодного напряжения через нуль.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Лекция 15



Частотное управление асинхронным электроприводом является самым рациональным способом создания его пусковых, регулировочных и тормозных свойств, сопоставимых с аналогичными свойствами регулируемого электропривода постоянного тока. Для реализации этого способа управления используются автономные инверторы напряжения (АИН), автономные инверторы тока (АИТ), непосредственные преобразователи частоты (циклоконвертеры). Наибольшее применение в полиграфии нашли инверторы.

Инвертирование – процесс преобразования постоянного тока в переменный, который выполняется устройством под названием инвертор. Таким образом, при существующей промышленной питающей сети переменного тока инверторы представляют собой устройства с двукратным преобразованием электрической энергии – сначала синусоидальное напряжение переменного тока неизменяющейся частоты преобразуется в постоянное напряжение (в звено постоянного тока), а затем оно преобразуется в переменное несинусоидальное напряжение регулируемой частоты. Следовательно, инвертор как устройство принципиально должен содержать выпрямитель, звено постоянного тока и сам инвертор. В силу того, что частотное управление есть взаимосвязанное управление частотой и амплитудой напряжения, подаваемого на нагрузку, то в нем должна быть часть, регулирующая амплитуду этого напряжения, и часть, изменяющая его частоту, или эти две функции должна выполнять одна часть. Принципиальная схема инвертора приведена на рис. 15.1. В ней имеются:

- согласующий трансформатор, в задачу которого входит согласование параметров трехфазной питающей сети с параметрами нагрузки (в данном случае с номинальными данными асинхронного двигателя);
- управляемый выпрямитель UZ , изменяющий напряжение на входе звена постоянного тока;
- звено постоянного тока, которое сглаживает пульсации выпрямленного напряжения и накапливает возвращаемую нагрузкой энергию, определяя входное напряжение инвертора, а тем самым амплитуду выходного напряжения инвертора;
- инвертор, задающий частоту выходного несинусоидального напряжения путем определенного алгоритма переключения полупроводниковых вентилей $VS1...VS6$;
- мост возвратного тока $VD1...VD6$, позволяющий нагрузке обмениваться энергией со звеном постоянного тока.

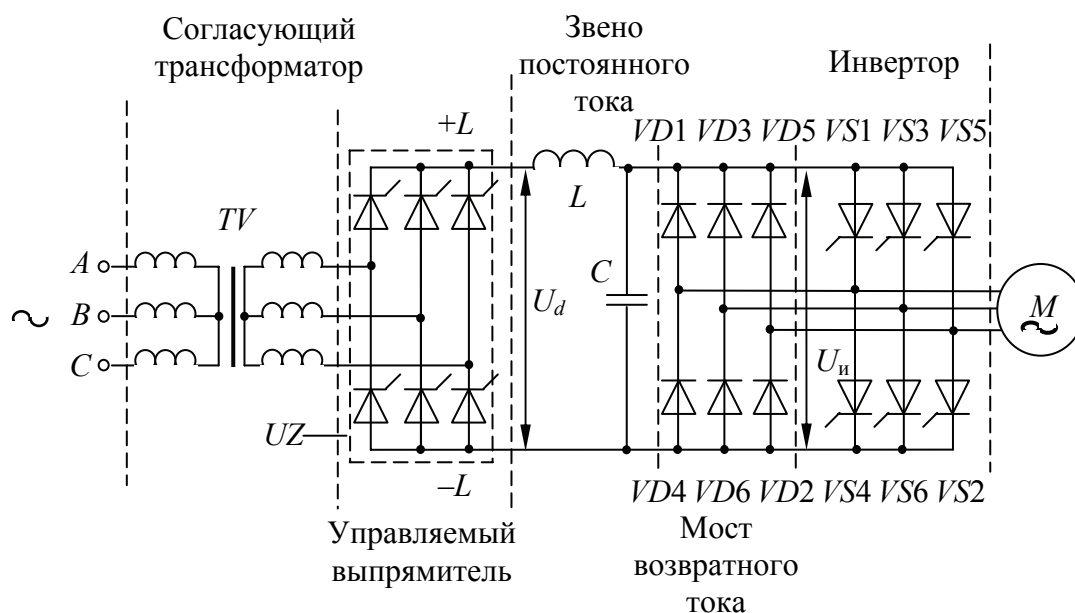


Рис. 15.1. Принципиальная схема инвертора

По виду нагрузки и соотношению мощностей инвертора и питающей сети инверторы подразделяются на независимые (автономные) и зависимые (ведомые сетью). *Автономный инвертор* работает на автономную нагрузку, не содержащую источников активной энергии той же частоты, что и выходная частота инвертора. При этом частота, напряжение и его форма на выходе автономного инвертора определяются режимом работы инвертора. *Ведомый сетью (зависимый) инвертор* отдает энергию в сеть переменного

напряжения, в которой уже существуют источники активной энергии со значительно большей мощностью по сравнению с отдаваемой инвертором и напряжением той же частоты, что и выходная частота инвертора. Режим работы такого инвертора не влияет на параметры выходного напряжения. Исходя из типа коммутации инверторы (автономные и зависимые) делятся на инверторы с естественной коммутацией и инверторы с принудительной коммутацией.

Автономный инвертор – это коммутатор, который поочередно с помощью полупроводниковых ключей подсоединяет фазы нагрузки (например, обмотки статора трехфазного асинхронного электродвигателя) к положительному и отрицательному полюсам источника постоянного тока (к звену постоянного тока). Частота переключений определяет частоту выходного напряжения инвертора (рис. 15.2).

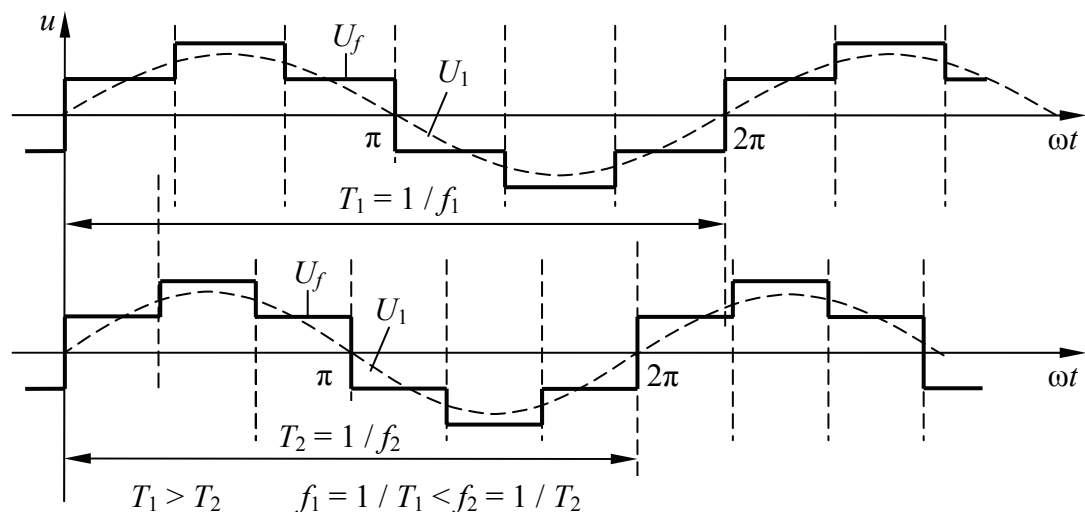


Рис. 15.2. Эпюры напряжения при разной его частоте на выходе инвертора: U_f – выходное напряжение инвертора; U_1 – напряжение первой гармоники (Пунктирными линиями обозначены моменты переключения ключей инвертора.)

В зависимости от режима работы источника постоянного тока и особенностей протекания электромагнитных процессов автономные инверторы можно разделить на инверторы напряжения и инверторы тока. **Автономный инвертор напряжения** – это инвертор, форма напряжения на выходе которого определяется только порядком переключения вентилей инвертора, а форма тока зависит от характера нагрузки. Питание автономного инвертора

осуществляется от источника напряжения. При работе такого инвертора на реактивную нагрузку должна быть обеспечена возможность обмена реактивной энергией между нагрузкой и источником постоянного напряжения.

Автономный инвертор тока – это инвертор, на выходе которого форма тока определяется только порядком переключения вентиля инвертора, а форма напряжения зависит от характера нагрузки. Питание инвертора этого типа должно выполняться от источника тока. Перевод выпрямителя в режим регулируемого источника тока при работе на инвертор тока достигается либо путем включения сглаживающего реактора большой индуктивности, либо посредством охвата выпрямителя сильной отрицательной обратной связью по току и использования сглаживающего реактора, индуктивность которого достаточна для сглаживания пульсаций выпрямленного тока. Первый способ увеличивает весогабаритные показатели и инерционность преобразователя, поэтому наиболее рациональным следует считать использование второго метода.

Для автономного инвертора напряжения характерны однозначная зависимость выходного напряжения от входного и практическая независимость выходного напряжения от изменения нагрузки и ее коэффициента мощности. Это обуславливает его предпочтительное использование для создания частотно-регулируемого электропривода. При использовании инвертора напряжения в генераторных режимах двигателя увеличивается напряжение в звене постоянного тока (на входе инвертора) по сравнению с выпрямленным напряжением $U_n > U_d$, но не меняется его полярность. По этой причине оказывается невозможным передача энергии в питающую сеть через выпрямитель в силу его односторонней проводимости, другими словами, автономный инвертор не прозрачен для обратного потока электрической энергии. Эта энергия будет накапливаться в звене постоянного тока и приведет к недопустимому повышению напряжения на конденсаторе фильтра. Для передачи энергии из звена постоянного тока в сеть необходимо ввести инвертор, ведомый сетью. Это все формирует недостатки автономного инвертора напряжения: большая установленная мощность и, соответственно, большая масса и габариты конденсаторного фильтра на входе инвертора; необходимость введения дополнительного инвертора, ведомого сетью; большое количество силовых вентилях; большая инерционность канала регулирования напряжением в случае установки большого фильтра в звене постоянного тока;

возможность возникновения автоколебаний в системе преобразователь – двигатель за счет взаимного обмена ими энергией. Прием возврата энергии в питающую сеть инвертором, ведомым сетью, не нашел практического применения в полиграфии для частотно-регулируемых электроприводов. Указанная энергия обычно рассеивается в цепях с активным сопротивлением, организованных для тормозных режимов.

Все автономные инверторы классифицируются по способу коммутации тока на три группы:

- 1) инверторы на полностью управляемых ключах (транзисторы);
- 2) инверторы с искусственной коммутацией. Основным элементом блока коммутации является конденсатор, предварительно запасенная энергия которого используется для выключения вентиля;
- 3) инверторы с коммутацией вентиля за счет энергии дополнительных импульсных или высокочастотных источников.

Инверторы первой и второй групп самые распространенные. Инверторы второй группы по характеру и организации процесса коммутации могут быть разделены на две группы: инверторы с одноступенчатой коммутацией и инверторы с двухступенчатой коммутацией. Под одноступенчатой понимается коммутация, при которой ток, протекающий через тиристор перед его выключением, переводится на включающийся рабочий тиристор другой фазы или на включающийся тиристор собственной фазы, причем процессы выключения одного рабочего тиристора и включения другого происходят одновременно. Под двухступенчатой понимается коммутация, которая осуществляется с помощью вспомогательного коммутирующего тиристора. Рабочий тиристор выключается при включении коммутирующего тиристора. При этом образуется контур, изменяющий полярность напряжения на выключаемом тиристоре. Включение следующего рабочего тиристора производится и происходит независимо от процесса коммутации в выключаемом тиристоре, но обычно по окончании этого процесса.

Инверторы могут быть распределены по подгруппам:

- инверторы с междуфазовой коммутацией имеют коммутационный блок, обеспечивающий попеременную коммутацию тиристоров двух фаз;
- инверторы с пофазной коммутацией обеспечивают попеременное переключение тиристоров одной фазы, независимо от процессов в других фазах;

– инверторы с групповой коммутацией содержат коммутационный узел для выключения всех тиристоров одной группы (анодной или катодной);

– инверторы с общей коммутацией имеют один коммутационный блок, используемый для выключения всех тиристоров;

– инверторы с индивидуальной коммутацией обеспечивают выключение каждого тиристора независимо от состояния других рабочих тиристоров;

– инверторы, в которых в качестве силовых вентилях используются транзисторы или полностью управляемые тиристоры.

Существенное влияние на свойства инвертора оказывает алгоритм коммутации его тиристоров (транзисторов) или тип управления инвертором, определяющий длительность проводящего состояния вентилях:

1) длительность проводящего состояния, равная $2/3$ полупериода выходной частоты напряжения (120-градусное управление);

2) длительность проводящего состояния, равная полупериоду выходной частоты напряжения (180-градусное управление);

3) с произвольной (на протяжении полупериода) длительностью проводящего состояния, фиксированной или многократной, изменяемой по какому-либо закону в течение полупериода выходной частоты напряжения.

В инверторах с междуфазной коммутацией возможно лишь 120-градусное управление, форма выходного напряжения при этом зависит от коэффициента мощности нагрузки. Достоинство инверторов с междуфазной коммутацией – простота силовой схемы и системы управления. Область применения – электропривод небольшой мощности и высокоскоростной электропривод, где коэффициент мощности нагрузки маленький.

В инверторах с общей и групповой коммутацией возможен режим управления с произвольной, но фиксированной для полупериода выходной частоты, длительностью включенного состояния тиристоров. Это достигается благодаря одновременному выключению тиристоров во всех фазах. Данный режим может быть использован для широтного регулирования выходного напряжения инвертора. Достоинством инвертора с таким видом коммутации является независимость формы выходного напряжения от коэффициента мощности нагрузки. К недостаткам относятся ограниченность режимов управления, провалы в выходном напряжении (при коммутации тиристоров) и высокая частота

коммутации общего блока коммутации. Область применения – это низкочастотные преобразователи для электроприводов малой и средней мощности.

Наиболее универсальными по применению, регулировочным свойствам и режимам управления являются инверторы с фазной коммутацией. Они могут работать при любом алгоритме переключения тиристоров и позволяют реализовать широтно-импульсное регулирование, а также широтно-импульсную одно- и двухполярную модуляцию выходного напряжения. Усложнение силовых схем и систем управления можно считать недостатком инверторов такого типа.

Очень важной характеристикой инвертора любого типа являются коммутационные потери. Они зависят от схемы инвертора, от организации процесса коммутации, от ее типа и используемых блоков. Потери на коммутацию определяют КПД преобразователя и его работоспособность. Качество процесса коммутации и коммутационные потери определяются в результате анализа электромагнитных процессов в инверторах. Коммутационные потери в инверторах, в схемных решениях которых применяются транзисторы или полностью управляемые тиристоры, определяются динамическими свойствами используемых приборов.

Успехи технологии полупроводниковой техники привели к созданию ключей, обладающих качественной управляемостью с высокими динамическими свойствами и незначительными потерями в этих процессах. Поэтому в современных преобразователях различного назначения используются *IGB*-транзисторы, запираемый тиристор *GTO* или интегрированный управляемый коммутирующий тиристор *IGCT*. Классическая схема автономного инвертора напряжения будет выглядеть так, как показано на рис. 15.3. В этой схеме как регулирующая напряжение в звене постоянного тока часть (управляемый выпрямитель), так и часть (инвертор), изменяющая частоту выходного напряжения, выполнена на *IGBT*.

Из указанных выше алгоритмов коммутации ключей инвертора остановимся на 180-градусном управлении, поскольку оно одно из рациональных, при котором в каждую шестую часть периода выходного напряжения инвертора включены всегда три ключа. Это приводит к постоянному присоединению фаз нагрузки к источнику питания и постоянному протеканию по ним тока нагрузки.

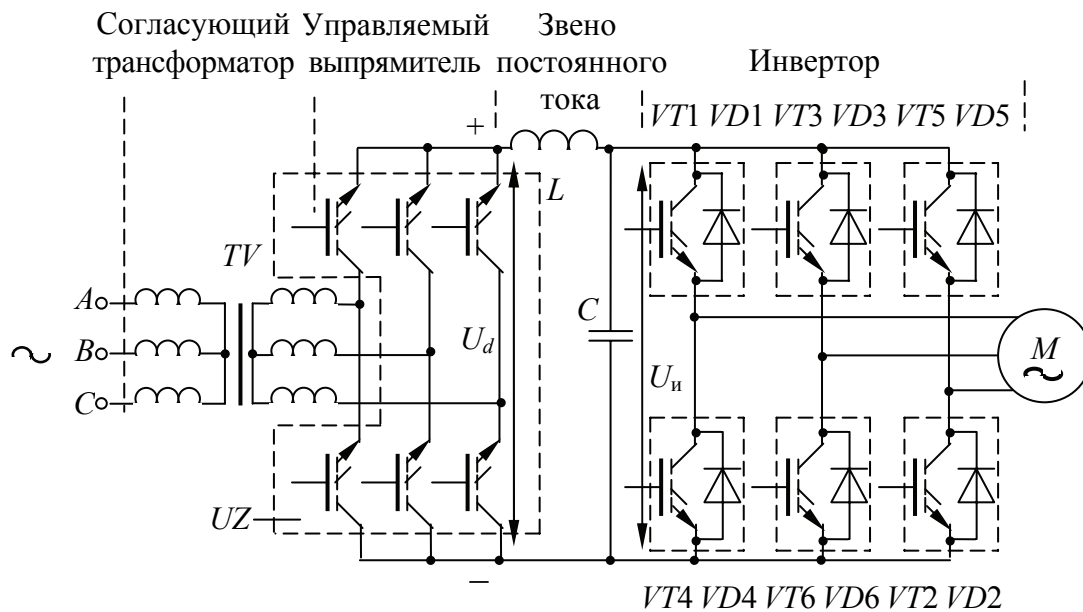


Рис. 15.3. Схема автономного инвертора

Связь нагрузки с источником питания выполняется или через включенный силовой транзистор (угол θ_{VT}) или через диод возвратного тока (угол θ_{VD} , рис. 15.4).

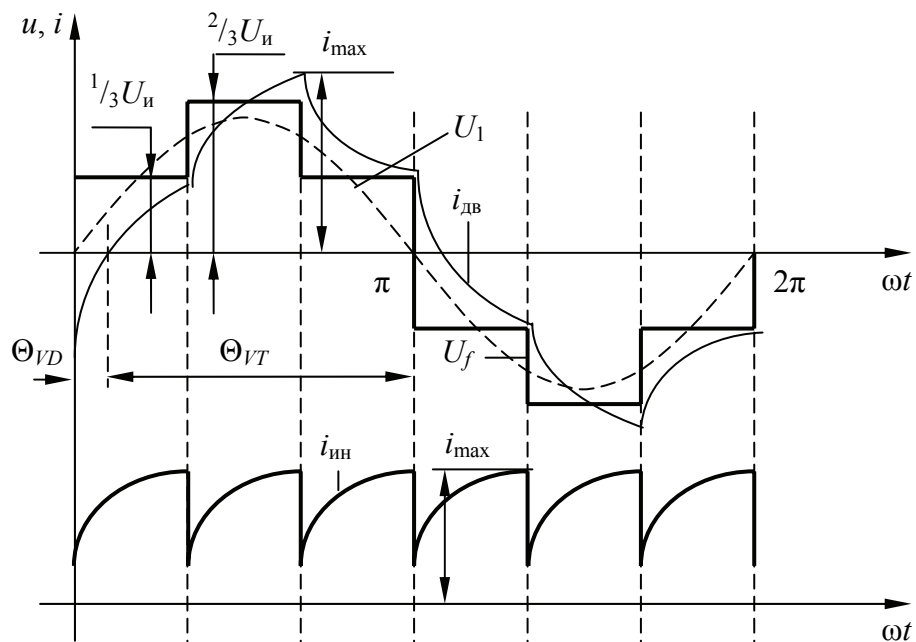


Рис. 15.4. Эпюры напряжения и тока инвертора с 180-градусным углом управления его ключами

Длительность включенного состояния ключа при таком алгоритме $\theta = \pi$. Алгоритм их переключения в течение периода выходного напряжения имеет следующий вид:

- | | |
|---------------|--------------|
| 1-2-3 | |
| 2-3-4 | |
| 3-4-5 | Один цикл |
| 4-5-6 | переключения |
| 5-6-1 | транзисторов |
| 6-1-2 | |
| 1-2-3 и т. д. | |

В соответствии с приведенным алгоритмом на рис. 15.5 показано формирование напряжения и дана при этом конфигурация соединений обмоток статора двигателя.

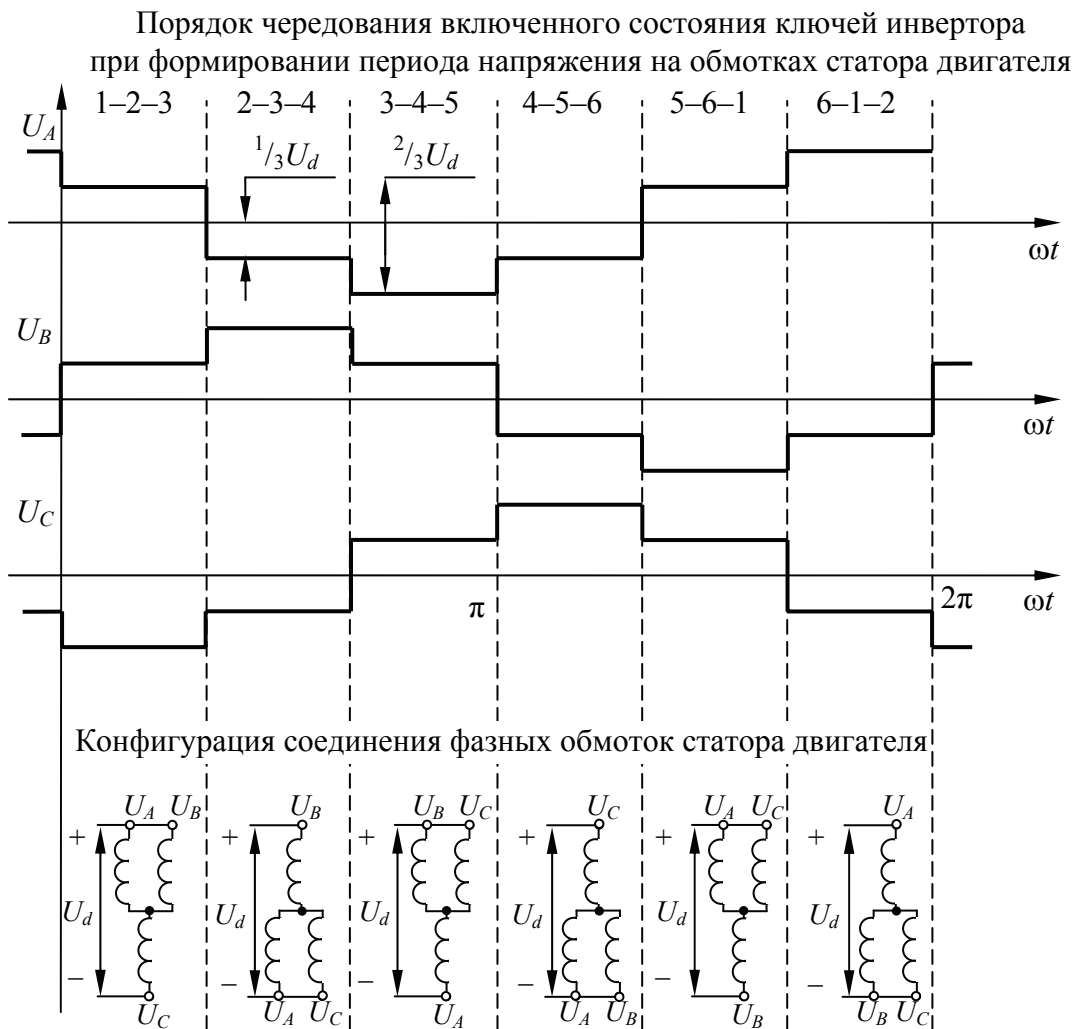


Рис. 15.5. Алгоритм формирования напряжения на обмотках статора двигателя при $\theta = 180^\circ$

Электромагнитные процессы в инверторе разделяются на рабочие и коммутационные. Рабочие процессы связаны с протеканием в элементах инвертора тока нагрузки.

Коммутационные процессы связаны с включением-отключением силовых ключей (в данном случае транзисторов). При анализе формирования выходного напряжения инвертора будут приняты во внимание только рабочие процессы. Рассмотрим их на примере работы схемы инвертора при включенных транзисторах $VT1$, $VT2$, $VT3$ (рис. 15.6). В этой схеме роль диодного моста возвратного тока $VD1...VD6$ выполняют диоды, присутствующие в структуре $IGBT$, используемые для построения схемы инвертора. Согласно вышеприведенному алгоритму, для получения указанной схемы выключается транзистор $VT6$, а включается $VT3$, что приводит к изменению полярности напряжения на обмотке фазы B нагрузки с отрицательного значения на положительное. В силу индуктивного характера нагрузки и наличия ЭДС вращения в ее фазах ток этой фазы не может мгновенно изменить свое направление.

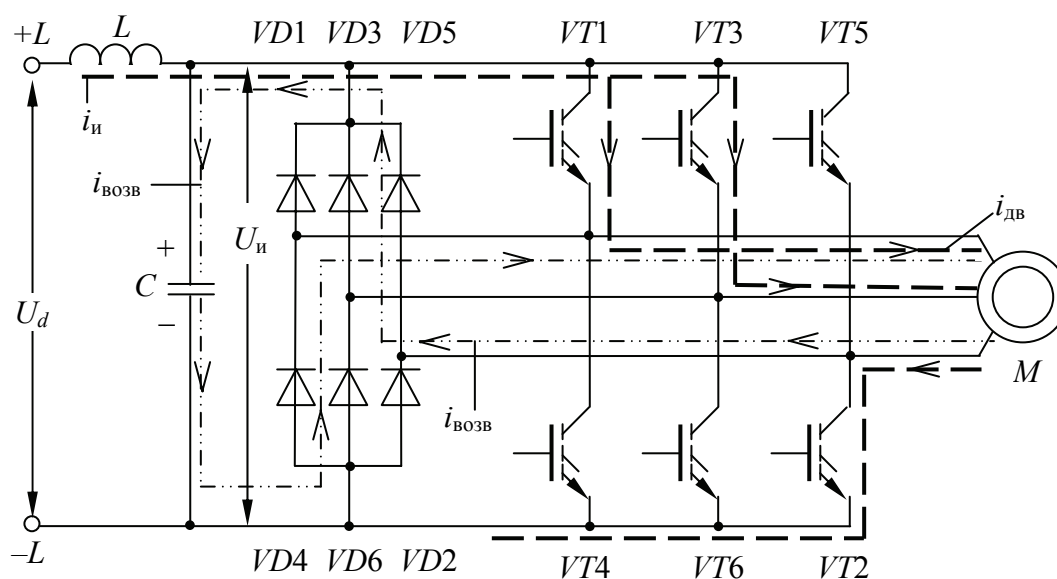


Рис. 15.6. Основная схема инвертора

Под действием нового значения приложенного напряжения ток этой фазы начинает уменьшаться. Действующая в обмотке ЭДС вращения создает вспомогательные контуры из элементов схемы инвертора, по которым протекает ток $i_{об}$, производящий обмен электромагнитной энергией между фазами нагрузки (в рассматриваемом случае за счет открывшегося диода $D3$ между фазами A

и B), и ток $i_{\text{возвр}}$, возвращающий запасенную электроприводом энергию с помощью ЭДС вращения при ее значении больше, чем напряжение на входе инвертора $U_{\text{и}}$ в конденсатор C звена постоянного тока (в рассматриваемом случае за счет открывшихся диодов $VD3$ и $VD4$). После уменьшения тока фазы до нуля он начинает возрастать и протекать в направлении, соответствующем приложенной полярности напряжения $U_{\text{и}}$ (рис. 15.7). Аналогичным образом протекают процессы при переключении остальных транзисторов.

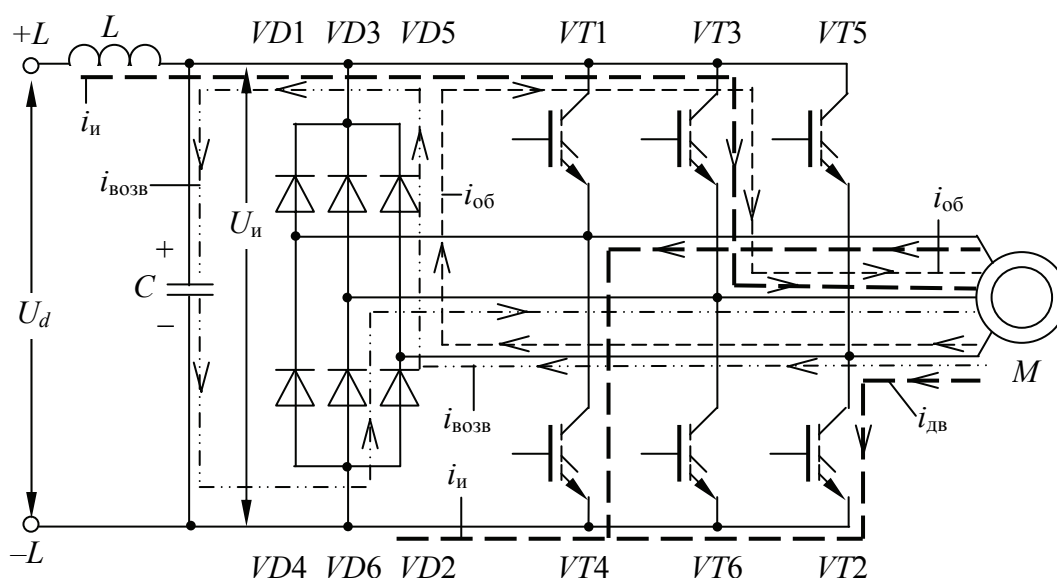


Рис. 15.7. Схема инвертора с траекториями тока инвертора $i_{\text{и}}$, тока двигателя $i_{\text{дв}}$, тока возврата $i_{\text{возв}}$, тока обмена $i_{\text{об}}$

Эпюры напряжения на выходе инвертора, формирующиеся указанным алгоритмом переключения транзисторов инвертора и прикладываемые к фазам нагрузки, приведены на рис. 15.4 (см. на с. 204). Форма выходного напряжения на фазе не зависит от коэффициента мощности нагрузки ($0 < \cos \varphi_{\text{нагр}} < 1$). Анализ значений напряжений, приложенных к фазе нагрузки, при равенстве сопротивлений обмоток всех ее фаз позволяет сказать, что напряжение на фазе может быть равным $1/3 U_{\text{и}}$ или $2/3 U_{\text{и}}$. Эти изменения осуществляются скачком через каждую одну треть полупериода выходного напряжения. Эпюры напряжения и тока, характеризующие работу такого инвертора, изображены на рис. 15.4. Из него видно, что эти физические величины несинусоидальные, что в конечном счете выливается в неравномерность электромагнитного момента и скорости двигателя и негативно сказывается на работе

механизма. Одним из способов устранения этого недостатка в работе инвертора является использование третьего алгоритма коммутации его силовых ключей, а именно, широтно-импульсной модуляции выходного напряжения инвертора. Причем на этот вид модуляции возлагается регулирование амплитуды выходного напряжения, что является обязательным для частотного управления.

Дадим небольшую информацию о способах регулирования напряжения в преобразователях. Основным методом регулирования амплитуды выходного напряжения в преобразователях постоянного и переменного тока остается фазовое управление либо широтно-импульсное регулирование.

Достоинствами фазового способа являются:

- возможность использования для любого типа инвертора с любым видом коммутации и алгоритмом переключения вентиляей;
- независимость формы выходного напряжения от напряжения на входе инвертора;
- широкий диапазон регулирования.

Широтно-импульсное регулирование в цепи постоянного тока приводит к дополнительному преобразованию энергии, снижению КПД и усложнению преобразователя. Кроме того, широтно-импульсный преобразователь обладает односторонней проводимостью энергии, что препятствует его применению в приводах, работающих в генераторном режиме. Поэтому для амплитудного регулирования постоянного напряжения используются управляемые выпрямители. Недостатками их являются низкий коэффициент мощности для питающей сети, необходимость фильтрации выходного напряжения, увеличивающая весогабаритные показатели и снижающая динамические свойства преобразователя. Кроме того, применение управляемых выпрямителей в автономных инверторах, силовыми ключами которых являются тиристоры, приводит к тому, что при снижении напряжения на входе инвертора уменьшается начальное напряжение на коммутирующих конденсаторах инвертора. Это снижает коммутационную устойчивость, а в связи с этим требует увеличения емкости коммутирующих конденсаторов или специальных устройств, все это усложняет схему инвертора. Другие используемые способы регулирования амплитуды выходного напряжения связаны с совмещением функции регулирования напряжения и частоты в самом инверторе. Поскольку в результате этого создается сложный алгоритм переключения ключей инвертора, он может быть реализован в инверторах

на полностью управляемых вентилях (транзисторах) либо в инверторах с двухступенчатой коммутацией.

Известно три таких способа:

- 1) широтное регулирование;
- 2) широтно-импульсное регулирование;
- 3) широтно-импульсная одно- и двухполярная модуляция.

Первый способ наиболее прост и состоит в изменении длительности проводящего состояния всех вентилях инвертора при фиксированных моментах их включения. При изменении длительности проводящего состояния вентилях от π до нуля амплитуда первой гармоники выходного напряжения изменяется от максимального значения до нуля. Однако при этом резко возрастают амплитуды высших гармоник напряжения и тока, что приводит к резкому увеличению потерь в двигателе, к неравномерности вращения его вала в результате колебаний электромагнитного момента.

Широтно-импульсное регулирование и широтно-импульсная модуляция обладают лучшими показателями изменения напряжения. Сущность этих способов состоит в формировании полупериода выходного напряжения из однополярных или двухполярных импульсов с изменяемой скважностью (или шириной). При этом изменяется амплитуда первой гармоники, высшие гармоники имеют большие номера и хорошо сглаживаются фильтрующими свойствами двигателя. Различие между этими способами состоит в том, что при широтно-импульсном регулировании заданная скважность однополярных импульсов остается неизменяемой (не в переходных процессах) в течение полупериода выходного напряжения, а при широтно-импульсной модуляции – скважность однополярных или ширина двухполярных импульсов непрерывно изменяется по некоторому закону.

Все вышеизложенное содержание о проблемах создания частотно-регулируемых электроприводов на основе автономных инверторов напряжения привело к одной основной его схеме, в которой имеется неуправляемый выпрямитель, звено постоянного тока с устройством поглощения возвращаемой электроприводом запасенной энергии или без него, инвертор с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения по синусоидальному закону, эпюры которой для двухполярной модуляции приведены на рис. 15.8. Принцип широтно-импульсной модуляции позволяет одним устройством (инвертором) выполнить и изменение среднего значения амплитуды выходного напряжения, и регулирование его частоты.

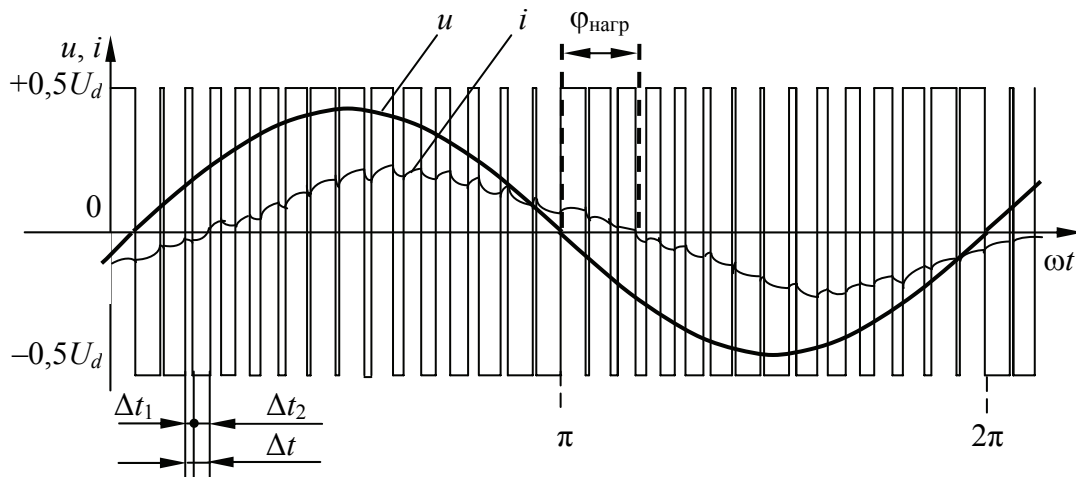


Рис. 15.8. Эпюры напряжения и тока при широтно-импульсной модуляции:
 $\Phi_{\text{нагр}}$ – угол, характеризующий индуктивный характер нагрузки

Период выходного напряжения разбивается на большое количество интервалов малой длительности Δt (рис. 15.8), на которых создаются два разнополярных импульса напряжения длительностями Δt_1 и Δt_2 . Если длительности положительного и отрицательного импульса одинаковы, то среднее значение напряжения на интервале Δt равно нулю. В противном случае получают положительное или отрицательное среднее значение напряжения, пропорциональное модулю разности длительности этих импульсов $\pm|\Delta t_1 - \Delta t_2|$. Когда длительность одного из импульсов равна нулю, получают максимальное значение среднего напряжения, равного входному напряжению инвертора. Широтно-импульсная модуляция уменьшает высшие гармонические составляющие в выходном напряжении инвертора и тем самым формирует форму тока в нагрузке, приближающейся к синусоиде. Точность аппроксимации синусоиды повышается с увеличением частоты коммутации силовых ключей инвертора. В современных АИН соотношение между длительностями Δt_1 и Δt_2 на отрезках Δt , расположенных на полупериоде выходного напряжения, распределяется по синусоидальному закону, что еще больше способствует синусоидальности тока нагрузки, а частота коммутаций силовых ключей достигает 20 кГц.

Рассмотренное формирование напряжения используется в выпускаемых промышленностью инверторах практически всех стран. Обобщенная функциональная схема такого инвертора приведена на рис. 15.9 и имеет традиционное построение: неуправляемый выпрямитель (однофазный или трехфазный в зависимости от

мощности преобразователя); LC -фильтр (звено постоянного тока); инвертор на $IGBT$; драйверы для управления ими; микроконтроллерная или микропроцессорная система управления инвертором; устройство ввода-вывода, связывающее АИН с внешними управляющими воздействиями.

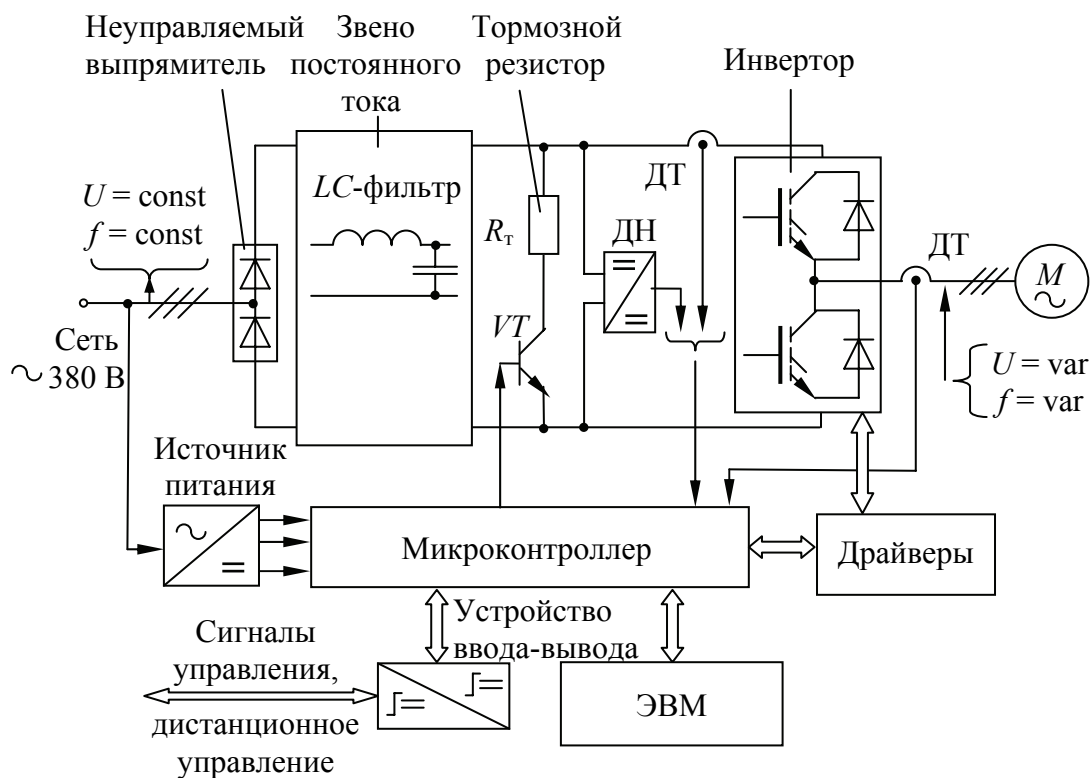


Рис. 15.9. Функциональная схема электропривода с АИН

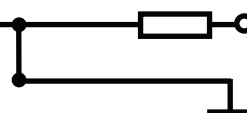
При рассмотрении рабочих процессов инвертора было обращено внимание на то, что асинхронный двигатель в различных режимах, особенно в тормозных, с различной интенсивностью обменивается со звеном постоянного тока своей энергией. Эта энергия накапливается в конденсаторе фильтра, повышая напряжение на входе инвертора.

С целью устранения этого целесообразно возвращаемую энергию рассеивать на активном сопротивлении. Для чего в схеме инвертора имеется дополнительный $IGBT$ (VT -чопер), который по команде системы управления подключает параллельно входу инвертора активное сопротивление R_T , гасящее избыточную энергию нагрузки. Управление такими АИН безусловно выполняется микроконтроллером или микропроцессором, поскольку кроме простого

переключения силовых ключей инвертора необходимо выполнять определенные законы частотного регулирования. Имеются различные законы, которые в основном определяются требованиями момента или скорости, например закон сохранения перегрузочной способности электродвигателя или закон компенсации падения напряжения на активном сопротивлении обмоток статора двигателя. Эти законы либо заносятся в память микроконтроллера или микропроцессора, либо формируются на основании заданий управления и сигналов обратных связей от датчиков координат технологического процесса, технологической машины и электропривода.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Лекция 16



Принцип параметрического регулирования напряжения. Электрические машины постоянного тока имеют существенный недостаток: щеточно-коллекторный узел, через который проходит основной поток мощности. Этот узел ограничивает максимальное значение тока, а значит момента, а следовательно, и быстродействие. Эксплуатационные затраты узла велики. Асинхронный двигатель переменного тока проще по конструкции, дешевле, капитальные и эксплуатационные затраты меньше. Однако в построении регулируемого электропривода переменного тока имеется одна особенность, состоящая в том, что его регулирование выполняется по одному каналу, в то время как в двигателе постоянного тока – по двум, и существует сложность в измерении ряда координат электропривода.

Известно, что одним из возможных способов регулирования координат асинхронного двигателя является изменение напряжения на обмотке статора. Для реализации такого способа регулирования между питающей сетью и обмоткой статора включается регулятор напряжения. В качестве него может выступать электромагнитный преобразователь, электростатический аппарат – автотрансформатор, фазорегулятор, индукционный регулятор, полупроводниковый преобразователь: транзисторный, тиристорный, симисторный. Механическая характеристика $M_s = f(\delta)$ асинхронного двигателя описывается следующим выражением:

$$M_3 = \frac{3}{2} \frac{|\bar{u}|_s^2 a_{12} a_{21} \delta}{R_s \left[(a_{11}^2 + \omega_s^2) (\delta_k^2 + \delta^2) + 2a_{12} a_{21} \omega_s \delta \right]}$$

из которого ясно видна зависимость момента от напряжения (здесь $|\bar{u}|_s$ – модуль вектора фазного напряжения, питающего обмотки статора асинхронного двигателя; a_{11} , a_{12} , a_{21} – коэффициенты, составленные из параметров эквивалентной схемы электродвигателя переменного тока; $\delta = \omega_s - \omega_r$ – параметр абсолютного скольжения; ω_s – частота вращения магнитного поля статора; ω_r – частота вращения ротора; R_s – активное сопротивление обмотки фазы статора; δ_k – критическое значение параметра абсолютного скольжения). Механические характеристики, соответствующие данному способу регулирования, приведены на рис. 16.1. Анализ качества представленных характеристик по регулировочным, пусковым и перегрузочным свойствам позволяет сделать следующие выводы:

- 1) с уменьшением напряжения уменьшаются значения пускового и максимального момента двигателя;
- 2) диапазон регулирования скорости мал;
- 3) модуль жесткости статических характеристик уменьшается, что приводит к ухудшению точности регулирования.

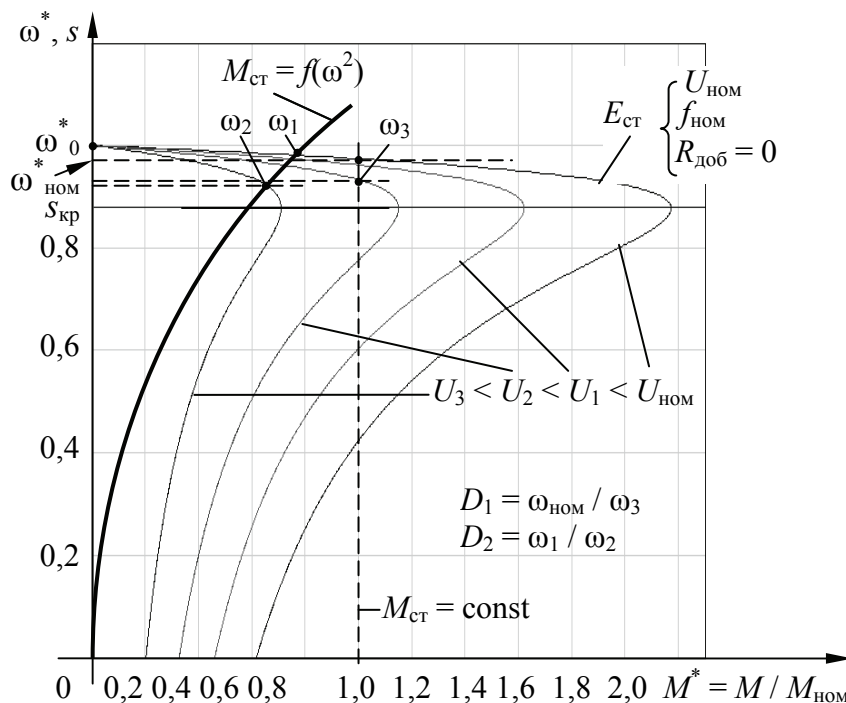


Рис. 16.1. Механические характеристики при $U = \text{var}$ ($\omega^* = \omega / \omega_0$)

Параметрическое регулирование скорости наиболее приемлемо для механизмов с вентиляторной механической характеристикой $M_{ст} = f(\omega^2)$. Однако для осуществления пуска двигателя, регулирования скорости в небольших пределах такой способ регулирования все же используется. В подавляющем большинстве случаев это выполняется полупроводниковыми регуляторами напряжения, которые реализуют фазовый способ регулирования напряжения питания обмоток статора асинхронного двигателя (параметрическое управление, рис. 16.2, а).

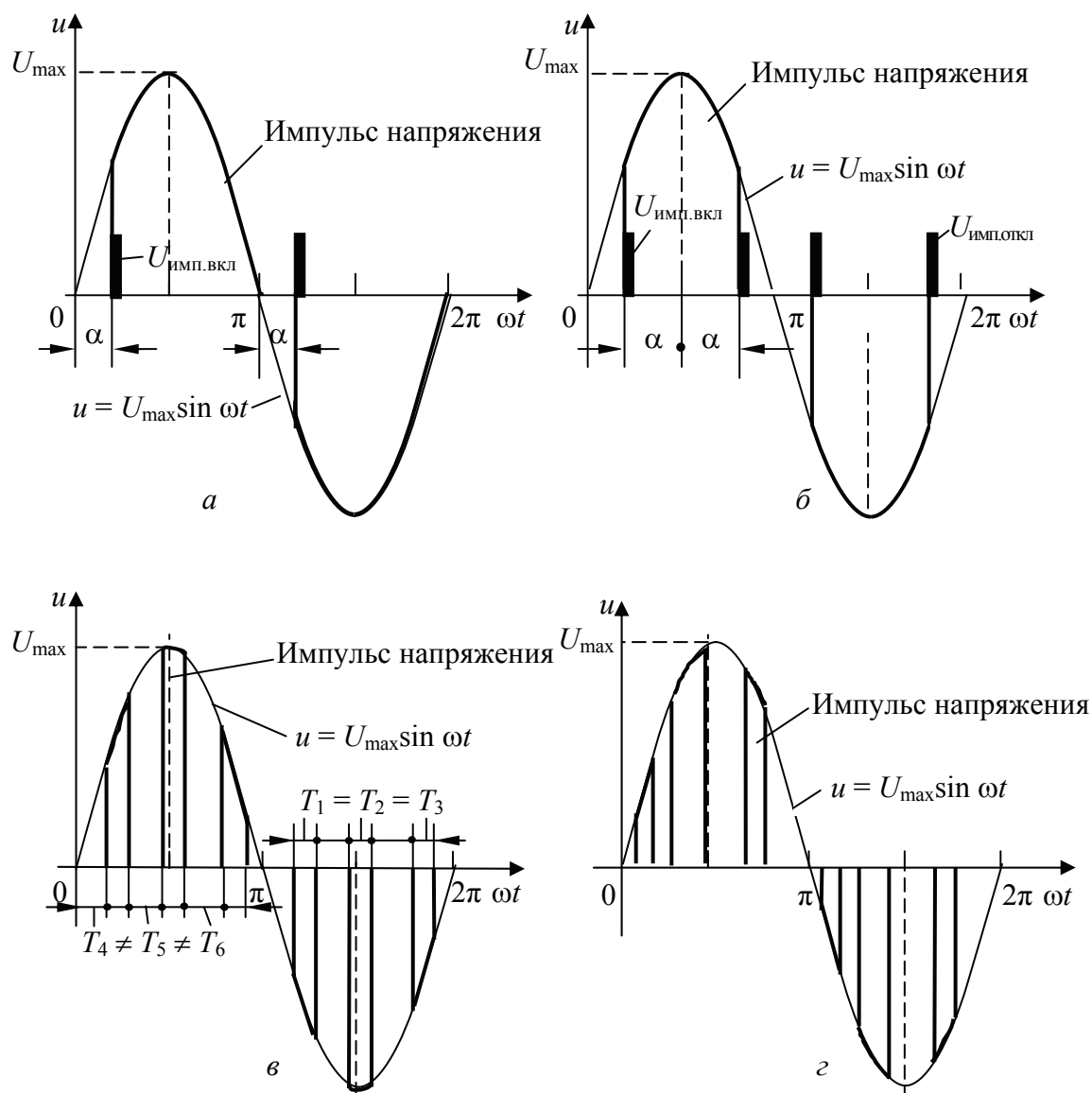


Рис. 16.2. Эпюры формирования регулируемого напряжения:
 а – параметрическое управление; б – из одного импульса, симметрично расположенного относительно центра полусинусоиды; в – из нескольких импульсов одинаковой ширины; г – из нескольких импульсов разной ширины

Особенность такого применения состоит в том, что в результате преобразования входного в регулятор напряжения на обмотку статора подается выходное несинусоидальное напряжение, качественный гармонический состав которого ухудшается с увеличением угла управления. Известно, что высшие гармоники:

- во-первых, осуществляют дополнительный нагрев двигателя;
- во-вторых, гармонические токи с номерами $3k + 1$ и $3k - 1$ (где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$) создают в воздушном зазоре двигателя соответственно прямо и обратно вращающиеся поля и электромагнитные моменты, в результате чего образуются колебания результирующего момента на валу двигателя и, как следствие, его скорости;
- в-третьих, гармонические токи с номерами $3k$ образуют пульсирующие поля, не участвующие в создании пускового момента двигателя, а следовательно, еще больше уменьшают значение пускового момента, ослабляя динамику пуска. Но формирование регулируемого напряжения на обмотках статора может быть выполнено не столь простым способом.

Возможны следующие приемы формирования напряжения:

- 1) из одного импульса, симметрично расположенного относительно центра полусинусоиды (рис. 16.2, б);
- 2) из нескольких импульсов одинаковой ширины, произвольно расположенных на полупериоде (рис. 16.2, в);
- 3) из нескольких импульсов разной ширины, произвольно расположенных на полупериоде (рис. 16.2, г);
- 4) из нескольких импульсов одинаковой ширины, расположенных на полупериоде определенным образом (рис. 16.3).

В задачу каждого из этих вариантов входит уменьшение высших гармоник в питающем обмотку двигателя напряжении.

Рассмотрим последний вариант и одну из его интерпретаций, а именно формирование напряжения на каждом полупериоде из импульсов, центры которых отстоят друг от друга на расстоянии π / m , где $m = 3, 6, 9, 12, \dots$ – целое число импульсов в полупериоде. Центр первого импульса располагается в точке $\pi / 2m$ от начала полупериода, положение фронтов каждого импульса изменяется в ту и другую сторону от центра импульса (рис. 16.3). Кроме того, количество импульсов на каждом полупериоде трехфазной системы напряжения выбирается из соотношения $n = 2mk \pm 1$, где $k = 1, 2, 3, 4, \dots$, а n – номер выбранной гармоники, которая должна присутствовать в промодулированном напряжении.

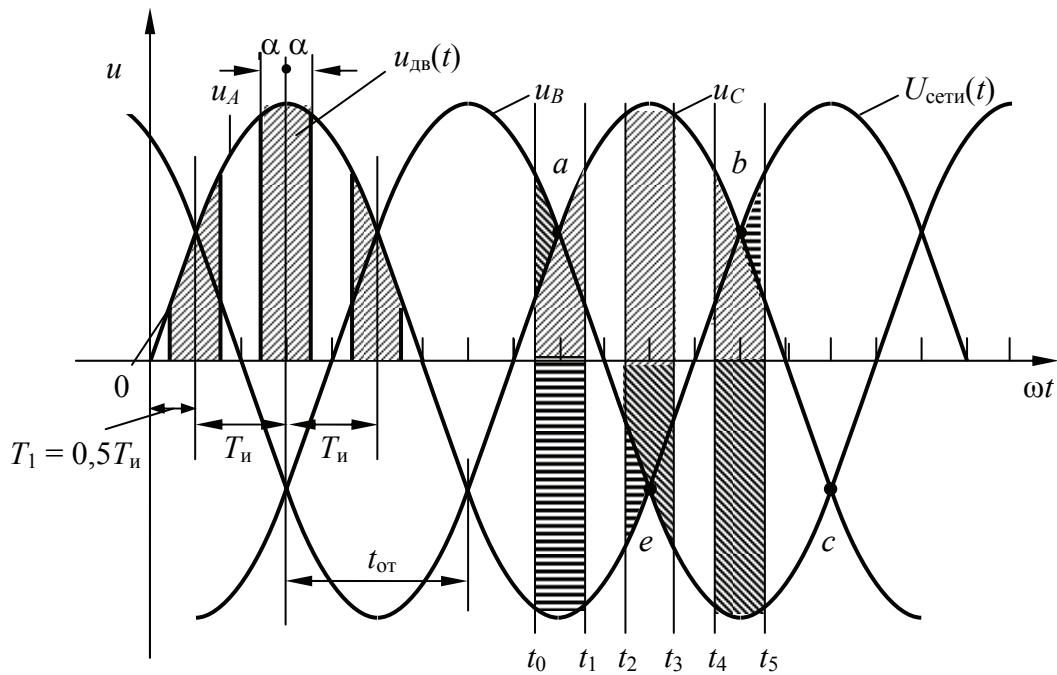


Рис. 16.3. Эпюры формирования ШИМ-напряжения

Эпюры напряжения при данном широтно-импульсном формировании приведены на рис. 16.3. Здесь $U_{\text{сети}}$ – напряжение питающей сети, α – угол регулирования, T_1 – расстояние до центра первого импульса, $T_{\text{и}}$ – расстояние между импульсами.

Например, если в напряжении допускаются 5, 7, 11, 13 и т. д. гармоники, то число импульсов на полупериоде $m = 3$, если 11, 13, 23, 25, то $m = 6$. Следовательно, рассматриваемый способ широтно-импульсной модуляции переменного напряжения осуществляет подавление определенных гармоник, чем улучшает гармонический состав питающего напряжения и тем самым энергетические показатели, а также позволяет сформировать симметричную трехфазную систему как для фазных, так и для линейных напряжений. Другие способы могут не позволить получить симметричную трехфазную систему. Угол α может изменяться по любому закону: линейному, пропорциональному, прямоугольному, синусоидальному и т. п. Поскольку гармонический состав питающего асинхронный двигатель напряжения определяет форму механических характеристик, а следовательно, его регулировочные свойства и энергетические показатели, оценим предлагаемый способ методами математического анализа. Анализируемая функция (рис. 16.3) носит несинусоидальный характер, является нечетной, периодической с периодом 2π и определена на этом интервале следующим способом:

$$f(\omega t) = \left[\begin{array}{l} 0; \quad \omega t \in \sum_{i=1}^n (A - \alpha); \quad U \sum_{i=1}^n (A + \alpha; A - \alpha) \\ \sin \omega t; \quad \omega t \in \sum_{i=1}^n (A - \alpha; A + \alpha) \end{array} \right],$$

где $A = \pi / (2m) \cdot n$, $n = m$, n – число нечетных членов натурального ряда чисел. В силу своей нечетности рассматриваемая функция при разложении в ряд Фурье будет иметь коэффициенты a_0 и a_n , равными нулю. Коэффициенты типа b_n функции, отражающей напряжение питания двигателя, могут быть представлены так:

$$U_k = \sum_{i=1}^k \int_{A-\alpha}^{A+\alpha} \sin \omega t \cdot \sin n \omega t =$$

$$= \sum_{i=1}^k \frac{1}{2} \left(\frac{\sin(n-1)\omega t}{n-1} \Big|_{A-\alpha}^{A+\alpha} - \frac{\sin(n+1)\omega t}{n+1} \Big|_{A-\alpha}^{A+\alpha} \right),$$

где k – номер гармоники, значение которой исследуется.

Конкретный численный гармонический анализ рассматриваемого ШИМ-напряжения при $m = 3, 6, 9$ был проведен с использованием пакета программ типа MathCad. На рис. 16.4 показаны результаты выполненного гармонического анализа, где в качестве примера приведены изменения значений первой и десяти первых высших гармонических при различном количестве импульсов на полупериоде выходного напряжения, а именно при $m = 3, 6$ и 9 . Эти зависимости показывают, что амплитуды напряжений высших гармонических неизменны для порядкового номера их последовательности вне зависимости от числа импульсов напряжения. Известно, что полное сопротивление электрических и магнитного контуров двигателя для каждой гармоники возрастает в соответствии с ее номером. Это приводит к малым значениям тока в обмотках двигателя, а следовательно, и к его малым электромагнитным моментам, которые создаются высшими гармоническими питающего ШИМ-напряжения. Влияние этих электромагнитных моментов будет рассмотрено при исследовании переходных процессов электропривода, управляемого ШИМ-напряжением. Уменьшение уровня токов от высших гармонических питающего ШИМ-напряжения снижает уровень греющих потерь в активной составляющей общих потерь двигателя, а это приводит к определенному расширению диапазона регулирования скорости двигателя, создает условия энергосбережения в его установившихся и переходных режимах.

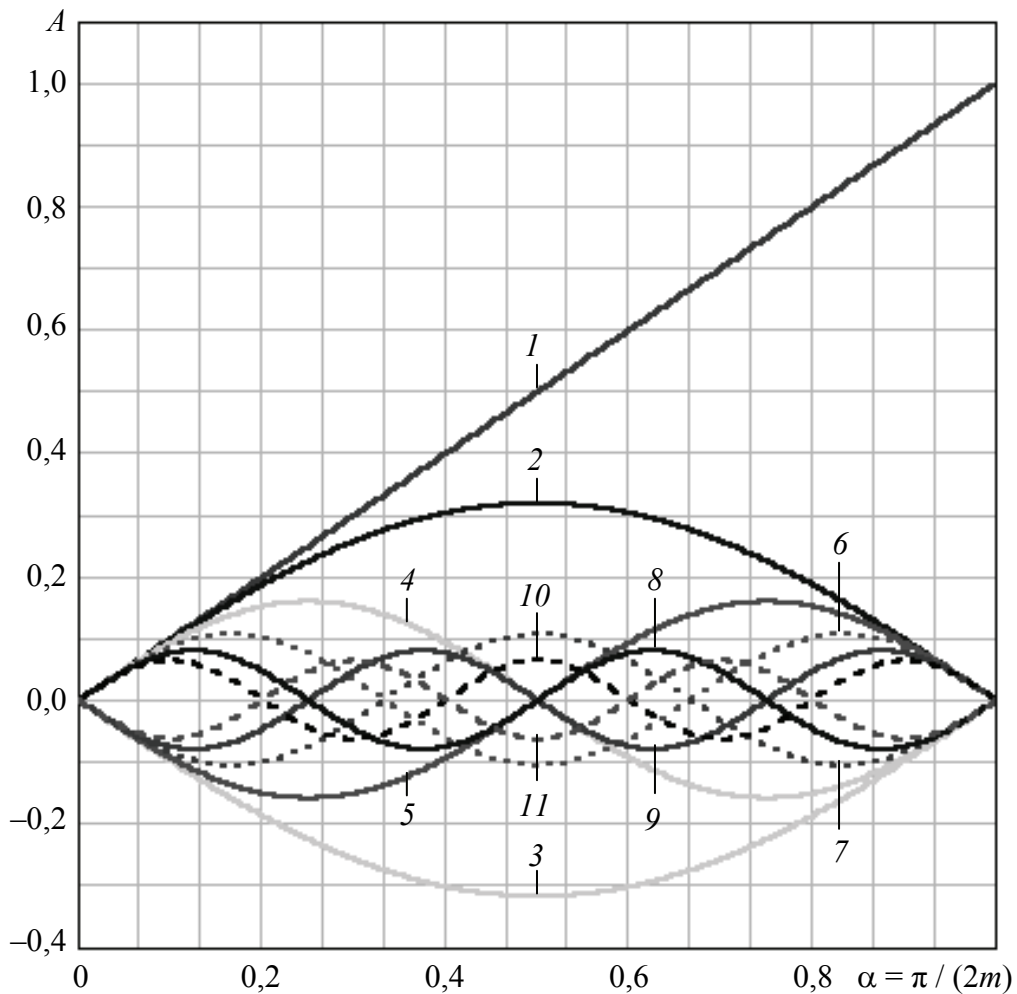


Рис. 16.4. Зависимости амплитуд гармоник напряжения от угла управления α :

$A = U_i / U_{\text{ном}}$ – относительная амплитуда i -й гармоники;

m – число импульсов напряжения на его полупериоде;

1 – амплитуда первой гармоники при любых m ;

при $m = 3$: 2 – 5-я гармоника; 3 – 7-я гармоника;

4 – 11-я гармоника; 5 – 13-я гармоника;

6 – 17-я гармоника; 7 – 19-я гармоника;

8 – 23-я гармоника; 9 – 25-я гармоника;

10 – 29-я гармоника; 11 – 31-я гармоника;

при $m = 6$: 2 – 11-я гармоника; 3 – 13-я гармоника;

4 – 25-я гармоника; 5 – 23-я гармоника;

6 – 35-я гармоника; 7 – 37-я гармоника;

8 – 49-я гармоника; 9 – 47-я гармоника;

10 – 59-я гармоника; 11 – 61-я гармоника;

при $m = 9$: 2 – 19-я гармоника; 3 – 17-я гармоника;

4 – 35-я гармоника; 5 – 37-я гармоника;

6 – 55-я гармоника; 7 – 53-я гармоника;

8 – 71-я гармоника; 9 – 73-я гармоника;

10 – 91-я гармоника; 11 – 89-я гармоника

Схемное решение регулятора напряжения. Указанные выше способы широтно-импульсной модуляции напряжения могут быть реализованы с помощью полупроводниковых преобразователей, силовые схемы которых основаны на транзисторных ключах.

Рассмотрим один из вариантов полупроводникового регулятора напряжения для реализации предлагаемого способа управления скоростью двигателя (рис. 16.5).

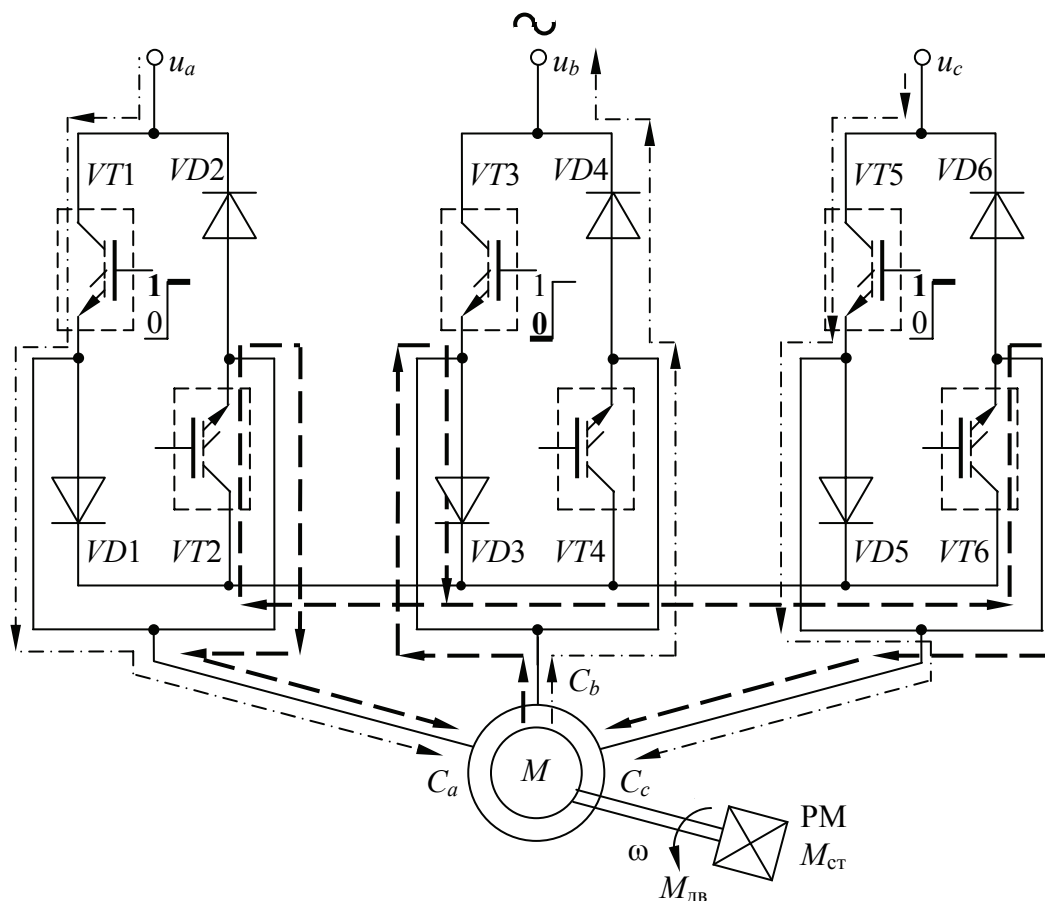


Рис. 16.5. Схема регулятора напряжения при u_a и $u_c > 0$, $u_b < 0$

Регулятор состоит из двух диодно-транзисторных пар на каждую фазу напряжения питания, например $VT1 - VD1$ и $VT2 - VD2$ для фазы A . Диодно-транзисторная пара – это интеллектуальный модуль, управляемый драйвером. Работа регулятора заключается в следующем. Допустим, что в момент t_4 (рис. 16.5) формирования на выходе регулятора (на входе нагрузки) импульса напряжение фазы A на его входе u_a и u_c положительно, а u_b отрицательно. Для формирования переднего фронта импульса выходного напряжения включаются транзисторы $VT1$ и $VT5$. При включенных $VT1$ и $VT5$

ток нагрузки по фазам A и C протекает через них по указанному пути, в фазе B через диод $VD4$. Задний фронт этого импульса формируется путем закрытия транзисторов $VT1$ и $VT5$.

При реактивном характере нагрузки (например, асинхронный двигатель) во избежание перенапряжений, возникающих при коммутации фаз нагрузки, необходимо организовать пути свободной ее циркуляции. Для этого включаются транзисторы $VT2$ и $VT6$. Они открываются и совместно с диодом $VD3$ организуют цепь свободной циркуляции тока нагрузки между ее фазами, т. е. организуют короткое замыкание всех фаз нагрузки. Таким образом, напряжение на нагрузке равно нулю, и общее сформированное ШИМ-напряжение не искажается реактивным характером нагрузки. Для случая, когда напряжение u_a положительное, а напряжения u_b и u_c отрицательные, приведены несколько другие пути протекания тока (рис. 16.6). Изменяя время включения-выключения транзисторов регулятора по отношению к началу синусоид, можно сформировать любой закон широтно-импульсной модуляции выходного переменного напряжения, поступающего на нагрузку, в том числе и предлагаемый.

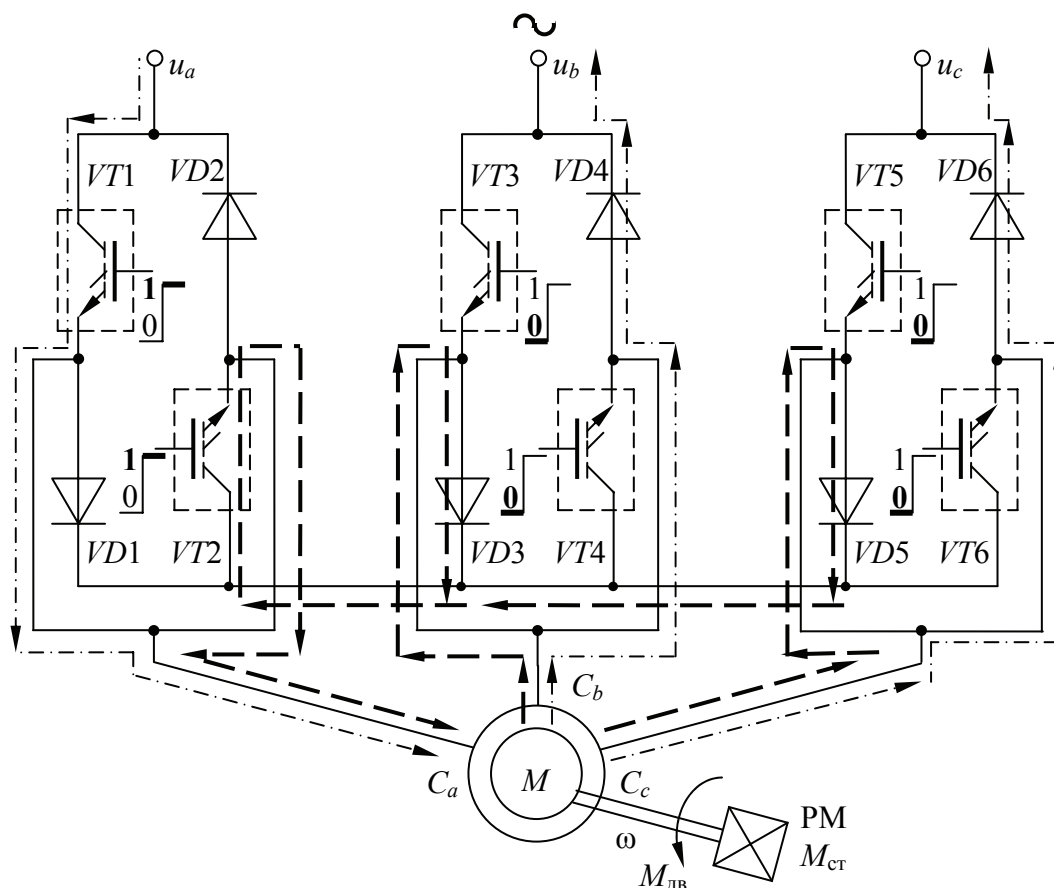


Рис. 16.6. Схема регулятора напряжения при $u_a > 0$, u_b и $u_c < 0$

Анализ работы трехфазного регулятора, в котором регулирование выходного напряжения осуществляется широтно-импульсным методом подключения фаз нагрузки к фазам питающей сети с последующим их отключением от фаз сети и закорачиванием их на время пауз из-за неоднозначности процессов включения и выключения транзисторных ключей регулятора, а также из-за асимметрии их импульсов управления, показывает, что возможны междуфазные короткие замыкания. Для устранения этой возможности система управления должна для формирования переднего фронта импульса выходного напряжения сначала включать транзистор фазы, имеющей наибольший отрицательный потенциал по отношению к потенциалам других фаз (в рассматриваемом выше случае это момент t_4 , при котором $u_a > u_b$ и $u_c > u_b$, а роль транзистора в фазе u_b выполняет диод $VD3$). Затем транзистор фазы, имеющей промежуточное значение потенциала между наименьшим и наибольшим значениями (в приведенном случае включается транзистор $VT1$ фазы A , ибо $u_c > u_a$). Потом транзистор фазы, имеющей наибольший положительный потенциал (в рассматриваемом случае включается транзистор $VT5$ фазы C). Для формирования заднего фронта импульса напряжения выключается транзистор фазы, имеющей наибольший положительный потенциал по отношению к потенциалам других фаз (следует выключить транзистор $VT1$ фазы A , а включить $VT2$). Затем транзистор фазы, имеющей промежуточное значение потенциала между наименьшим и наибольшим (следует выключить транзистор $VT5$ фазы C , а включить $VT6$). Потом транзистор фазы, имеющей наибольший отрицательный потенциал (роль транзистора в фазе u_b выполняет диод $VD4$).

Схема управления регулятором напряжения. Для реализации рассмотренного алгоритма работы трехфазного регулятора напряжения разработана схема управления (рис. 16.7). Схема содержит синхронизатор 1; дискриминаторы 2...4; JK -триггеры 7...9 и драйверы 17...19 управления транзисторными модулями 20, 21 для каждой фазы питающего напряжения; генератор тактовых импульсов 6; элемент 5, задающий начало и конец импульса напряжения на фазе нагрузки в соответствии с законом его ШИМ, а также группу логических элементов 11...16 типа 2И-НЕ, контролирующих включенное/отключенное состояние силовых транзисторов регулятора UZ , и элемент 10, накладывающий ограничение на работу драйверов в зависимости от функционирования защитных устройств транзисторных модулей.

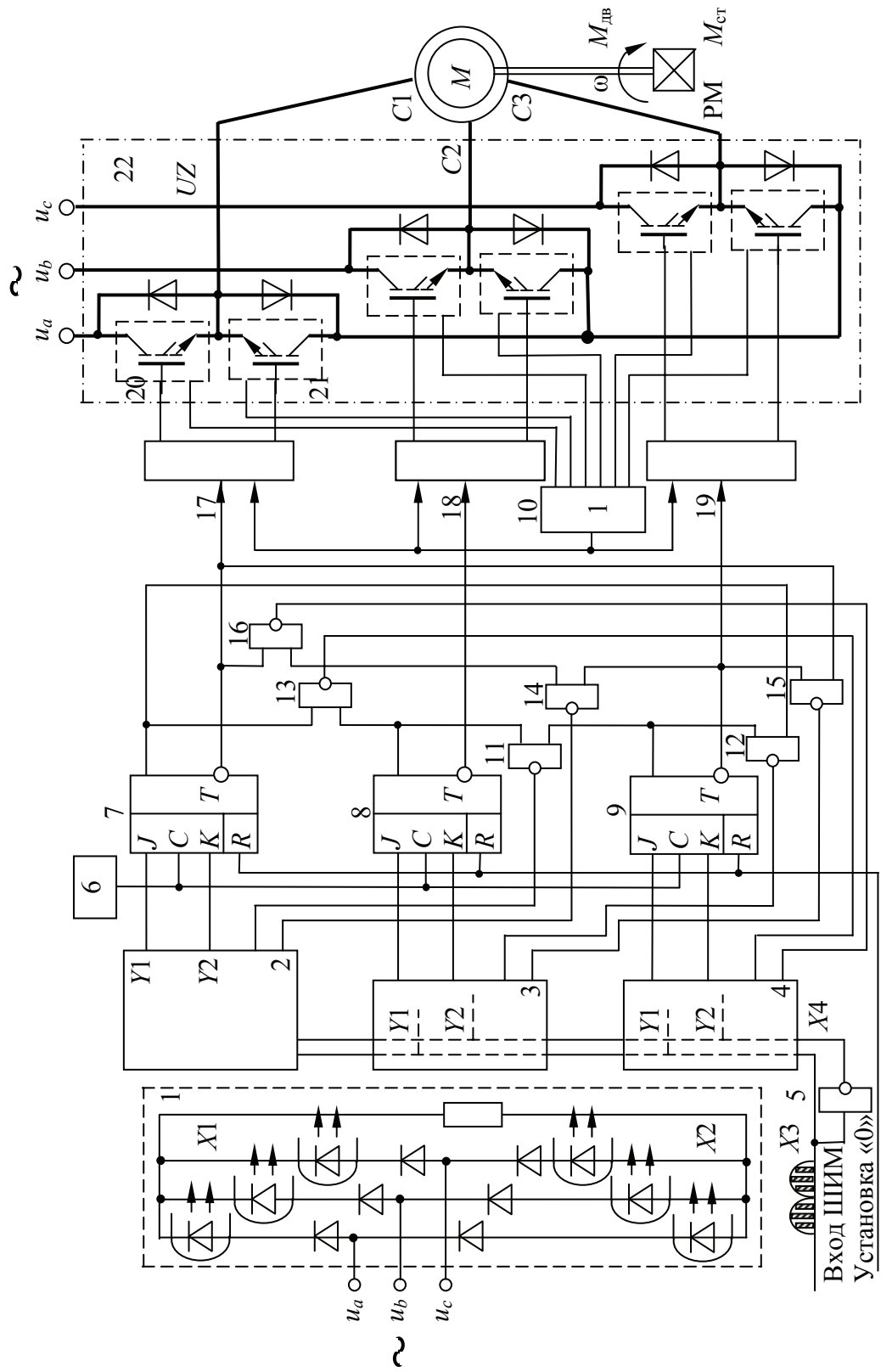


Рис. 16.7. Схема регулятора напряжения

Синхронизатор (рис. 16.8, *a*) в данной схеме выполняет три функции: первая состоит в гальванической развязке сети, с которой синхронизируется система управления силовыми транзисторами регулятора, вторая – в выделении участков напряжения силовой цепи, на которых управляются силовые транзисторы, а третья – в преобразовании аналогового сигнала (синусоидальных напряжений на входе синхронизатора) в цифровой сигнал (в комбинацию логических единиц и нулей на выходе синхронизатора). Первая и третья функции осуществляются за счет использования в схеме синхронизатора оптронных пар. Вторая – схемным решением синхронизатора. Основную функциональную роль в работе системы управления играют дискриминаторы. Каждый дискриминатор имеет (рис. 16.8, *b*):

- два синхронизирующих входа: $X1$ – с положительной полуволной напряжения, $X2$ – с отрицательной полуволной того же напряжения;

- два управляющих входа: $X3$ – разрешающий формировать передний фронт импульса выходного напряжения и $X4$ – разрешающий формировать задний фронт этого импульса;

- два информационных входа $X5$ и $X6$, содержащих информацию о включенном и выключенном состоянии двух других фаз;

- два выхода $Y1$ и $Y2$, задающих состояния *JK*-триггеров, которые необходимы для управления силовыми транзисторами регулятора.

Предложенная схема управления выполняет необходимый алгоритм переключения силовых транзисторов регулятора по формированию ШИМ-напряжения на нагрузке. Повышение надежности достигается еще и тем, что прохождение сигналов управления на силовые транзисторы выполняется по команде тактового генератора. Частота следования тактовых импульсов выбирается исходя из необходимого значения задержки прохождения импульсов на разные фазы. Например, при необходимости задержки в 5...10 мкс частота тактового генератора составит 100...200 кГц.

Рассмотренные схемы синхронизатора и дискриминатора могут использоваться и для других устройств автоматики, где необходимо иметь гальваническую развязку синхронизирующей части системы управления с силовой частью устройства, где следует выявить определенные участки переменного напряжения, на которых выполняется управление силовой схемой устройства, где трехфазное напряжение переменного тока необходимо преобразовать в цифровую форму.

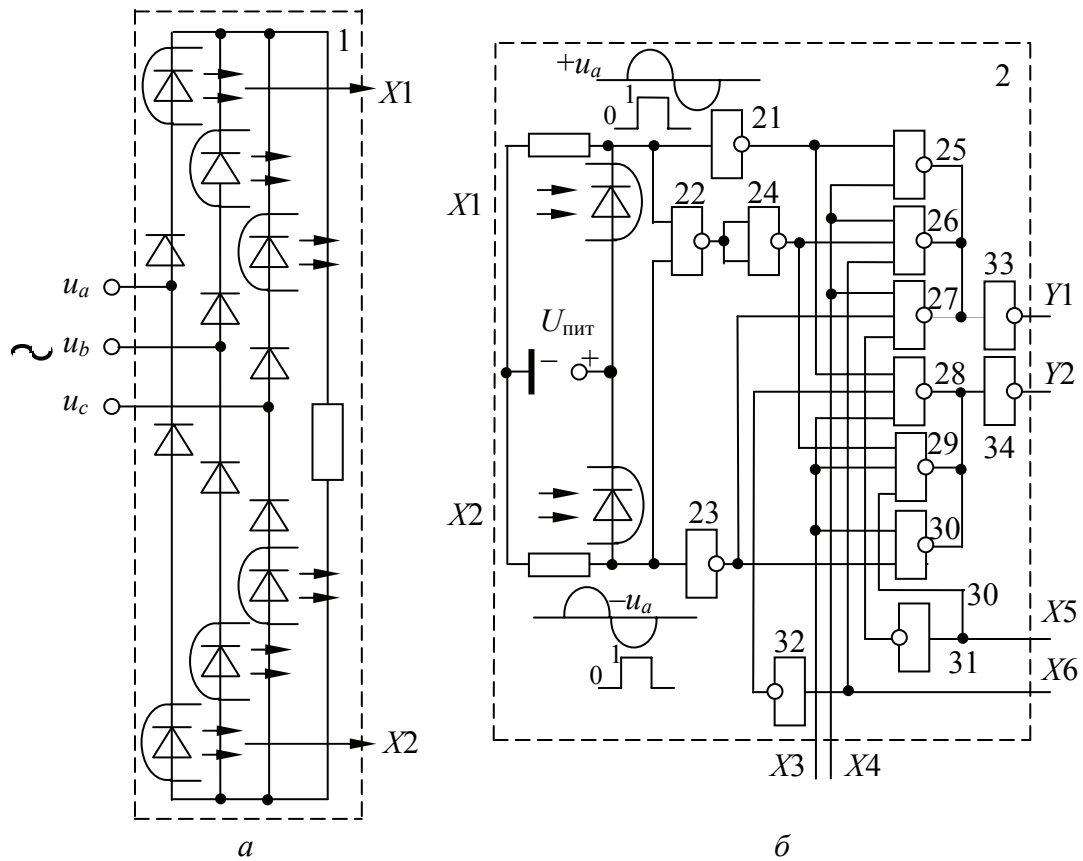
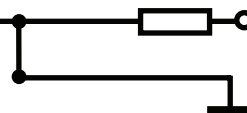


Рис. 16.8. Схема синхронизатора (а) с дискриминатором (б)

Система управления, формирующая «Вход ШИМ», должна, как было показано, определить центры импульсов напряжения в соответствии с рассматриваемым законом и изменяющиеся положения передних и задних фронтов этих импульсов. Рационально для этого использовать свойства синусоидального трехфазного напряжения, состоящие в том, что напряжения фаз имеют естественное пересечение как раз в необходимых для этого точках и что фазные напряжения сдвинуты относительно линейных напряжений на 90° .

МИКРОПРОЦЕССОРЫ В УСТРОЙСТВАХ АВТОМАТИКИ

Лекция 17



Применение микропроцессорной техники в электронных устройствах автоматики идет по следующим направлениям:

1) использование микропроцессоров как основного функционального логического элемента устройства, выполняющего обработку поступающих сигналов. К ним относят электронно-цифровые управляющие устройства электроприводов, автономных источников электропитания, термо- и светорегуляторы, реле защиты, мощности, направления мощности, фазы и т. п. Микропроцессорная реализация позволяет наилучшим образом согласовать времятоковые характеристики устройств и защищаемого объекта;

2) применение микропроцессоров, связанное со сбором информации о состоянии комплектных устройств систем автоматического управления производственными установками. Состояние аппаратуры, прежде всего защитной, свидетельствует как о текущих режимах, так и о возникновении и развитии аварийных ситуаций. Эта информация должна быть использована для управления устройствами и для ее индикации обслуживающему персоналу. Микропроцессорные системы сбора информации вытесняют традиционные пульты управления.

Силовые объекты электрооборудования, в том числе и полиграфического, должны быть защищены от перегрузок, вызывающих их перегрев, что приводит к преждевременному выходу из строя. Однако устройства защиты не должны реагировать на непродолжительные токи перегрузки, не нагревающие объект свыше допустимой температуры. Устройства такой защиты строились на основе физического подобия тепловых процессов нагрева защищаемого объекта и процессов в аппарате защиты. В качестве физически подобных принимались тепловые процессы (нагрев биметаллической пластины или плавкой вставки) и электромеханические

процессы (электромагнитные и индукционные системы). Конструкция таких аппаратов не позволяла достичь высоких точностных параметров настройки на времятоковую характеристику объекта. Использование микропроцессора в устройстве защиты дало возможность применять математическое моделирование нагрева защищаемого объекта, что повышает его функциональность и обеспечивает надежную работу электрооборудования.

В качестве примера рассмотрим использование микропроцессора в устройстве защиты от перегрузок (тепловая защита). Устройство воздействует размыкающим контактом KA на стандартную цепь включения электродвигателя, состоящую из кнопок пуска $SB1$ и остановки $SB2$, катушки пускателя KM (рис. 17.1).

Информация о значениях тока в каждой фазе двигателя снимается трансформаторами тока $TA1$, $TA2$, $TA3$ и подается в устройство контроля его нагрева. Кроме этой основной функции трансформаторы тока осуществляют гальваническую развязку силовых цепей питания двигателя и измерительных цепей устройства защиты.

Напряжение на выходе трансформаторов тока содержит информацию о потерях теплоты в объекте защиты – асинхронном двигателе. Действительно, можно записать, что мгновенная мощность, выделяемая в виде тепла, равна:

$$P_{\Sigma \text{ нагр}} = i_A^2 r_A + i_B^2 r_B + i_C^2 r_C, \quad (17.1)$$

где i_A , i_B , i_C – токи в фазах двигателя; $r_A = r_B = r_C$ – активные сопротивления фазных обмоток электродвигателя, эквивалентные их токам. Эта мощность потерь за время работы двигателя определяет температуру его нагрева относительно температуры окружающей среды $t_{\text{окр.ср}}$: $\Theta = t_{\text{нагр}} - t_{\text{окр.ср}}$. Выделяющаяся тепловая энергия идет частично на нагрев двигателя пропорционально его эквивалентной теплоемкости и частично – в окружающую среду. Уравнение баланса тепловой энергии имеет вид

$$\int_0^t P_{\Sigma \text{ нагр}} dt = C_T \Theta + \int_0^t K_T S_{\text{охл}} \Theta dt. \quad (17.2)$$

Здесь C_T – теплоемкость электродвигателя; K_T – коэффициент теплоотдачи; $S_{\text{охл}}$ – площадь поверхности охлаждения. Для каждого электродвигателя или другого электротехнического изделия по допустимой температуре нагрева $t_{\text{доп}}$ можно определить допустимый длительный ток фазы $I_{\text{доп}}$. При $I_A = I_B = I_C = I_{\text{доп}}$ температура Θ стремится к $\Theta_{\text{доп}} = t_{\text{доп}} - t_{\text{окр.ср}}$ и не превышает $\Theta_{\text{доп}}$.

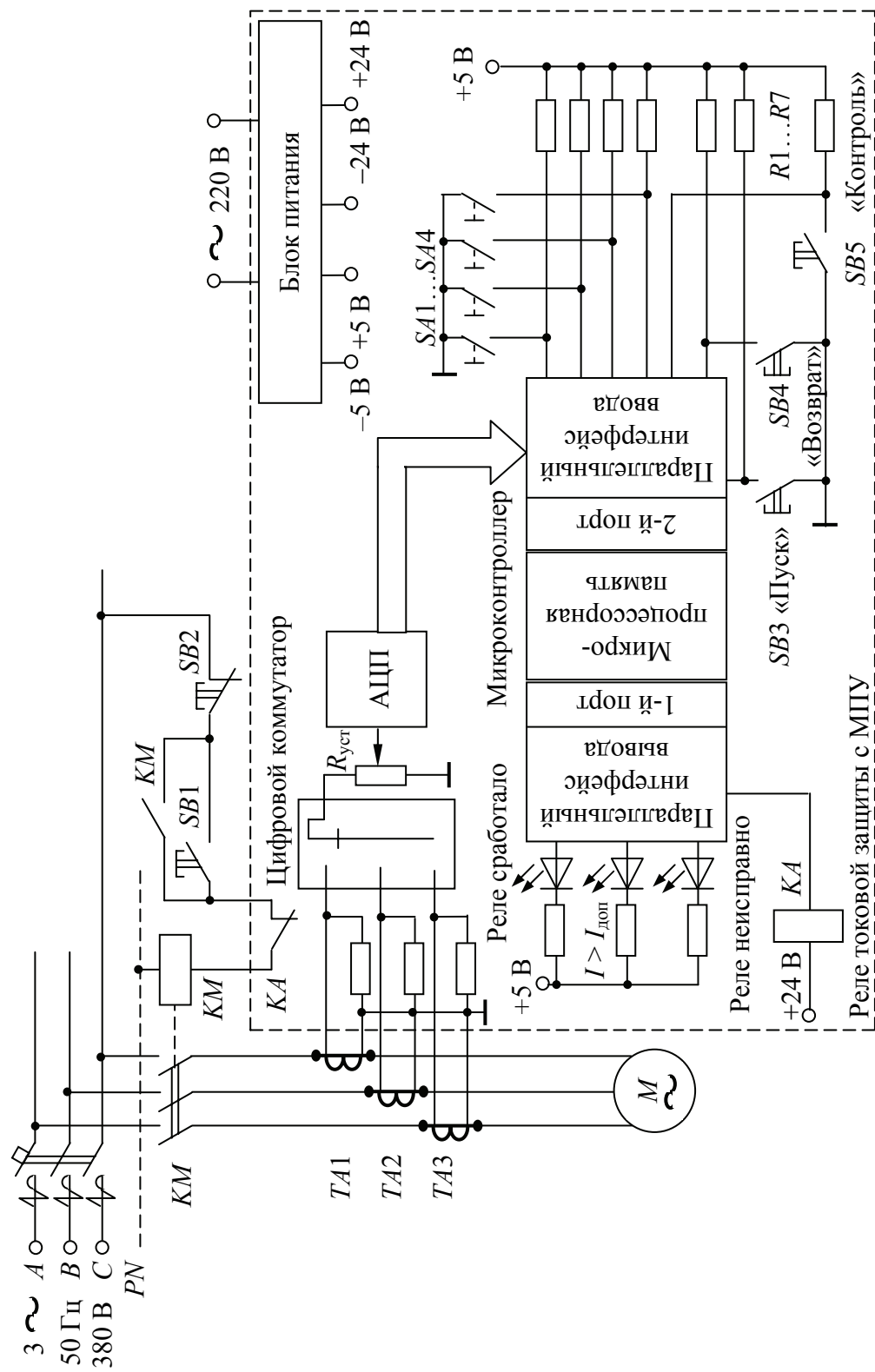


Рис. 17.1. Структурная схема защиты асинхронного двигателя с микроконтроллером

Тогда

$$P_{\text{нагр}} = P_{\text{доп}} = 3I_{\text{доп}} r_{\phi}. \quad (17.3)$$

С другой стороны, мощность $P_{\text{доп}}$ можно выразить через перегрев объекта в установившемся режиме $\Theta_{\text{доп}}$:

$$P_{\text{доп}} = K_{\text{T}} S_{\text{охл}} \Theta_{\text{доп}}. \quad (17.4)$$

Подставив (17.4) в (17.3), получим:

$$I_{\text{доп}} = \sqrt{\frac{K_{\text{T}} S_{\text{охл}} \Theta_{\text{доп}}}{3r_{\phi}}}. \quad (17.5)$$

После подстановки (17.1) в (17.2) и деления правой и левой части выражения соответственно на квадрат правой и квадрат левой части выражения (17.5) и введения обозначений

$$i_A^* = \frac{i_{\text{доп.}A}}{I_{\text{доп}}}; \quad i_B^* = \frac{i_{\text{доп.}B}}{I_{\text{доп}}}; \quad i_C^* = \frac{i_{\text{доп.}C}}{I_{\text{доп}}}$$

получим следующее выражение, отражающее нагрев двигателя:

$$r_{\phi} \int_0^t (i_A^{*2} + i_B^{*2} + i_C^{*2}) dt = 3r_{\phi} \left(\frac{C_{\text{T}}}{K_{\text{T}} S_{\text{охл}}} \xi + \int_0^t \xi dt \right). \quad (17.6)$$

Введем постоянную времени нагрева объекта τ_{T} : $\tau_{\text{T}} = C_{\text{T}} / K_{\text{T}} S_{\text{охл}}$, тогда имеем:

$$r_{\phi} \int_0^t (i_A^{*2} + i_B^{*2} + i_C^{*2}) dt = 3K_{\text{T}} \xi + \int_0^t \xi dt. \quad (17.7)$$

Из (17.7) видно, что относительное значение температуры нагрева определяется интегрированием суммы относительных значений фазных токов двигателя. Решая (17.7) микропроцессорными средствами относительно ξ , можно следить за функцией $\xi(t) = \xi(i_A^{*2} + i_B^{*2} + i_C^{*2})$ и реагировать на ситуацию, когда $\xi > 1$, т. е. $\Theta > \Theta_{\text{доп}}$. Поскольку вычисления функции $\xi(t)$ ведется численными методами, следует в программу корректно ввести значение постоянной времени нагрева, соответствующей защищаемому электродвигателю. Устройства подобного рода снабжаются световой индикацией режимов работы, цифровой индикацией значений токов в фазах и т. п. Выходным элементом является реле KA ,

воздействующее на схему управления электродвигателем. Для согласования работы измерительного узла токов, имеющих аналоговый характер изменения, с микропроцессором в устройство введен аналого-цифровой преобразователь, который цифровым коммутатором (мультиплексором) подключается к напряжению, снимаемому с трансформаторов тока. Точность срабатывания устройства зависит от частоты считывания информации о фазных токах, поэтому рекомендуется выполнять более 50 измерений за полупериод их изменения. С целью введения разных значений постоянной времени нагрева τ_T предусмотрен набор весовых резисторов, переключающихся выключателями $SA1...SA4$. В процессе работы устройство сравнивает допустимое значение тока каждой фазы $I_{доп.i}$ с его действующим значением $I_{дейст}$, которое вычисляется по следующему выражению:

$$I_{дейст} = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T i_{\phi}^2 dt},$$

где T – период переменного тока.

Если нарушается условие $I_{дейст} < I_{доп.i}$, загорается светодиод, сигнализируя о перегрузке и возможном срабатывании устройства. Если за какой-то промежуток времени перегрузка не прекратится, то устройство не работает, и двигатель будет продолжать работу. В противном случае двигатель нагревается до $I_{доп}$ и устройство отключает его.

Вычисление действующих значений токов в обмотках двигателя расширяет использование микропроцессора в области контроля ненормативных режимов работы двигателя. Во-первых, можно выполнить контроль несимметрии фазных токов, из-за чего возникает дополнительный нагрев машины. Программно производится вычисление разности действующих значений фазных токов, и, если она превышает, например, на 15% среднее значение тока фазы, то исполнительное реле KA отключает двигатель. Во-вторых, аналогично определяется обрыв одной из фаз (крайний случай несимметрии напряжения). В этом случае двигатель не должен включаться или должен сразу быть отключен, если находился в рабочем состоянии.

Отключение двигателя при $\xi > 1$ или из-за несимметрии напряжения фаз сигнализируется светодиодом «Реле сработало». После выяснения причин отключения двигателя кнопкой $SB4$

«Возврат» реле KA устанавливается в рабочее состояние. В нерабочем состоянии устройства нажатием кнопки $SB5$ «Контроль» вызывается тест-программа, проверяющая работоспособность реле. Уставка на заданный допустимый ток двигателя выполняется резистором $R_{уст}$.

Приведем пример использования микропроцессора в устройстве плавного пуска электродвигателя переменного тока – полупроводниковом регуляторе напряжения (рис. 17.2).

В таких регуляторах (тиристорных или транзисторных) используется параметрическое изменение напряжения питания двигателя от нулевого значения до номинального с определенной интенсивностью, что позволяет формировать при пуске необходимое значение тока в обмотках двигателя (не превышающее нормативные пусковые токи).

Устройство содержит регулятор напряжения с силовыми транзисторными ключами $VT1...VT3$; систему управления силовыми ключами; датчик скорости двигателя BV ; микропроцессорную систему с параллельными интерфейсами ввода-вывода; три счетчика, которые совместно с датчиком нулевого значения синусоидального напряжения питания формируют угол управления силовыми ключами; генератор тактовой частоты управления счетчиками; органы управления регулятором напряжения $SB1$ – Пуск и $SB2$ – Стоп; выходной каскад для включения пускателя KM , шунтирующего своими контактами $KM.1$ силовые ключи $VT1...VT3$ регулятора напряжения.

Микропроцессор с параллельного интерфейса вывода выставляет счетчикам определенные изменяющиеся в соответствии с программой пуска двигателя числа предустановки на каждом полупериоде питающего напряжения. От соответствующего датчика напряжения и при участии генератора тактовой частоты каждый счетчик начинает счет по сигналу, который формируется в момент перехода синусоидального напряжения через нуль. После достижения счетчиком значения предустановки на его выходе формируется импульс для системы управления силовыми ключами, а сам счетчик обнуляется и ожидает следующий импульс от датчика напряжения. Закон изменения угла управления регулятором, а следовательно, и характер изменения напряжения на обмотках двигателя может быть детерминированным, независимым от того, как будет происходить реальное увеличение частоты вращения двигателя.

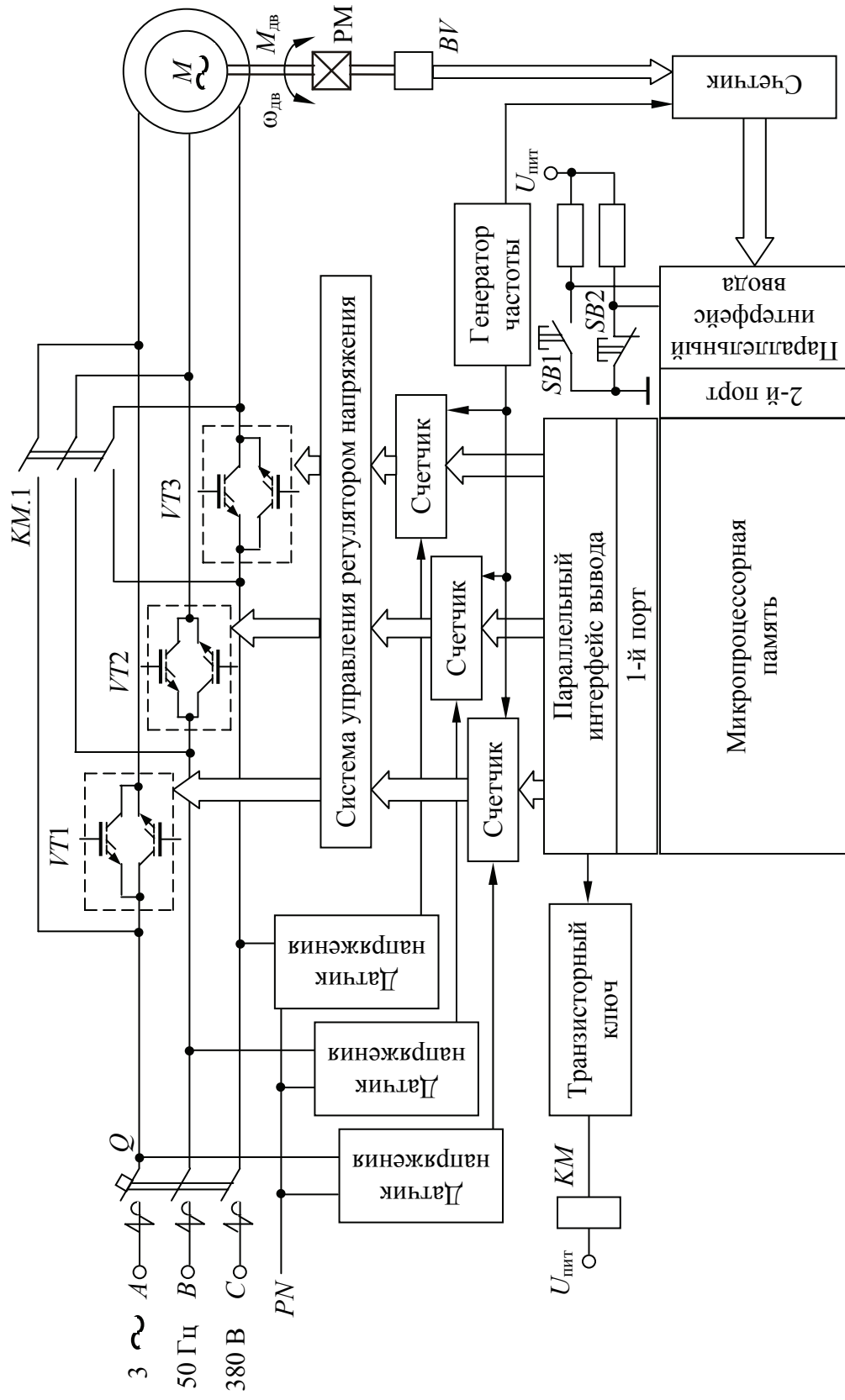
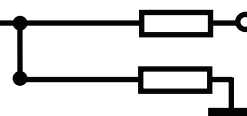


Рис. 17.2. Структурная схема устройства пуска асинхронного двигателя

При возможных отклонениях момента статического сопротивления механизма в процессе пуска (пуск при низкой температуре окружающей среды, загустевание смазки в подшипниках, загрязнение подшипников и т. п.) могут возникать токовые перегрузки двигателя. Для соблюдения заданной интенсивности разгона двигателя необходимо введение обратной связи по скорости, что выполняется датчиком скорости BV . Он индивидуальным счетчиком через параллельный интерфейс ввода корректирует работу микропроцессора по формированию угла управления напряжением, поддерживая заданное его изменение. Программированием микропроцессора можно выполнять пуск двигателя не только до характеристики, соответствующей его номинальному напряжению, но и до какой-либо регулировочной характеристики ($U_{дв} < U_{ном}$), чем достигается определенный диапазон регулирования скорости двигателя. Если в конце пуска двигатель работает с номинальным напряжением (угол управления регулятором напряжения равен нулю), то целесообразно для облегчения работы регулятора в установившемся режиме зашунтировать его силовые ключи контактами пускателя.

ЛИТЕРАТУРА



1. Беляев, В. П. Электронные устройства автоматики: учеб. пособие / В. П. Беляев. – Минск: БГТУ, 2005. – 100 с.
2. Беляев, В. П. Электронные устройства автоматики: курс лекций / В. П. Беляев. – Минск: БГТУ, 2008. – 133 с.
3. Беляев, В. П. Электронные устройства автоматики: учеб.-метод. пособие / В. П. Беляев. – Минск: БГТУ, 2008. – 135 с.
4. Беляев, В. П. Электронные устройства полиграфического оборудования. Электронный учебник / В. П. Беляев, Р. И. Шуляк. – Минск: БГТУ, 2011. – 219 с.
5. Игнатов, А. Н. Схемотехнические измерительные устройства: учеб. пособие / А. Н. Игнатов. – СПб.: Лань, 2009. – 324 с.
6. Проектирование бесконтактных управляющих логических устройств промышленной автоматики / Г. Р. Грейвер [и др.]. – М.: Энергия, 1977. – 384 с.
7. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат: Ленинград. отд-ние, 1988. – 248 с.
8. Потемкин, И. С. Функциональные узлы цифровой автоматики / И. С. Потемкин. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
9. Арабей, І. А. Электронныя прылады і праграмуемыя кантролеры сістэм аўтаматызацыі: вучэб. дапаможнік / І. А. Арабей, Д. А. Грынюк, У. Я. Максімаў. – Мінск: БДТУ, 2004. – 286 с.
10. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи / А. Т. Бурков. – М.: Высшая школа, 1999. – 464 с.
11. Колпаков, А. Защитные функции драйверов SEMIKRON / А. Колпаков // Компоненты и технологии. – 2003. – № 5. – С. 22–27.
12. Колпаков, А. Характеристики и особенности применения драйверов MOSFET и IGBT / А. Колпаков // Компоненты и технологии. – 2003. – № 3. – С. 12–17.
13. Колпаков, А. Особенности применения интеллектуальных силовых модулей / А. Колпаков // Компоненты и технологии. – 2002. – № 3. – С. 42–48.

14. Структуры систем управления автоматизированным электроприводом / О. П. Ильин [и др.]. – Минск: Наука и техника, 1978. – 368 с.
15. Шубенко, В. А. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В. А. Шубенко, И. Я. Браславский. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.
16. Глазенко, Т. А. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности / Т. А. Глазенко, В. И. Хрисанов. – Л.: Энергоатомиздат: Ленинград. отд-ние, 1983. – 176 с.
17. Шишмарев, В. Ю. Типовые элементы систем автоматического управления / В. Ю. Шишмарев. – М.: Издат. центр «Академия», 2004. – 304 с.
18. Шитиков, А. В. Цифровые датчики температуры от Dallas Semiconductor / А. В. Шитиков // Компоненты и технологии. – 2001. – № 2. – С. 48–51.
19. Шитиков, А. В. Цифровые потенциометры от Dallas Semiconductor / А. В. Шитиков // Компоненты и технологии. – 2001. – № 8. – С. 32–35.
20. Партала, О. Н. Цифровая электроника / О. Н. Партала. – М.: Наука и техника, 2001. – 224 с.
21. Узенгер, А. Применение знаковосинтезирующих индикаторов фирмы Data Vision / А. Узенгер // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7. – С. 98–102.
22. Фрике, К. Вводный курс цифровой электроники: пер. с нем. / К. Фрике. – М.: Техносфера, 2002. – 428 с.
23. Журав, А. Датчики температуры / А. Журав // Современная электроника. – 2006. – № 6. – С. 22–24.
24. Штрапенин, Г. Интегральные датчики температуры / Г. Штрапенин // Компоненты и технологии. – 2005. – № 3. – С. 47–52.
25. Левашев, Ю. Магниточувствительные датчики / Ю. Левашев // Компоненты и технологии. – 2004. – № 1. – С. 34–40.
26. Гуреева, О. Датчики изображения / О. Гуреева // Современная электроника. – 2007. – № 1. – С. 14–16.
27. Волович, Г. А. Драйверы силовых ключей / Г. А. Волович // Современная электроника. – 2007. – № 8. – С. 32–41.
28. Полищук, А. Некоторые применения линейных датчиков Холла / А. Полищук // Компоненты и технологии. – 2001. – № 2. – С. 96–100.
29. Беляев, В. П. Электрооборудование полиграфических машин / учеб.-метод. пособие / В. П. Беляев. – Минск: БГТУ, 2012. – 207 с.

Учебное издание

Беляев Валерий Павлович

**ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА
ПОЛИГРАФИЧЕСКОГО
ОБОРУДОВАНИЯ**

Электронный конспект лекций

Редактор *Е. С. Ватеичкина*
Компьютерная верстка *Е. С. Ватеичкина*
Корректор *Е. С. Ватеичкина*

Издатель:

УО «Белорусский государственный технологический университет».
Свидетельство о государственной регистрации издателя,
изготовителя, распространителя печатных изданий
№ 1/127 от 20.03.2014.
Ул. Свердлова, 13а, 220006, г. Минск.