

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого»
Кафедра «Теоретические основы электротехники»

Л. Г. Чубриков,
доктор технических наук, профессор

ЭЛЕКТРОНИКА
И МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

*Утверждено Министерством образования
Республики Беларусь в качестве учебника
для студентов высших учебных заведений
по машиностроительным
и металлургическим специальностям*

Гомель 2010

ПРЕДИСЛОВИЕ

УДК 621.3(075.8)
ББК 31.2я73
Ч-81

Рецензенты: кафедра электроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники;
заведующий кафедрой последипломного образования Высшего государственного колледжа связи доктор технических наук,
профессор *Л. Л. Клюев*

Чубриков, Л. Г.
Ч-81 Электроника и микропроцессорная техника : учебник
/ Л. Г. Чубриков ; М-во образования Респ. Беларусь, Гомел. гос. техн.
ун-т им. П. О. Сухого. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2010. – 354 с.
ISBN 978-985-420-910-4.

Рассмотрены элементные, функциональные и схемные структуры аналоговых, цифровых и энергетических электронных устройств, их приближенный расчет, работа, основные параметры и характеристики. В конце каждой главы приведены постановка задачи и указания к выполнению лабораторных работ. В приложениях даны оригинальные расчетно-графические работы по расчету и описанию сложных устройств, состоящих из известных функциональных блоков, и методы расчета блоков на практических занятиях, контрольные работы для студентов заочной формы обучения.

Для студентов высших учебных заведений по машиностроительным и металлургическим специальностям

УДК 621.3(075.8)
ББК 31.2я73

ISBN 978-985-420-910-4

© Чубриков Л. Г., 2010
© Учреждение образования «Гомельский
государственный технический университет
имени П. О. Сухого», 2010

Мы живем в такое время, когда информация, наряду с энергией, стала основой существования и процветания человечества. А это значит, что устройства получения, передачи, приема и обработки информации используются во всех сферах деятельности человека. Для того чтобы их правильно и эффективно использовать, каждому пользователю необходимо иметь представление о содержании и работе данных устройств. Особенно это необходимо для технических специалистов того или иного профиля, ибо современные технологии немыслимы без использования современных средств получения, передачи, приема и обработки информации. В настоящее время такие средства почти целиком базируются на устройствах полупроводниковой электроники, которые преобразуют сигналы, несущие информацию. Поэтому не случайно в технических учебных заведениях для всех специальностей введены курсы по изучению электроники и микропроцессорной техники.

Электронные устройства – это нелинейные и существенно нелинейные устройства, работа которых анализируется чаще всего при помощи временных диаграмм и других графических построений. Поэтому изучение промышленной электроники не только существенно расширяет научно-технический кругозор специалиста, но и радикальным образом положительно влияет на развитие логического образного мышления.

Усложнение техники и технологий привело к резкому увеличению количества узких специальностей, слабо связанных между собой. Такая тенденция привела к тому, что вузы все больше и больше стали выпускать «узких» специалистов, которые часто не видят, что совершается в других, даже «соседних» областях науки и техники. Это очень опасный путь! Все, как теперь их называют, техногенные катастрофы (и глобальные, и индивидуальные) в основном происходят в результате деятельности «узких» специалистов. Цех, завод, учреждение, организация, человек – это всегда единый целостный организм, а не конгломерат отдельных органов. Поэтому расширение научно-технического и общего кругозора выпускаемых вузами специалистов имеет важнейшее государственное и общечеловеческое значение, в том числе и для самих специалистов, т. к. широкий кругозор позволяет быстрее адаптироваться или, при необходимости, переквалифицироваться на том или ином рабочем месте.

Электроника, в настоящее время охватывающая и определяющая все сферы деятельности человечества, столь обширна и многогранна, что ни в какой сколь угодно «толстой» книге невозможно достаточно полно описать ее идеи, принципы, теории и устройства. Поэтому ее тоже стали подразделять на различные более узкие области электроники как науки и техники. К ним относятся радиоэлектроника, ядерная электроника, биологическая электроника, электронная технология, промышленная электроника. Именно промышленная электроника наиболее тесно связана с применением электронных устройств, в том числе и микропроцессорных систем, в различных отраслях промышленности. Она обслуживает эти отрасли средствами получения, передачи, приема и использования информации в целях измерения параметров технологических процессов; контроля и управления технологическими аппаратами и процессами преобразования электрической энергии.

В свою очередь, промышленную электронику подразделяют на информационную электронику и силовую электронику. Задачами информационной электроники являются надежное (без искажений) получение и преобразование сигналов, несущих информацию в системах управления и связи. В этих случаях КПД преобразования сигналов не имеет значения.

Задачей силовой электроники является не преобразование сигналов, а преобразование электрической энергии для целей электропривода, электротермии, электротехнологии и т. д. Следовательно, в силовой электронике важным параметром является КПД электронного преобразовательного устройства и поэтому всегда стоит задача повышения КПД преобразования.

Предлагаемая читателям книга предназначена в качестве комплексного учебника по электронике и микропроцессорной технике и адресована студентам неэлектротехнических специальностей дневной и заочной форм обучения. Автор знакомит читателя с электронной и микропроцессорной техникой с точки зрения пользователя. А для пользователя главным является знание основных принципов построения различных функциональных блоков электронных устройств, их основных параметров и характеристик, назначения блоков и согласования их с другими блоками для создания более сложных устройств; ознакомление с работой функциональных блоков на примерах упрощенных расчетов конкретных схем и экспериментальных исследований работы рассчитанных блоков на лабораторном стенде.

Автор стремился не перегружать память читателя многочисленными конкретными второстепенными фактами, которые всегда можно найти в соответствующих справочниках. Вследствие этого объем книги получился небольшим, отражающим тот ресурс лекционных часов, который выделен на изучение промышленной электроники студентами неэлектротехнических специальностей. Тем не менее автор считает, что, несмотря на сравнительно небольшой объем книги, ее содержание и методика изложения позволяют достаточно глубоко изучить промышленную электронику читателем, как пользователем.

Семь глав посвящены информационной электронике, в которых рассмотрены общие вопросы о сигналах и структуре электронных устройств, элементы электронных блоков, аналоговые устройства, цифровые электронные устройства и микропроцессорная система.

В главах восемь и девять рассмотрены неуправляемые и управляемые выпрямители.

После каждой главы приведены методические указания по выполнению лабораторных работ для практического восприятия теоретической информации по тематике данной главы. Это существенным образом облегчает понимание изучаемых электронных устройств.

В приложении 1 даны оригинальные задания по расчетно-графическим работам (РГР) и методические рекомендации по выполнению РГР и практических работ.

В приложении 2 приведены задания по контрольным работам и методические рекомендации к их выполнению для студентов заочной формы обучения.

В заключение автор приносит глубокую благодарность своей помощнице Панченко М. В., взявшей на себя весьма тяжелый труд по набору на ЭВМ печатного материала рукописи книги, а также выражает особую признательность Мансуровой Н. Г., Жуковой Н. И., Козловской Н. Б. за подготовку рукописи к изданию.

Автор

ВВЕДЕНИЕ

При изучении курса «Электроника и микропроцессорная техника» довольно часто студенты, особенно заочной формы обучения, с определенной долей возмущения, задают вопрос: «А для чего мне изучать электронику, если я буду специалистом по технологии машиностроения (по обработке металлов давлением и т. д.)? Мне нужно знать свою специальность». Естественно, такое непонимание назревшей проблемы современного производства оказывает очень сильное влияние на качество изучения электроники. Поэтому автор во введении, т. е. в самом начале изучения курса «Электроника и микропроцессорная техника» пытается убедить студентов в естественной необходимости серьезного изучения этого предмета.

В современных условиях рыночной экономики требования к качеству промышленной продукции все больше и больше ужесточаются. Повсеместная постоянная конкуренция заставляет производителей искать все более эффективные и экономичные пути повышения качества и снижения себестоимости выпускаемой продукции. Одним из важнейших путей является замена человека (оператора) в функции управления производственным (технологическим) процессом управляющей машиной – микропроцессорной системой. А это значит, что необходимо установить такую машину, которая могла бы выполнять все те функции, которые выполнял человек при управлении технологическим процессом, но еще эффективнее, быстрее, точнее, дешевле.

При любом управлении тем или иным процессом можно выделить участки преобразования энергии, вещества и информации. Преобразования энергии и вещества происходят в самом технологическом процессе, а преобразования информации – в системе управления этим процессом. На рис. 1 показана упрощенная блок-схема замкнутой петли управления технологическим процессом, в которой главную управленческую роль выполняет человек (оператор). На основе своих знаний, опыта, заранее рассчитанной программы, или по заданному алгоритму расчета оператор через специальные устройства воздействует на технологический процесс. При помощи измерительных приборов он получает информацию о результатах воздействия (управления), оценивает эти результаты, вносит необходимые коррективы в свои управляющие воздействия, вновь получает информацию о качестве управления и т. д.



Рис. 1. Блок-схема управления

Качество и быстрдействие такого управления зависят не только и не столько от качества рассчитанной (разработанной) ведущим инженером-технологом программы управления, а больше зависят от знаний, опыта и работоспособности оператора. А это значит, что каждый оператор будет управлять процессом по-своему, со своими индивидуальными особенностями. Это накладывает свой отпечаток и на выпускаемую продукцию.

Таким образом, система автоматического управления технологическим процессом должна иметь устройства получения информации, устройства обработки информации по определенному, разработанному инженерами-технологами алгоритму, устройства использования информации, которые заданным алгоритмом образом воздействуют на управляемый объект – технологический процесс. В результате получается замкнутая петля управления технологическим процессом. На рис. 2 приведена упрощенная блок-схема системы автоматического управления.



Рис. 2. Блок-схема системы автоматического управления

Устройства получения информации должны содержать: преобразователи неэлектрических величин в пропорциональные им электрические величины (часто их называют датчиками); электронные усилители, усиливающие слабые электрические сигналы датчиков до требуемой величины; преобразователи электрических сигналов в соответствующий код для ввода информации в устройство обработки информации. На рис. 3 показана блок-схема устройств получения информации.

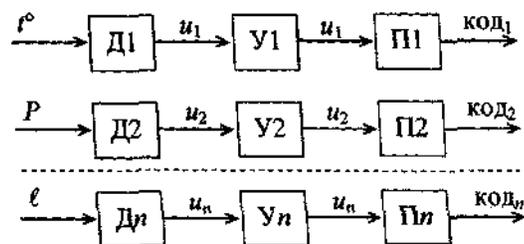


Рис. 3. Блок-схема устройства получения информации

Здесь, естественно, главную роль играют датчики. Поэтому только инженер-технолог может эффективно решить весьма важную проблему выбора и рациональной установки датчиков. Во-первых, он определяет параметры, которые обеспечивают нормальный технологический процесс и, следовательно, должны участвовать в управлении процессом. Во-вторых, инженер-технолог определяет реальную допустимую погрешность измерения каждого параметра, участвующего в управлении процессом. А для этого он должен знать возможности и работу устройств получения информации, в том числе и датчиков. В-третьих, он определяет быстродействие всей системы управления, в том числе и устройств получения информации.

Устройство обработки информации – это чаще всего микропроцессор с внешними оперативными и постоянными запоминающими устройствами. Здесь все математическое обеспечение, связанное с управлением технологическим процессом, разрабатывает инженер-технолог и определяет точность и быстродействие обработки информации.

Устройство использования информации содержит: преобразователи цифрового кода, получаемого с выхода микропроцессора, в соответствующие электрические напряжения; усилители мощности для

управления электрическими (гидравлическими) устройствами, воздействующими на определенные параметры технологического процесса в целях управления. И здесь инженер-технолог определяет, каким образом и какие параметры изменять в целях управления, указывает допустимые пределы этих изменений и т. д.

Автор надеется, что студенты, будущие инженеры-технологи, поймут, что необходимо серьезно изучать электронику и микропроцессорную технику в современных условиях рыночной экономики и высоких технологий, когда без знания электроники добиться успехов в жизни невозможно.

Глава 1 ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И ЭЛЕМЕНТАРНАЯ СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

1.1. Информация и сигналы

Информация – это сведения об окружающей среде, о технологических процессах, о состоянии управляемого объекта и т. д., которые в виде сообщений получает человек или система управления.

Для передачи информации используются различные сигналы – звуковые, световые, электрические и т. д. В информационной электронике используют электрические сигналы – аналоговые и импульсные. Сигналы формируют при помощи специальных преобразователей, которые изменяют определенный параметр электрического напряжения (тока) в соответствии с передаваемой информацией. Так, в аналоговых и импульсных сигналах передаваемую информацию «кодируют» путем функционального, часто пропорционального, изменения параметра напряжения (тока): величины (амплитуды), частоты, длительности импульса, комбинации импульсов, например, путем изменения постоянного напряжения или амплитуды синусоидального напряжения пропорционально изменению величины технологического параметра. Это так называемая **амплитудная модуляция (АМ)**. На рис. 1.1 показаны временные диаграммы изменения давления P жидкости в трубе и электрического сигнала, пропорционального этому давлению при амплитудной модуляции.

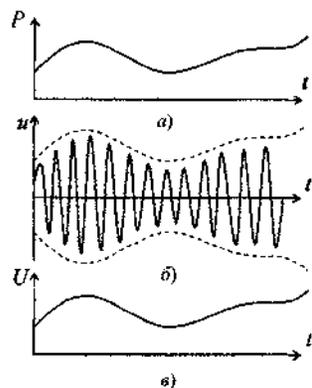


Рис. 1.1. Временные диаграммы: а – давления жидкости в трубе; б – синусоидального модулированного напряжения; в – выпрямленного демодулированного напряжения

Преимущество амплитудной модуляции – простота преобразователя, который, в принципе, представляет собой переменное сопротивление той или иной конструкции, например, микрофоны, тензометры, термометры сопротивления и т. д. Поэтому амплитудная модуляция широко используется в различных областях техники. Существенным недостатком АМ является повышенная погрешность передачи информации при помощи таких сигналов, вызванная различными источниками помех. К ним относятся: температурные изменения сопротивлений цепи, влияние температуры на работу электронных устройств, дрейф нуля усилителей, наводки от электромагнитных полей.

Более высокую помехозащищенность имеет **частотная модуляция (ЧМ)**, при которой изменяется частота синусоидального сигнала пропорционально изменению величины технологического параметра. На частоту сигнала изменения сопротивления линии связи и других электрических цепей не оказывают влияния. Временные диаграммы изменения технологического параметра P и частоты синусоидального напряжения u показаны на рис. 1.2. По сравнению с амплитудной модуляцией частотная модуляция требует несколько больших аппаратных затрат.

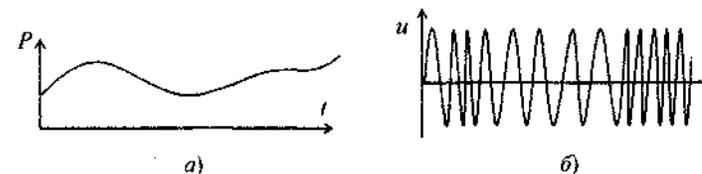


Рис. 1.2. Изменение частоты пропорционально параметру P

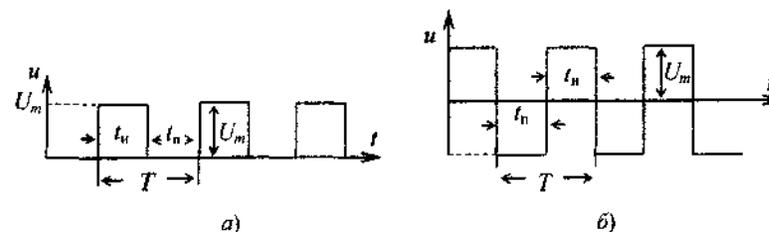


Рис. 1.3. Импульсные сигналы: а – униполярные; б – биполярные

В электронике для передачи, приема и обработки информации широко используют импульсные сигналы. Наиболее широко используют импульсные сигналы прямоугольной формы, представленные на рис. 1.3. Параметры импульсного сигнала:

U_m – амплитуда импульса;

t_n – длительность импульса;

t_p – длительность паузы между импульсами;

$T = t_n + t_p$ – период повторения импульсов;

$f = \frac{1}{T}$ – частота повторения импульсов (число импульсов в секунду).

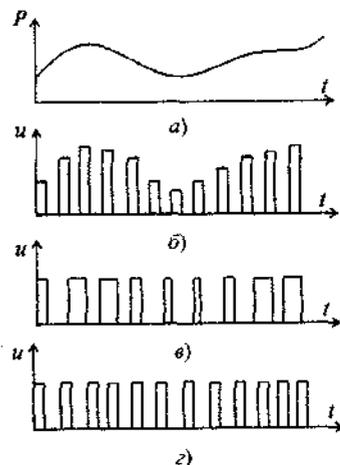


Рис. 1.4. Способы импульсных модуляций:
а – изменения давления; б – АИМ; в – ШИМ; г – ЧИМ

Передачу информации об изменении технологического параметра, например, давления P , при использовании импульсных сигналов осуществляют путем изменения одного из параметров импульсных сигналов пропорционально давлению P . Следовательно, могут быть: амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), широтно-импульсная модуляция (ШИМ), частотно-импульсная модуляция (ЧИМ). На рис. 1.4 показаны эти способы модуляций. При АИМ амплитуда импульсов пропорциональна величине технологического параметра (на рис. 1.4 – давлению). Как и при АМ, здесь также сильно влияют дрейф нуля и другие помехи.

При ШИМ ширина (длительность) t_n изменяется пропорционально давлению P (технологический параметр). Амплитуда и частота при этом неизменны. При ЧИМ частота f следования импульсов изменяется пропорционально давлению, а длительность и амплитуда импульсов остаются неизменными. ШИМ и ЧИМ, по сравнению с АИМ, характеризуются большей помехозащищенностью и, следовательно, точностью. Однако конструктивно преобразователи для ШИМ и ЧИМ значительно сложнее и дороже, что является их недостатком. Поэтому при выборе способа модуляции необходим анализ всех способов с точек зрения надежности, экономичности и требуемой точности передачи информации.

Если информация представлена в цифровой форме, то ее целесообразно передавать и обрабатывать при помощи число-импульсного способа, чаще всего в двоичном коде. В этом случае каждому числу, отражающему величину технологического параметра в данный момент, будет соответствовать определенная комбинация импульсов. Например, пусть наличие импульса будет означать 1, а отсутствие – 0 в двоичном коде. Пусть необходимо передать информацию $P = 106 \text{ кг/см}^2$ с погрешностью $\Delta P = \pm 1 \text{ кг/см}^2$. Для передачи такого числа в двоичном коде потребуется 7 импульсов. Комбинация из 7 импульсов, отражающая число 106, показана на рис. 1.5.

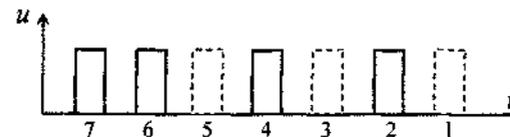


Рис. 1.5. Комбинация импульсов (старший разряд – 7 импульс)

В двоичном коде эта комбинация запишется в виде 1101010, где младший разряд находится, как всегда, справа. Из рис. 1.5 видно, что 1, 3, 5 импульсы отсутствуют и поэтому на месте 1, 3, 5 разрядов стоят нули. Для перевода двоичного кода в десятичный воспользуемся известной формулой

$$N = a \cdot 2^0 + a \cdot 2^1 + a \cdot 2^2 + a \cdot 2^3 + \dots + 2^{n-1}, \quad (1.1)$$

где a принимает значение 0, если нет импульса, или 1, если есть импульс в данном разряде; n – число разрядов.

Для нашего случая

$$N = 0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^6 = 106,$$

т. е. комбинация действительно отражает число $P = 106 \text{ кг/см}^2$.

Числоимпульсный способ наиболее точный и помехозащищенный, а также удобен при обработке информации с помощью компьютерной техники.

1.2. Функциональные блоки в электронике

В настоящее время в информационной электронике разработано и действует множество конкретных электронных устройств. Все их изучить невозможно – не хватит человеческой жизни. Однако все они, от достаточно простых устройств и до весьма сложных микропроцессорных систем, состоят из ограниченного числа функциональных блоков, каждый из которых, соединенный определенным образом с другими блоками, выполняет свою специфическую функцию в любом электронном устройстве. Покажем это на примере цифрового вольтметра, блок-схема которого приведена на рис. 1.6.

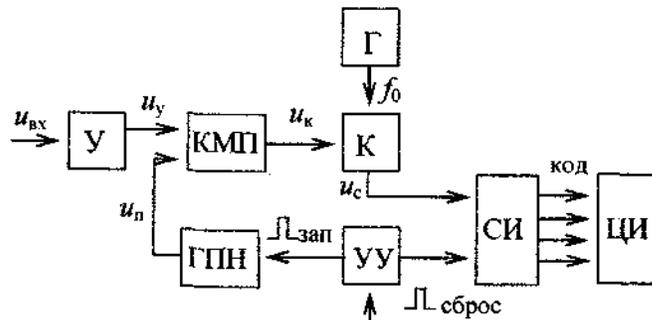


Рис. 1.6. Блок-схема цифрового вольтметра

Вольтметр состоит из следующих функциональных блоков. Усилитель $У$ предназначен для усиления входного напряжения $u_{вх}$ до величины u_y , которое сравнивается с пилообразным напряжением u_n . Генератор пилообразного напряжения (ГПН) формирует напряжение u_n , линейно изменяющееся во времени в установленных пределах. Ком-

паратор КМП сравнивает напряжения u_y и u_n . Если $u_y < u_n$, то $u_k \leq 0$, если $u_y > u_n$, то $u_k > 0$, и по величине достаточно, чтобы открыть ключ $К$. Генератор $Г$ импульсов стабильной частоты f_0 через ключ $К$, если он открыт, подает импульсы на вход счетчика импульсов СИ, который производит подсчет числа импульсов, поступивших на его вход. Накопленное в СИ число при помощи цифрового индикатора (ЦИ) преобразуется в визуально наблюдаемое число в десятичном коде, пропорциональное измеряемому напряжению. Управляющее устройство (УУ) осуществляет сначала обнуление СИ импульсом «сброс», а затем запускает ГПН либо в автоматическом режиме, либо в ручном. На рис. 1.7 приведены временные диаграммы, поясняющие работу цифрового вольтметра.

До момента времени t_1 в счетчике было накоплено число n_1 предыдущего измерения. В момент t_1 поступает импульс сброса и обнуляет СИ. В момент t_2 УУ запускающим импульсом $u_{зап}$ включает ГПН, который формирует линейно изменяющееся напряжение u_n . Компаратор КМП открывает ключ $К$, и импульсы u_c частотой f_0 поступают на вход СИ, где накапливается их число n_2 . В момент t_3 наступает равенство $u_n = u_y$, и компаратор закрывает ключ $К$, прекращая тем самым поступление импульсов на вход СИ, в котором накопилось число $n_2 = f_0(t_3 - t_2)$. Выразим интервал времени $t_3 - t_2$ через параметры пилообразного напряжения u_n , которое изменяется линейно со стабильной скоростью $V_n = \frac{\Delta u_n}{\Delta t} = \text{tg } \alpha$ (рис. 1.7).

При равенстве $u_n = u_y$ скорость $V_n = \frac{u_y}{t_3 - t_2}$. Следовательно, $n_2 = f_0 \frac{u_y}{V_n}$. Если учесть, что $u_y = K_y u_{вх}$, где K_y – коэффициент усиления усилителя $У$, то $n_2 = f_0 \frac{K_y}{V_n} u_{вх} = K u_{вх}$. Выбирая коэффициент преобразования $K = \frac{K_y}{V_n} f_0$ равным единице, получим $n_2 = u_{вх}$.

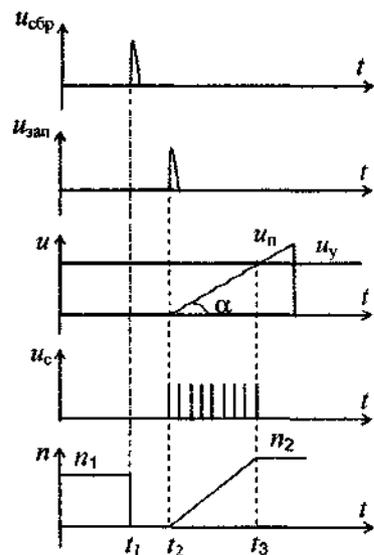


Рис. 1.7. Временные диаграммы

Таким образом, каждый функциональный блок в цифровом вольтметре выполняет свою специфическую функцию. Но если эти же блоки включить в другой взаимосвязи и, при необходимости, добавить другие блоки, то получим совершенно иное электронное устройство с иным алгоритмом функционирования.

Следовательно, различные комбинации функциональных блоков и соответствующих связей между ними позволяют получать бесконечное множество различных по своей структуре и функционированию электронных устройств подобно тому, как в шахматах при небольшом количестве фигур можно получить бесконечное множество комбинаций.

Подобное же явление мы видим и в силовой электронике. В общем случае устройства в силовой электронике состоят из двух частей – силовой (энергетической) части и управляющей (информационной) части. Функциональные блоки управляющей части осуществляют различные преобразования сигналов с целью управления силовой частью. Следовательно, в ней используются функциональные блоки информационной электроники, к которым предъявляются требования точности и надежности преобразования сигнала, а КПД не является параметром та-

ких блоков. Напротив, функциональные блоки силовой части связаны с преобразованием электрической энергии, – больших токов и высоких напряжений, – и поэтому для них КПД является одним из основных параметров в ряду других общих параметров.

На основе вышеизложенного можно сделать следующий вывод: *и в силовой электронике, и в информационной электронике устройства состоят из ограниченного числа функциональных блоков, соединенных между собой соответствующим для каждого устройства образом. Следовательно, нам необходимо изучать функциональные блоки и их возможные связи и согласования с другими блоками.*

1.3. Элементный состав функциональных блоков

В свою очередь, функциональные блоки состоят из небольшого числа пассивных и активных элементов – резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов, тиристоров и т. д., определенным образом включенных в специфическую для каждого функционального блока электрическую цепь, которую на рисунках называют *электрической схемой*, или *принципиальной электрической схемой*. Для примера на рис. 1.8 приведена электрическая схема простейшего транзисторного усилителя низкой частоты, как одного из многочисленных вариантов реализации наиболее распространенного функционального блока – усилителя напряжения. Как видно из рис. 1.8, усилитель состоит всего из трех типов элементов – трех резисторов, трех конденсаторов и одного транзистора *VT*. Каждый элемент в данном усилителе выполняет свою определенную функцию, т. е. каждый элемент «имеет свое предназначение». В указанной на рис. 1.8 взаимосвязи все элементы образуют усилитель напряжения низкой частоты. Каждый элемент характеризуется своими специфическими характеристиками и параметрами. И чтобы понимать функцию элемента в том или ином функциональном блоке, надо знать основные характеристики и параметры элементов.

Силовая электроника также состоит из ограниченного количества элементов. На рис. 1.9 приведена электрическая схема распространенного однофазного управляемого выпрямительного блока мостового типа. Как видно из рис. 1.9, управляемый мостовой выпрямитель состоит из двух диодов *V1, V2* и двух управляемых тиристоров *V3, V4*, т. е. состоит из весьма ограниченного числа элементов, обеспечивающих работу выпрямителя на нагрузку R_n .

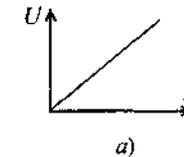
Глава 2 ЭЛЕМЕНТЫ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ

2.1. Резисторы и конденсаторы

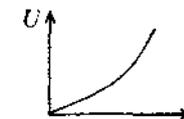
Резисторы являются самыми массовыми элементами во всех видах электронной аппаратуры. Их основная функция состоит в регулировании и распределении электрической энергии между цепями и элементами функциональных блоков. В мире промышленностью изготавливаются несколько тысяч типов резисторов, а число типовых номиналов составляет несколько десятков миллионов. Ясно, что такое множество типов резисторов изучить мы не имеем возможности. Однако каждая конкретная задача применения резисторов в том или ином электронном блоке сужает выбор необходимых резисторов, и это удастся сделать при помощи справочников, например [12].

Для расчета и выбора резисторов необходимо знать их общую классификацию и основные параметры и характеристики.

Резисторы, имеющие линейную вольт-амперную характеристику (ВАХ) $U = f(I)$, называются *линейными* (рис. 2.1, а). Под словом «резисторы» обычно и понимают такие резисторы с линейной ВАХ. Резисторы, имеющие нелинейную ВАХ, называются *нелинейными* (рис. 2.1, б). К ним относятся термисторы, фоторезисторы, варисторы, магниторезисторы. Резисторы также бывают постоянные и переменные, непроволочные и проволочные, общего назначения и прецизионные (точные). Наиболее широкое применение имеют резисторы общего назначения, как более дешевые.



а)



б)

Рис. 2.1. ВАХ резисторов:
а — линейная; б — нелинейная

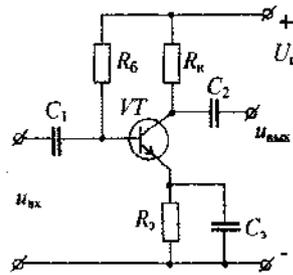


Рис. 1.8. Электрическая схема усилителя

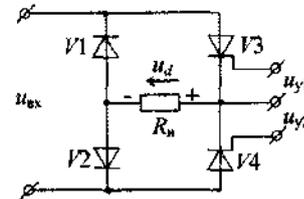


Рис. 1.9. Электрическая схема выпрямителя

В настоящее время промышленность выпускает многие функциональные блоки как единое целое в неразъемном корпусе-микросхеме. В этом случае нам как пользователям нет необходимости изучать внутреннюю схему такой микросхемы — функционального блока. Для нас она — единая цельная микросхема — является элементом электроники, и нам как пользователям необходимо знать функции этого элемента, его основные параметры и характеристики, как включать его в ту или иную схему устройства, чтобы он выполнял свои функции, как согласовывать с другими функциональными блоками. Все эти сведения можно найти в соответствующих справочниках, которыми надо научиться пользоваться. Справочники — настольная литература инженера. Вот с таких позиций пользователя мы и будем изучать промышленную электронику.

Контрольные вопросы

1. Чем отличается сигнал от информации?
2. Как формируются сигналы?
3. Как выбрать подходящий способ модуляции?
4. Что такое «функциональный блок»?
5. Что определяет блок-схема того или иного электронного устройства?
6. Чем отличается блок-схема от электрической схемы?

Основные параметры резисторов:

– сопротивление R – номинальная величина сопротивления, выполняемая с той или иной точностью. Номинальные сопротивления резисторов стандартизованы (см. справочник);

– номинальная мощность P указывает допустимую электрическую нагрузку резистора. Номинальные мощности резисторов также стандартизованы;

– температурный коэффициент сопротивления (ТКС) – это величина, характеризующая относительное изменение сопротивления на один градус изменения температуры (указаны в справочнике);

– предельное напряжение $U_{пр}$ – такое максимальное напряжение, при котором резистор может работать в течение гарантированного срока службы. Предельные напряжения указаны в справочнике.

Переменные резисторы характеризуются еще функциональными характеристиками $R = f(\alpha)$, где α – перемещение подвижного контакта. Функциональная характеристика определяет зависимость сопротивления переменного резистора от положения подвижного контакта (рис. 2.2).

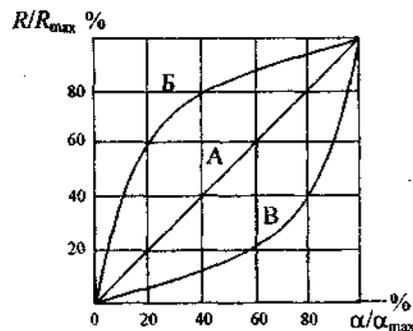


Рис. 2.2. Функциональная характеристика: А – линейная; Б – логарифмическая; В – показательная

Выбор резисторов. Эксплуатационная надежность резисторов во многом определяется выбором типа резистора. Для правильного выбора резистора необходимо предварительно проанализировать режимы и условия работы резистора внутри функционального блока (см. [13, с. 48]).

Пример упрощенного выбора. Из условий работы резистора в электрической цепи установили диапазон рабочих температур $t = -40^{\circ}\text{C} \div +80^{\circ}\text{C}$, рабочее напряжение на резисторе $U_{раб} = 150$ В, выделяемая мощность на резисторе $P_{раб} = 0,78$ Вт. При расчете этой электрической цепи определили сопротивление резистора, например, $R = 54$ кОм, при $t = 20^{\circ}\text{C}$. Согласно эксплуатационным требованиям в интервале рабочих температур допустимо изменение сопротивления $\Delta R \leq \pm 4$ кОм от $R = 54$ кОм. Так как 54 кОм – не стандартное значение, то выбираем ближайшее стандартное сопротивление $R = 56$ кОм мощностью $P = 1$ Вт. Мощность стандартная должна быть больше расчетной, чтобы резистор не перегревался.

$$\text{Определяем ТКС} = \pm \frac{\Delta R}{R \Delta t} = \pm \frac{4 \cdot 10^3}{56 \cdot 10^3 \cdot 60} = \pm 13 \cdot 10^{-4} \text{ 1/град.}$$

Из справочника выбираем тип общего назначения, например, МЛТ-1, 56 кОм, у которого $\text{ТКС} = 3 \cdot 10^{-4} < 13 \cdot 10^{-4}$.

Обозначения резисторов на схемах показаны на рис. 2.3, где а – постоянный резистор; б – переменный резистор, включенный по схеме реостата; в – переменный резистор, включенный по схеме потенциометра (делителя напряжения).

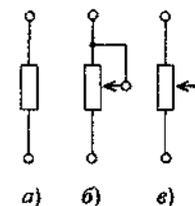


Рис. 2.3. Резисторы

Промышленностью выпускаются также наборы резисторов, объединенных в единую конструкцию в корпусах, сопрягающихся с микросхемами. Резисторы соединяются в различные типовые схемы построения наборов (см. [13, с. 17]).

Другими массовыми элементами в электронных устройствах являются конденсаторы, которые способны накапливать энергию в электрическом поле, поступающую из электрической цепи, и возвращать ее в цепь. Поэтому в электронных устройствах конденсаторы могут выполнять различные функции.

Конденсатор – это элемент электрической цепи, состоящий из проводящих электродов (обкладок), разделенных диэлектриком. Основным параметром конденсатора является емкость $C = \frac{q}{u}$, где C – емкость; q – заряд, Кл (Кулон); u – разность потенциалов (напряжение) на обкладках конденсатора, В (Вольт). Емкость измеряется в единицах измерения Ф (Фарада).

Если $q = 1$ Кл, $U = 1$ В, то $C = 1$ Ф. Это слишком большая величина для практических целей. Поэтому на практике используют более мелкие единицы емкости – микрофараду ($1 \text{ мкФ} = 10^{-6}$ Ф), нанофараду ($1 \text{ нФ} = 10^{-9}$ Ф), пикофараду ($1 \text{ пФ} = 10^{-12}$ Ф).

Конденсаторы подразделяют на конденсаторы постоянной емкости, переменной емкости, подстроечные; по виду диэлектрика – на слюдяные, бумажные, керамические, пленочные (органическая пленка), электролитические.

Основные параметры конденсаторов:

– C – номинальная емкость (от нескольких пикофард до нескольких тысяч микрофард – значения стандартизованы);

– U – номинальное напряжение (от 1В до 10000 В – значения стандартизованы);

– $R_{\text{из}}$ – сопротивление изоляции постоянному току (от нескольких тысяч МОм и выше);

– ТКЕ – температурный коэффициент емкости – относительное изменение емкости при изменении температуры на один градус ($0,3 \cdot 10^{-4} \div 13 \cdot 10^{-4}$ 1/град).

Электролитические конденсаторы, имеющие большую емкость (сотни и тысячи мкФ), предназначены для работы в цепях постоянного тока. Включаются в цепь с соблюдением полярности, указанной на выводах конденсатора. При несоблюдении полярности, а также в цепях переменного тока, электролитические конденсаторы взрываются от давления газов внутри корпуса конденсатора.

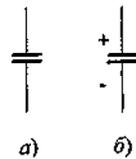


Рис. 2.4. Обозначения конденсаторов: а – неэлектролитические; б – электролитические

На рис. 2.4 показаны обозначения конденсаторов. Параметры и характеристики различных типов конденсаторов приведены в справочниках, например [14]. Упрощенный выбор конденсаторов аналогичен выбору резисторов (см. [14, с. 34]).

2.2. Диоды

Диоды – это полупроводниковые приборы с одним p - n -переходом, имеющие два вывода (диод – значит «два электрода»). Как известно, p - n -переход имеет одностороннюю проводимость. Следовательно, диод пропускает ток в одном направлении. На рис. 2.5 показано условное обозначение диода на схемах.

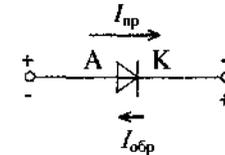


Рис. 2.5. Условное обозначение диода

Если к диоду приложено напряжение $U_{\text{пр}}$ в прямом направлении («плюс» – к аноду А; «минус» – к катоду К), то диод будет пропускать ток $I_{\text{пр}}$ в прямом направлении. Если к диоду приложить напряжение $U_{\text{обр}}$ в обратном направлении («плюс» – к катоду, а «минус» – к аноду), то через диод будет протекать $I_{\text{обр}}$ в десятки тысяч раз меньший, чем $I_{\text{пр}}$. Поэтому обратным током $I_{\text{обр}}$ обычно пренебрегают. Иногда его используют в измерениях, когда используются зависимости $I_{\text{обр}}$ от каких-либо параметров, например, от температуры.

Режим работы диода определяется вольт-амперной характеристикой (ВАХ) диода. На рис. 2.6 приведена типовая ВАХ диода небольшой мощности. Прямой ток $I_{\text{пр}}$ резко возрастает даже при малых значениях $U_{\text{пр}}$. Обратный ток практически равен нулю вплоть до некоторого достаточно большого максимального обратного напряжения $U_{\text{обр,max}}$, при котором $I_{\text{обр}}$ резко возрастает и диод выходит из строя в результате локального перегрева.

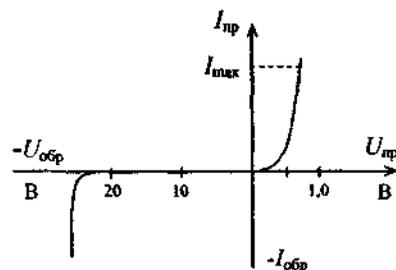


Рис. 2.6. Вольт-амперная характеристика диода

Диоды изготавливают из германия и кремния. ВАХ германиевых и кремниевых диодов различны и в прямом, и в обратном направлениях. На рис. 2.7 приведены для сравнения ВАХ германиевого и кремниевого диодов одинаковой мощности. Обратите внимание, что масштабы для прямых и обратных токов и напряжений различны.

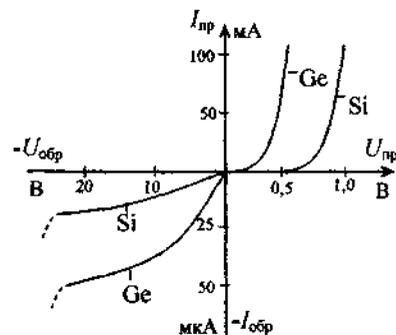


Рис. 2.7. Вольт-амперная характеристика кремниевого и германиевого диодов

Диоды характеризуются также другими характеристиками и параметрами, указанными в соответствующих справочниках. Важное значение при выборе диодов имеют предельные значения $I_{пр\max}$ и $U_{обр\max}$. При расчете электрических цепей с диодами обязательно необходимо определить возможный в цепи максимальный ток через диод и возможное максимальное обратное напряжение, которое мо-

жет быть приложено к диоду в процессе эксплуатации. После этого надо выбрать такой диод, у которого $I_{пр\max}$ и $U_{обр\max}$ должны быть больше рассчитанных возможных максимальных токов и напряжений в электрической цепи.

Надо всегда помнить, что на характеристики и параметры полупроводниковых приборов, в том числе и диодов, существенное влияние оказывают температура окружающей среды и самонагрев прибора в процессе эксплуатации. Поэтому при выборе диодов надо учитывать и это влияние по температурным характеристикам, имеющимся в справочниках.

Переключение диодов из проводящего состояния в закрытое происходит не мгновенно. Это связано с тем, что в $p-n$ -переходе накапливаются носители заряда, которые мгновенно не могут исчезнуть. Требуется определенное время для рассасывания накопленных зарядов, т. е. диод обладает той или иной инерционностью, в зависимости от величины площади $p-n$ -перехода. Чем больше площадь $p-n$ -перехода, тем больше накапливается зарядов. Поэтому для работы в цепях с импульсными напряжениями и токами необходимо выбирать быстродействующие импульсные диоды.

Кроме вышеописанных диодов, обычно называемых *выпрямительными диодами*, в промышленной электронике широко применяют лавинные диоды, называемые *стабилитронами*. В стабилитронах используется обратимый электрический лавинный пробой $p-n$ -перехода при достижении обратным напряжением $U_{обр}$ определенного значения, при котором наступает пробой. При этом обратный ток – ток пробоя $I_{ст}$ – изменяется в широких пределах при неизменном напряжении пробоя – напряжении $U_{ст}$ стабилизации. На рис. 2.8 показано условное обозначение стабилитрона, а на рис. 2.9 приведена ВАХ стабилитрона.

На прямой ветви ВАХ стабилитрон работает как обычный выпрямительный диод. Это не его рабочий режим. Стабилитроны работают на обратной ветви ВАХ. При увеличении $U_{обр}$ ток $I_{обр}$ медленно увеличивается в небольших пределах. При достижении $U_{обр} = U_{ст}$ начинается электрический пробой и ток $I_{обр} \approx I_{ст\max}$. Далее $I_{ст}$ изменяется до $I_{ст\max}$ при $U_{ст} = U_{ст0} + \Delta U \approx \text{const}$. Отсюда динамическое сопротивление стабилитрона в режиме стабилизации

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I},$$

где $\Delta I = I_{ст\max} - I_{ст\min}$

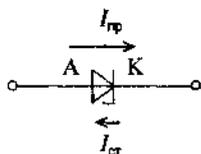


Рис. 2.8. Условное обозначение

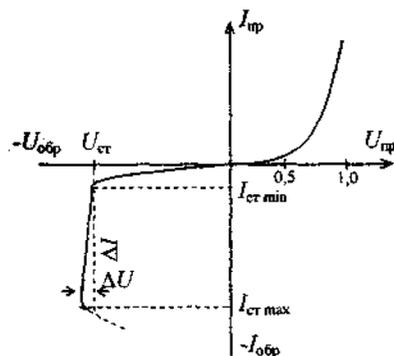


Рис. 2.9. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

Из рис. 2.9 видно, что чем круче идет ВАХ в режиме стабилизации, тем меньше R_d и тем стабильнее $U_{ст}$.

При увеличении тока стабилитрона до значения, большего $I_{ст\max}$, наступает необратимый тепловой пробой и стабилитрон «сгорает».

Основные параметры и их значения для различных стабилитронов:

- $U_{ст}$ – напряжение стабилизации, $U_{ст} = 1 \div 1000$ В;
- R_d – динамическое сопротивление, $R_d = 0,5 \div 200$ Ом;
- $I_{ст\min}$ – минимальный ток стабилизации, $I_{ст\min} = 1 \div 10$ мА;
- $I_{ст\max}$ – максимальный ток стабилизации, $I_{ст\max} = 30 \div 2000$ мА;
- ТКН – температурный коэффициент напряжения на участке стабилизации, $TKH = \frac{dU_{ст}}{dT} \cdot 100 \approx (-0,5 \div +0,2) \frac{\%}{град}$.

Стабилитроны включают в цепь обязательно с добавочным «балластным» сопротивлением, как показано на рис. 2.10.

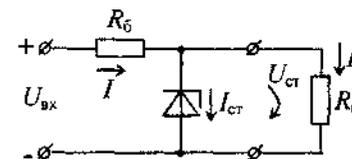


Рис. 2.10. Включение стабилитрона

При отсутствии R_b изменения $U_{вх}$ могут вызвать ток стабилитрона $I_{ст} > I_{ст\max}$ и стабилитрон «сгорит». В случае необходимости допустимо включение стабилитронов последовательно, как показано на рис. 2.11. Тогда выходное напряжение цепи будет: $U_{ст} = U_{ст1} + U_{ст2} + U_{ст3}$. А вот параллельное включение стабилитронов с целью увеличения общего тока стабилизации совершенно недопустимо. Из-за неидентичности ВАХ стабилитронов весь ток $I_{ст}$ будет вначале протекать через один стабилитрон, у которого $U_{ст}$ наименьшее. В результате все стабилитроны по очереди сгорают.

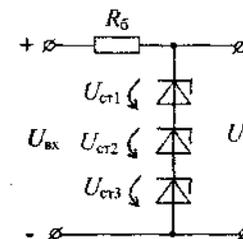


Рис. 2.11. Последовательное включение стабилитронов

Промышленностью выпускаются и сдвоенные стабилитроны, включенные встречно. Характеристики и параметры конкретных диодов приведены в соответствующих справочниках [10]–[14].

2.3. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор – это полупроводниковый прибор с двумя $p-n$ -переходами, имеющий три вывода (трехслойная структура). Сначала он назывался полупроводниковым триодом (триод – «три электрода»). А затем за ним повсеместно закрепилось название транзистор. Биполярными транзисторы называются потому, что в их рабо-

те участвуют оба носителя зарядов – положительные дырки p и отрицательные электроны n (p – позитив, n – негатив). Так как у транзистора трехслойная структура, то транзисторы могут быть типа $n-p-n$ или $p-n-p$. На рис. 2.12 показаны их условные обозначения. Эмиттер Э – это электрод, как бы «испускающий» («вводящий») в транзистор носители зарядов: электроны n в транзисторе $n-p-n$, дырки p в транзисторе $p-n-p$. Коллектор К – это электрод, «собирающий» («выводящий») из транзистора носители зарядов: электроны n в транзисторе $n-p-n$, дырки p в транзисторе $p-n-p$.

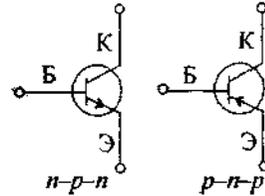


Рис. 2.12. Условные обозначения транзисторов

База Б – это управляющий электрод, ток которого управляет потоком носителей зарядов от эмиттера к коллектору. При этом малый ток базы управляет большим током коллектора, т. е. происходит усиление по току. Для работы транзисторов к ним должны подаваться напряжения через пассивные элементы таким образом, чтобы соблюдалась полярность напряжений $U_{кэ}$ и $U_{бэ}$: «плюсом» к коллектору и базе в транзисторе $n-p-n$ и «минусом» к коллектору и базе в транзисторе $p-n-p$.

2.3.1. Характеристики и параметры

В промышленной электронике транзисторы в основном включают по схеме с общим эмиттером (схема с ОЭ), в которой эмиттер «принадлежит» и входу, и выходу. На основе схемы с ОЭ строятся транзисторные усилители и электронные ключи. Характеристики для схемы с ОЭ можно снять, измеряя напряжения и токи транзистора в определенных режимах (рис. 2.13). Изменяя $U_{бэ}$ при $U_{кэ} = \text{const}$, измеряют $I_б$. Получают входные ВАХ $I_б = f(U_{бэ})$ при различных значениях $U_{кэ} = \text{const}$. Изменяя $U_{кэ}$ при $I_б = \text{const}$, измеряют $I_к$. Получают выходные ВАХ $I_к = f(U_{кэ})$ при различных значениях

$I_б = \text{const}$. Входные и выходные характеристики транзистора, полученные таким образом, приведены на рис. 2.14.

Для транзисторов типа $p-n-p$ полярность подключения напряжений $U_{бэ}$, $U_{кэ}$ и направления токов $I_б$, $I_к$ на рис. 2.13 необходимо изменить на противоположные.

Входные и выходные характеристики для конкретных типов транзисторов приводятся в справочниках.

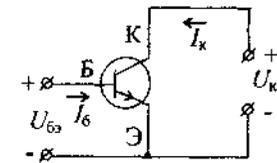


Рис. 2.13. Схема с общим эмиттером

Основные дифференциальные параметры транзистора можно определить из входных и выходных характеристик (рис. 2.14). Коэффициент усиления по току $\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}$ при $U_{кэ} = \text{const}$, где $\Delta I_б = I_{б3} - I_{б2}$ (рис. 2.14, б).

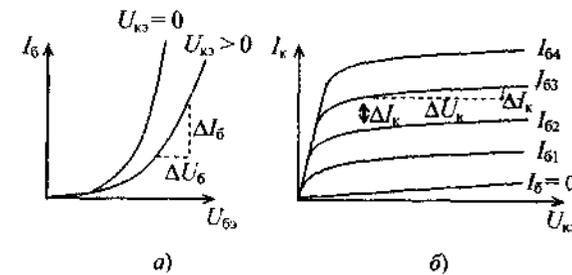


Рис. 2.14. Характеристики транзистора: а – входные; б – выходные

В справочниках приводится коэффициент передачи тока в режиме малого сигнала в схеме с ОЭ, обозначаемый $h_{21э}$. Можно считать, что $\beta = h_{21э}$. Дифференциальное входное сопротивление транзистора

$r_{\text{бэ}} = \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{\Delta I_{\text{бэ}}}$ при $U_{\text{кз}} = \text{const}$ (рис. 2.14, а). Дифференциальное выходное

сопротивление транзистора $r_{\text{кз}} = \frac{\Delta U_{\text{кз}}}{\Delta I_{\text{кз}}}$ при $I_{\text{бэ}} = \text{const}$ (рис. 2.14, б).

Для выбора транзистора необходимо также знать максимально допустимые параметры $I_{\text{кmax}}$, $U_{\text{бэmax}}$, $U_{\text{кзmax}}$, $P_{\text{кmax}}$, приводимые в справочниках.

2.4. Полевые транзисторы

В отличие от биполярных транзисторов, в которых управление проводимостью осуществляется током базы и в которых используются оба носителя зарядов (дырки и электроны), в полевых (униполярных) транзисторах управление проводимостью осуществляется электрическим полем, которое создается входным напряжением, приложенным к управляющему электроду, называемому *затвором*. Сопротивление затвора велико и поэтому ток затвора бесконечно мал. Следовательно, для управления транзистором не требуется затраты мощности управляющего сигнала. В полевых транзисторах используются носители зарядов только одного знака – либо дырки, либо электроны (униполярные транзисторы).

В зависимости от того, каким образом затвор электрически отделяется от канала транзистора, полевые транзисторы подразделяются на транзисторы с затвором типа *p-n*-переход или с изолированным затвором. В зависимости от вида полупроводника канала полевые транзисторы бывают *n*-типа или *p*-типа. На рис. 2.15 показаны условные обозначения полевых транзисторов. Электроды (выводы) исток И, сток С присоединены к концам канала. При помощи стока и истока канал подсоединяется к внешним цепям, в которых требуется управлять током. А к выводу затвора З подсоединяется источник управляющего напряжения.

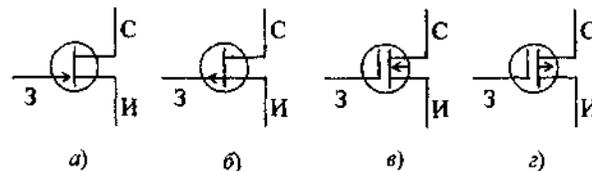


Рис. 2.15. Условные обозначения полевых транзисторов:
а – *n*-типа с затвором *p-n*-переход; б – *p*-типа с затвором *n-p*-переход;
в – *n*-типа с изолированным затвором; г – *p*-типа с изолированным затвором

2.4.1. Характеристики и параметры

Полевые транзисторы включают так же, как и биполярные. На рис. 2.16 показано включение полевого транзистора по схеме с общим истоком. Изменяя $U_{\text{си}}$ при $U_{\text{зи}} = \text{const}$, измеряют ток $I_{\text{с}}$. Получают выходные, или стоковые, характеристики $I_{\text{с}} = f(U_{\text{си}})$ при различных значениях $U_{\text{зи}} = \text{const}$. А по стоковым характеристикам строят переходную характеристику $I_{\text{с}} = f(U_{\text{зи}})$ при $U_{\text{си}} > U_{\text{синас}}$, где $U_{\text{синас}}$ – такое напряжение $U_{\text{си}}$, при котором ток $I_{\text{с}}$ становится почти неизменным при данном $U_{\text{зи}}$.

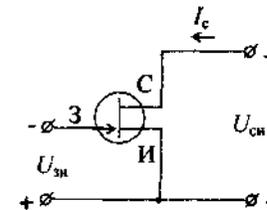


Рис. 2.16. Схема включения транзистора *n*-типа

На рис. 2.17 приведены переходная и стоковые характеристики. Как видно из характеристик, максимальный ток в транзисторе с затвором типа *p-n*-переход протекает при $U_{\text{зи}} = 0$. При увеличении отрицательного напряжения $-U_{\text{зи}}$ сопротивление канала уменьшается и ток $I_{\text{с}}$ уменьшается. При $|U_{\text{зи}}| > |U_{\text{зиотс}}|$ транзистор полностью закрывается. Напряжение отсечки $U_{\text{зиотс}}$ показано на рис. 2.17, а.

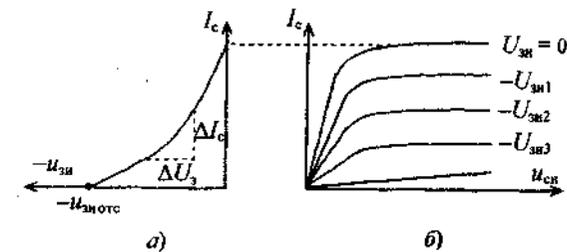


Рис. 2.17. Характеристики полевого транзистора:
а – переходная; б – стоковые

Схема включения и характеристики транзистора p -типа аналогичны. Только полярности напряжений $U_{си}$, $U_{зи}$ и направление тока I_c будут противоположны.

Схемы включения и характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором (МОП-транзисторы или МДП-транзисторы, что одно и то же) аналогичны вышеприведенным, но есть и отличия в зависимости от концентрации носителей заряда в канале. В справочниках даны характеристики конкретно для каждого вида транзисторов.

Основные параметры полевых транзисторов:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} - \text{крутизна переходной характеристики};$$

$U_{зиотс}$ – напряжение отсечки;

$U_{си\max}$, $U_{зи\max}$, $I_{с\max}$, $P_{с\max}$ – максимально допустимые параметры.

Параметры и характеристики биполярных и полевых транзисторов приводятся в справочниках.

2.5. Другие элементы

Элементный состав электронных устройств не ограничивается рассмотренными выше пассивными и активными элементами. Имеется еще целый ряд электронных элементов (приборов) со своими специфическими свойствами и характеристиками. И число их со временем все возрастает. И хотя они не являются основополагающими элементами, без которых электроника невозможна, они играют существенную роль и в улучшении параметров и характеристик электронных устройств, и в получении новых функциональных свойств электронных блоков, и новых функциональных блоков. Поэтому необходимо знать об их существовании и вкратце знать, «что они могут». Для примера приведем некоторые из них.

2.5.1. Терморезисторы

Полупроводниковые терморезисторы – это резисторы с нелинейной ВАХ, основное свойство которых заключается в способности значительно изменять свое электрическое сопротивление при изменении их температуры.

Различают терморезисторы прямого и косвенного подогрева. У терморезисторов прямого подогрева сопротивление изменяется от

собственного подогрева проходящим через него током и от температуры окружающей среды. У терморезисторов косвенного подогрева сопротивление изменяется от собственного подогрева проходящим током через его термочувствительный элемент, от температуры окружающей среды и от прохождения тока через специальный подогреватель, расположенный вблизи термочувствительного элемента.

Сопротивление термочувствительного элемента при нагревании может либо уменьшаться (терморезисторы с отрицательным ТКС), либо увеличиваться (терморезисторы с положительным ТКС). В первом случае терморезисторы называются *термисторами*, во втором – *позисторами*. На рис. 2.18 показаны условные обозначения терморезисторов.

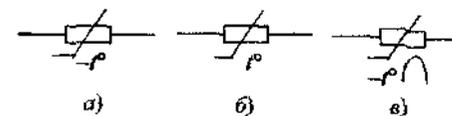


Рис. 2.18. Условное обозначение:

a – термистор; b – позистор; $в$ – термистор косвенного подогрева

Основной характеристикой терморезисторов является температурная характеристика $R_t = f(T)$. На рис. 2.19 приведены температурные характеристики терморезисторов и подогревная $R_t = f(I_n)$, где I_n – ток через подогреватель.

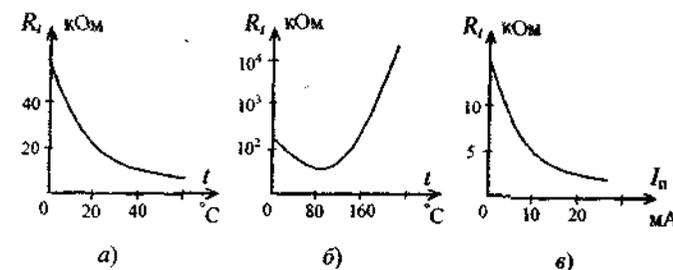


Рис. 2.19. Температурные и подогревная характеристики:

a – термистор КМТ-1; b – позистор СТ14-3;
 $в$ – термистор с косвенным подогревом ТКП-300

2.5.2. Оптоэлектронные приборы

Светоизлучающие диоды – это полупроводниковые приборы, излучающие свет при пропускании через них тока в прямом направлении (рис. 2.20, а).

Фотоприборы – это фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры, у которых под воздействием светового потока изменяется электрический ток или электрический потенциал (рис. 2.20, б–г).

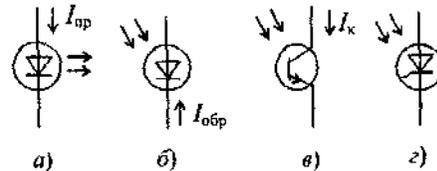


Рис. 2.20. Свето- и фотоприборы:
а – светодиод; б – фотодиод; в – фототранзистор; г – фототиристор

На основе свето- и фотоприборов разработаны и выпускаются промышленностью оптопары. Оптопары состоят из светоизлучателя (светодиод) и фотоприемника (фотодиод, фототранзистор, фототиристор). Между ними установлен оптический канал, направляющий световой поток от излучателя к приемнику. Все это размещено в едином корпусе. В оптопарах полностью отсутствует электрическая и магнитная связь между излучателем и приемником. Это, например, дает возможность получать информацию через оптопару из силовых электрических цепей, несогласуемых с цепями управления. На рис. 2.21 показано условное обозначение диодного оптрона (диодной оптопары).

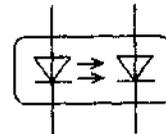


Рис. 2.21. Оптрон

2.5.3. Тиристоры

Тиристор – это полупроводниковый прибор, который может находиться в двух устойчивых состояниях: либо в открытом состоянии (тиристор проводит ток), либо в закрытом состоянии (тиристор не про-

водит ток). Скачкообразный переход тиристора из одного состояния в другое происходит при выполнении определенных условий. Имеется несколько разновидностей тиристоров. Сначала рассмотрим наиболее широко используемый однооперационный тиристор, условное обозначение которого показано на рис. 2.22. Тиристор имеет три вывода: анод А, катод К, управляющий электрод УЭ. При наличии между катодом и анодом положительного напряжения U_a («плюс» на аноде), тиристор можно открыть положительным импульсом тока I_y достаточной мощности, поданным на управляющий электрод. Тиристор включается с сопротивлением нагрузки, как показано на рис. 2.23.

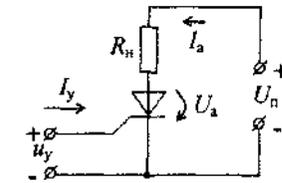
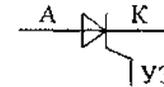


Рис. 2.22. Условное обозначение Рис. 2.23. Включение тиристора

Однооперационные тиристоры по управляемому электроду только открываются (одна операция). А закрывание тиристора происходит либо при $U_a \leq 0$ (отрицательная U_a), либо прерыванием тока I_a . Чаще используют первый способ закрывания.

Двухоперационные тиристоры позволяют не только открывать, но и закрывать тиристоры по управляющему электроду. Но требуемая мощность запирающего управляющего по УЭ тока значительно больше мощности открывающего импульса.

Симметричные тиристоры (симисторы) могут коммутировать (включать-выключать) токи любого направления. Симистор работает как два тиристора, включенных встречно-параллельно.

Параметры и характеристики диодов, тиристоров, оптоэлектронных приборов приводятся в справочниках.

2.6. Интегральные микросхемы

В настоящее время промышленность изготавливает многие функциональные блоки электронных устройств в виде микросхем, выполненных по специальной технологии. В каждой микросхеме имеются различные элементы – транзисторы (полевые или биполяр-

ные), диоды, резисторы, конденсаторы и т. д. – соединенные соответствующим образом для выполнения заданной функции. Все эти элементы выполнены в микроминиатюрном исполнении, в специальных условиях и помещены в единый неразъемный герметизированный корпус. Микросхема с внешними цепями соединяется при помощи выводов. Таким образом, уже готовый функциональный блок в интегральном исполнении (в нем интегрированы микроэлементы в единый функциональный блок) теперь представляет собой для нас, пользователей, просто элемент электронного устройства или электронного узла в сложном устройстве.

Благодаря тому, что достаточно сложные функциональные блоки, вплоть до микропроцессора, выполняются в заводских специальных условиях с применением современных «высоких технологий», интегральные микросхемы ИМС обладают высокой надежностью, малыми габаритами и массами, низкой стоимостью, малым потреблением энергии и рядом других преимуществ. Поэтому современные электронные устройства любой сложности выполняются, как правило, на интегральных микросхемах. А отдельно выпускаемые элементы – резисторы, конденсаторы, диоды, транзисторы и т. д. – чаще всего выполняют вспомогательную, согласующую роль или для подстройки параметров.

Для успешного использования ИМС в тех или иных электронных устройствах и условиях эксплуатации необходимо знать назначение микросхемы (ее функцию), ее характеристики и параметры, а также назначение выводов конкретной ИМС. Все эти сведения пользователь может найти в соответствующих справочниках, которые издаются, вернее, издавались в достаточном количестве. В них приводятся также классификация и условные обозначения ИМС.

Все ИМС подразделяются на два больших класса: аналоговые ИМС, которые преобразуют и обрабатывают сигналы по закону непрерывной функции; цифровые ИМС, которые преобразуют и обрабатывают сигналы, изменяющиеся по закону дискретной функции.

По принятой системе условных обозначений все ИМС делят по конструктивно-технологическому исполнению на три группы: микросхемы с номерами 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые; 2, 4, 8 – гибридные; 3 – прочие (пленочные, керамические и т. п.).

По характеру выполняемых функций ИМС подразделяют на подгруппы: усилители, генераторы, триггеры и т. д. Внутри каждой подгруппы ИМС делят на виды, например, генераторы (подгруппа Г)

подразделяются на генераторы гармонических сигналов ГС, генераторы прямоугольных сигналов ГГ, генераторы линейно изменяющихся сигналов ГЛ и т. д.

В справочниках вся классификация по функциональным признакам сведена в таблицу, из которой легко найти обозначение интересующей пользователя микросхемы.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные характеристики и параметры резисторов.
2. Какие имеются типы резисторов?
3. Какие бывают функциональные характеристики переменных резисторов?
4. Как обозначаются резисторы на схемах?
5. Что такое конденсатор? Обозначение конденсатора на схемах.
6. Основные параметры конденсатора. Типы конденсаторов.
7. Основные параметры и характеристики выпрямительных диодов.
8. Как выбрать диод для конкретных условий работы?
9. Параметры и характеристики стабилитрона.
10. Как включить стабилитрон в электрическую цепь?
11. Что такое биполярные транзисторы?
12. Основные характеристики и параметры биполярных транзисторов.
13. Что такое полевые транзисторы? Чем они отличаются от биполярных транзисторов?
14. Основные характеристики и параметры полевых транзисторов.
15. Назначение транзисторов.
16. Терморезисторы: их функции и характеристики.
17. Оптоэлектронные приборы: классификация, функции.
18. Тиристор: функции, характеристика, включение в схему.
19. Что такое интегральные микросхемы?

Лабораторная работа № 2.1

Диодные устройства обработки сигналов

Цель работы: определить возможности и диапазон применения диодных устройств для обработки сигналов.

В диодных устройствах используются вентильные свойства диодов (см. рис. 2.6). Они хорошо пропускают ток в прямом направлении и почти не пропускают ток в обратном направлении.

1. Соберите на стенде диодный ключ на рис. 2.1.1 при $R = 3 + 10$ кОм. Подайте на вход диодного ключа синусоидальный сигнал от генератора сигналов ГС. Пользуясь осциллографом, установите амплитуду входного напряжения $U_{\text{вх}} = 5$ В частотой $f = 6$ кГц. Измерьте амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. Начертите (по осциллограммам) временные диаграммы $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ в масштабе ($u_{\text{вх}}$ над $u_{\text{вых}}$). Объясните форму выходного напряжения. Поменяйте направление диода и посмотрите на экран осциллографа. Поясните увиденное.

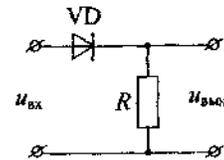


Рис. 2.1.1. Диодный ключ

2. Соберите диодный ключ на рис. 2.1.2 (поменяйте местами R и VD на рис. 2.1.1) и повторите исследования по п. 1.

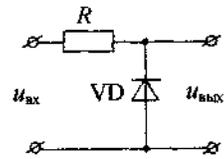


Рис. 2.1.2. Диодный ключ

3. Соберите диодный ограничитель амплитуды на рис. 2.1.3. (Добавьте в п. 2 $VD2$ в противоположном направлении по отношению к $VD1$ и «подприте» $VD2$ постоянным напряжением $U_0 < U_{\text{вх}}$). Повторите исследования по п. 1.

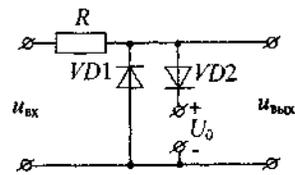


Рис. 2.1.3. Диодный ограничитель амплитуды

4. Соберите ограничитель амплитуды на стабилитроне по схеме рис. 2.1.4, где $R = 1,5$ кОм. Подайте на вход синусоидальное напряжение $U_{\text{вх}}$. Увеличивайте $U_{\text{вх}}$ до величины $U_{\text{вх}} > U_{\text{ст}}$, наблюдая за $u_{\text{вых}}$ на экране осциллографа. На основе наблюдений и измерений при помощи осциллографа постройте в масштабе временные диаграммы напряжений $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$. Сравните с п. 3, дайте пояснения.

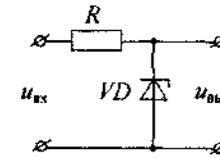


Рис. 2.1.4. Однополярный ограничитель амплитуды на стабилитроне

5. Соберите двухполярный ограничитель амплитуды на рис. 2.1.5. Подайте $U_{\text{вх}} > U_{\text{ст}}$, на экране посмотрите $u_{\text{вых}}$ и сравните с п. 2.

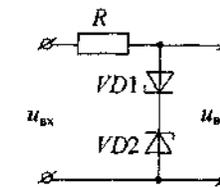


Рис. 2.1.5. Двухполярный ограничитель амплитуды на стабилитроне

Внимание! Стабилизаторы параллельно включать нельзя!

Контрольные вопросы

1. Как изменить полярность $u_{\text{вых}}$ на рис. 2.1.1 и 2.1.2?
2. Как изменится форма и величина $u_{\text{вых}}$ на рис. 2.1.3, если увеличить U_0 ?
3. Как изменится форма и величина $u_{\text{вых}}$ на рис. 2.1.3, если изменить полярность U_0 ?
4. Как изменить полярность выходных импульсов на рис. 2.1.4?
5. Для чего на рис. 2.1.4 установлен резистор R ?

Глава 3 УСИЛИТЕЛИ

3.1. Общие сведения

Электрические сигналы – напряжения и токи, поступающие в электронные устройства связи, контроля и управления, могут быть различной величины. Большие напряжения и токи можно легко уменьшить до необходимой величины при помощи преобразовательных блоков на пассивных элементах – резисторах, конденсаторах, диодах. Однако чаще эти сигналы оказываются настолько малыми, что их невозможно использовать в устройствах обработки сигналов и управления. Так, например, широко используемые в машиностроении тензодатчики, формируют сигналы величиной до 50–100 мВ. Такие сигналы необходимо увеличивать до требуемой величины, например, напряжение датчика $U_d = 0,1$ В необходимо увеличить до 10 В. Следовательно, для этих целей необходимо использовать усилитель. Это такой функциональный блок, в котором для усиления электрического напряжения (электрического тока) используется энергия источника питания при помощи активного элемента (транзистора), управляемого усиленным (входным) напряжением (током). Входное напряжение (ток) изменяет проводимость транзистора, в результате чего изменяется протекающий через транзистор и нагрузку ток, создаваемый источником питания. *Нагрузка* – это любое устройство (сигнальная лампочка, функциональный блок и др.), подключаемое к выходу усилителя.

Усилитель – это функциональный блок электронного устройства, предназначенный для усиления тока или напряжения, а это значит, и мощности, за счет энергии источника питания. Отсюда видно, что усилители могут быть следующего вида: усилители *тока*, усилители *напряжения* и усилители *мощности* в зависимости от того параметра, который подлежит усилению.

3.2. Основные параметры и характеристики усилителей

Представим усилитель в виде блок-схемы, показанной на рис. 3.1. К выходу усилителя подключим нагрузку, имеющую (для простоты рассуждений) активное сопротивление R_n . Входные параметры усилителя: напряжение $U_{вх}$, ток $I_{вх}$, мощность $P_{вх}$. Выходные параметры усилителя: напряжение $U_{вых}$, ток $I_{вых}$, мощность $P_{вых}$. Усилитель $У$

питается от двух источников питания $+U_{п1}$ и $-U_{п2}$ относительно «общей шины» (узла соединения вывода $-U_{п1}$ и $+U_{п2}$ на рис. 3.1). В дальнейшем цепи питания на рисунках показывать не будем, но помнить о них всегда надо, т. к. от них усилитель берет энергию для усиления.

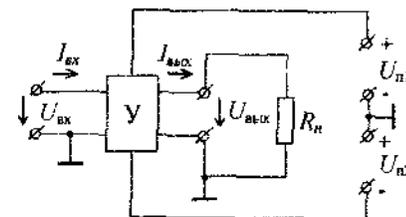


Рис. 3.1. Блок-схема усилителя

Если нам необходимо усилить напряжение, то значит, что это усилитель напряжения и его основным параметром является коэффициент усиления по напряжению $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$. Если нам необходимо усилить ток, то это означает, что наш усилитель является усилителем тока и его основной параметр – коэффициент усиления по току $K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}$. Аналогично, если необходимо усилить мощность, то такой усилитель будет усилителем мощности и его основным параметр – коэффициент усиления по мощности $K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}$.

Эти определения коэффициентов усиления даны для линейных (идеализированных) усилителей, имеющих линейную (пропорциональную) зависимость выходных величин от входных в неограниченном диапазоне. Реальные усилители – это *нелинейные* устройства. Однако в определенном диапазоне изменения входных и выходных величин их можно считать линейными. На рис. 3.2 приведена типовая передаточная (амплитудная) характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ усилителя напряжения. Как видно из рис. 3.2, в диапазоне изменения входного напряжения $U_{вх} = 0 + U_{вх\max}$ передаточная характеристика усилителя линейна. Поэтому в этом диапазоне справедливо определение

коэффициента усиления $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх макс}}$ линейность характеристики нарушается, и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ не может увеличиваться более $U_{\text{нас}}$ – напряжения «насыщения» усилителя (максимальное выходное напряжение усилителя).

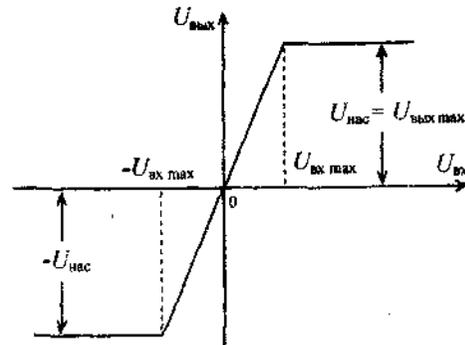


Рис. 3.2. Передаточная характеристика усилителя напряжения

Следовательно, $U_{\text{вх макс}}$ – это такое максимальное входное напряжение данного усилителя, при котором еще сохраняется линейность амплитудной характеристики (АХ).

Аналогичные рассуждения применимы и к усилителям тока и усилителям мощности.

Кроме транзисторов и резисторов усилители содержат конденсаторы (емкости C) и катушки (индуктивности L). Сопротивления емкости и индуктивности зависят от частоты f сигнала. Так, для синусоидального сигнала сопротивление емкости $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$, а сопротивление индуктивности $X_L = 2\pi f L$. Следовательно, при наличии в усилителе L или C коэффициент усиления усилителя будет зависеть от частоты. Эта зависимость $K = K(f)$ называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и является основной динамической характеристикой усилителя (рис. 3.3). Кроме этих основных параметров и характеристик, работа усилителей характеризуется другими характеристиками и параметрами – фазочастотной характеристикой (ФЧХ), входным сопротивлением $r_{\text{вх}}$, выходным сопротивле-

нием $r_{\text{вых}}$, коэффициентом нелинейных искажений, коэффициентом частотных искажений, чувствительностью и др., а также предельно допустимыми входными и выходными параметрами: $U_{\text{вх доп}}$, $U_{\text{вых макс}}$ ($U_{\text{нас}}$), $I_{\text{вых доп}}$, напряжениями питания $+U_{\text{п}}$, $-U_{\text{п}}$.

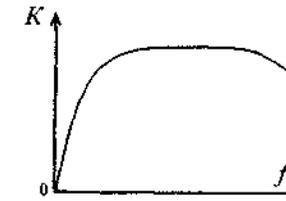


Рис. 3.3. АЧХ усилителя

В зависимости от вида АЧХ усилители подразделяют на усилители постоянного тока (УПТ), усилители низкой частоты (УНЧ), усилители высокой частоты (УВЧ), широкополосные усилители (ШПУ), узкополосные усилители (УПУ). На рис. 3.4 приведены АЧХ таких усилителей.

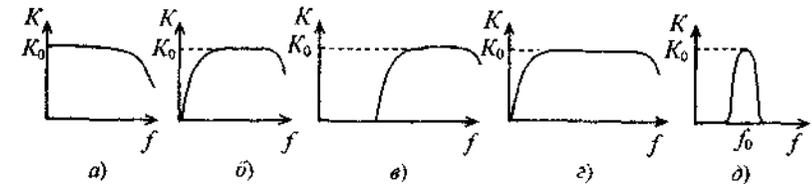


Рис. 3.4. АЧХ усилителей:
а – УПТ; б – УНЧ; в – УВЧ; г – ШПУ; д – УПУ

Усилители постоянного тока отличаются от УНЧ тем, что усиливают и постоянный сигнал ($f = 0$).

Широкополосные усилители предназначены для усиления сигналов, существенно отличающихся по форме от синусоидальных, например, прямоугольной формы. ШПУ усиливают большой спектр гармоник, из которых состоит сигнал прямоугольной формы (если разложить его в ряд Фурье). Поэтому форма таких сигналов искажается незначительно при усилении их с помощью ШПУ.

Узкополосные усилители, по сути своей, являются полосовыми частотными фильтрами и усиливают («пропускают») сигнал заданной частоты f_0 .

3.3. Обратные связи в усилителях

3.3.1. Общие сведения

Понятие «обратная связь» имеет фундаментальное значение для человечества и для живой природы в целом. Именно обратная связь «сотворила» все, что мы видим, ощущаем, чем живем. Поэтому читатель, проникшись уважением к величию обратной связи, внимательно изучи, обдумай и пойми: что такое обратная связь, как она действует, каковы последствия ее действия.

В общем случае, обратная связь – это такое явление, когда в каком-либо процессе управляемый (выходной) параметр сам себя поддерживает путем воздействия на входные параметры через «петлю обратной связи». В химии она называется «автокаталитической петлей».

Электроника своим «головокружительным» развитием до современного состояния также целиком обязана обратным связям. Без обратных связей мы сейчас имели бы только примитивные усилители, и на этом прогресс в электронике остановился бы.

3.3.2. Виды обратных связей в электронике

Рассмотрим усилитель Y , с выхода которого часть напряжения $u_{\text{вых}}$ через цепь обратной связи OC подана на вход этого же усилителя Y , как это показано на рис. 3.5. Получился усилитель Y_{OC} , охваченный обратной связью.

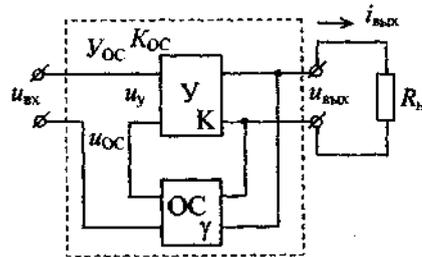


Рис. 3.5. Блок-схема усилителя с обратной связью

Обратной связью называется воздействие выходного сигнала усилителя на его входной сигнал. Допустим, что усилитель Y без обратной связи имеет коэффициент усиления $K = \frac{u_{\text{вых}}}{u_y}$, а цепь OC имеет коэффициент передачи, его называют коэффициентом обратной связи, $\gamma = \frac{u_{OC}}{u_{\text{вых}}} \leq 1$.

Напряжение обратной связи u_{OC} включено последовательно с входным напряжением $u_{\text{вх}}$. Поэтому такая OC называется *последовательной*. С другой стороны, $u_{OC} = \gamma u_{\text{вых}}$, т. е. является частью выходного напряжения $u_{\text{вых}}$. Поэтому такая OC называется *обратной связью* по напряжению. Следовательно, на рис. 3.5 показана последовательная OC по напряжению.

Если же u_{OC} пропорциональна выходному току $i_{\text{вых}}$, то такая OC называется обратной связью по току. На рис. 3.6 приведена блок-схема усилителя, охваченного последовательной обратной связью по току.

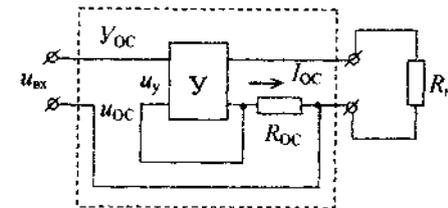


Рис. 3.6. Блок-схема усилителя с OC по току

Здесь элементом обратной связи является резистор обратной связи R_{OC} , через который протекает выходной ток $i_{\text{вых}}$. Поэтому, как видно из схемы на рис. 3.6, $u_{OC} = R_{OC} \cdot i_{\text{вых}}$ и, следовательно, коэффициент обратной связи $\gamma = R_{OC}$ имеет размерность Ом. Если напряжение u_{OC} включено параллельно с входным напряжением $u_{\text{вх}}$, то такая OC называется *параллельной обратной связью по напряжению* или *по току*.

На рис. 3.7 приведена блок-схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению.

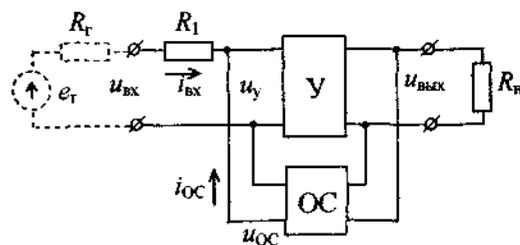


Рис. 3.7. Параллельная ОС по напряжению

Очень важна классификация обратной связи по полярности включенных напряжений $u_{вх}$ и $u_{ОС}$.

Если $u_{вх}$ и $u_{ОС}$ включены согласно (в фазе), как показано на рис. 3.8, то такая связь называется *положительной обратной связью* (ПОС). Как видим из рис. 3.8, при ПОС $u_y = u_{вх} + u_{ОС}$.

Если $u_{вх}$ и $u_{ОС}$ включены встречно (в противофазе), как показано на рис. 3.9, то такая связь называется *отрицательной обратной связью* (ООС). Как видим из рис. 3.9, при ООС $u_y = u_{вх} - u_{ОС}$.

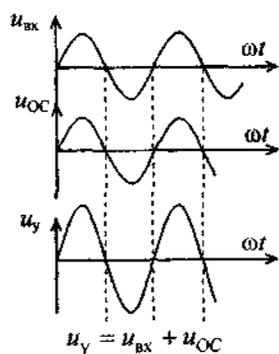


Рис. 3.8. ПОС

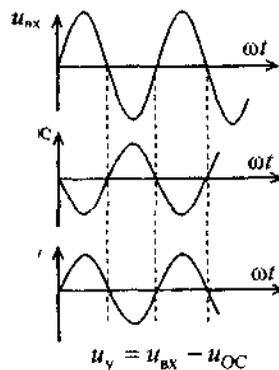


Рис. 3.9. ООС

3.3.3. Влияние обратных связей на параметры усилителя

Рассмотрим усилитель $У$ на рис. 3.5, который охвачен *положительной* обратной связью ПОС. Такой усилитель с ПОС имеет коэффициент усиления по напряжению $K_{ПОС} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}}$. Определим его значение. Итак, нам известно

$$u_y = u_{вх} + u_{ОС}; \quad (3.1)$$

$$u_{ОС} = \gamma u_{вых}; \quad (3.2)$$

$$u_y = \frac{u_{вых}}{K}; \quad (3.3)$$

$$K_{ПОС} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}}. \quad (3.4)$$

В уравнение (3.1) вместо $u_{ОС}$ подставим его значение из уравнения (3.2), а вместо u_y подставим его значение из уравнения (3.3). Получим

$$\frac{u_{вых}}{K} = u_{вх} + \gamma u_{вых}. \quad (3.5)$$

После преобразований уравнения (3.5), с учетом уравнения (3.4), получим

$$K_{ПОС} = \frac{K}{1 - \gamma K}. \quad (3.6)$$

Как видим, ПОС увеличивает коэффициент усиления усилителя в $\frac{1}{1 - \gamma K}$ раз, т. к. знаменатель меньше 1 на величину γK . Однако при этом снижается стабильность работы усилителя. В случае $\gamma K = 1$ коэффициент усиления $K_{ПОС} = \infty$ и устойчивость работы усилителя нарушается, т. к. при малейших изменениях на входе (наводки, «дрейф нуля» и т. п.) выходное напряжение достигает величины насыщения $U_{нас}$.

Следовательно, ПОС дестабилизирует работу усилителя и поэтому ПОС в усилителях не используется. Положительная обратная

связь используется в генераторах (усилитель, охваченный ПОС, самовозбуждается и становится генератором).

Теперь усилитель U на рис. 3.5 охватим отрицательной обратной связью и определим его коэффициент усиления $K_{ООС} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$. Для ООС известно, что

$$u_y = u_{\text{вх}} - u_{\text{ОС}}. \quad (3.7)$$

В уравнение (3.7) вместо $u_{\text{ОС}}$ и u_y подставим их значения из уравнений (3.2) и (3.3) соответственно. Тогда получим

$$\frac{u_{\text{вых}}}{K} = u_{\text{вх}} - \gamma u_{\text{вых}}. \quad (3.8)$$

Из уравнения (3.8), с учетом $K_{ООС} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$, получим коэффициент усиления усилителя U , охваченного ООС:

$$K_{ООС} = \frac{K}{1 + \gamma K}. \quad (3.9)$$

Из уравнения (3.9) видно, что ООС уменьшает коэффициент усиления усилителя в $1 + \gamma K$ раз. Но при этом она существенно повышает стабильность работы усилителя – улучшает линейность амплитудной характеристики и стабилизирует значение $K_{ООС}$. При глубокой ООС, когда выполняется условие $\gamma K \gg 1$, что легко достижимо, в уравнении (3.9) можно пренебречь 1 и тогда

$$K_{ООС} = \frac{1}{\gamma}. \quad (3.10)$$

Это значит, что при глубокой ООС коэффициент усиления $K_{ООС}$ зависит только от γ – коэффициента обратной связи. И даже существенные изменения коэффициента усиления K самого усилителя U не влияют на величину $K_{ООС}$. Таким образом мы избавляемся от влияния нестабильности параметров полупроводниковых приборов, на базе которых собираются усилители, т. е. стабилизируем коэффициент усиления усилителя. Чаще всего цепь обратной связи в усилителях выполняется в виде делителя напряжения на резисторах, как показано на рис. 3.10.

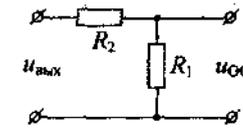


Рис. 3.10. Цепь ООС

В этом случае $\gamma = \frac{R_1}{R_2 + R_1}$, а

$$K_{ООС} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.11)$$

Отношение сопротивлений можно сделать весьма стабильным, и, следовательно, таким образом стабилизировать коэффициент усиления усилителя, охваченного глубокой ООС.

Для лучшего понимания значения глубокой ООС рассмотрим простой пример. Пусть усилитель без обратной связи имеет $K = 50000$. Охватим его глубокой ООС с $\gamma = 0,01$. Тогда $\gamma K = 500 \gg 1$. Следовательно, $K_{ООС} = \frac{1}{\gamma} = 100$. Пусть под воздействием внешней среды на транзисторы коэффициент K уменьшился в 1,6 раза и стал $K = 31250$. Но при этом все равно $\gamma K = 312 \gg 1$ и поэтому по-прежнему $K_{ООС} = 100$ с погрешностью не более 0,12 %.

Увеличение стабильности коэффициента усиления при ООС уменьшает нелинейные и частотные искажения сигнала.

Кроме этого ООС существенно влияет на входное и выходное сопротивления усилителя.

Входное сопротивление: последовательная ООС увеличивает в $1 + \gamma K$ раз; параллельная ООС уменьшает в $1 + \gamma K$ раз.

Выходное сопротивление: ООС по напряжению уменьшает в $1 + \gamma K$ раз; ООС по току увеличивает в $1 + \gamma K$ раз.

Поэтому при согласовании усилителя с источником сигнала и с нагрузкой необходимо учитывать влияние ООС на входное и выходное сопротивления.

3.4. Транзисторные усилители

В настоящее время все функциональные блоки и сложные устройства изготавливаются электронной промышленностью по специальным, так называемым высоким технологиям, в виде интегральных

микросхем (ИМС) в герметичных корпусах с выводами для подключения их к внешним цепям. И все эти ИМС создаются на транзисторах (активные элементы), диодах, резисторах, емкостях и других элементах, выполненных в микросхемном исполнении на кристалле полупроводника и соединенных между собой надлежащим образом для выполнения требуемых функций. Главной основой этих сложных функциональных блоков и устройств являются усилители, работающие в различных режимах, охваченные различными местными и общими обратными связями. Сами усилители в микросхемном исполнении также являются сложными устройствами, работающими в различных режимах. Так, промышленностью выпускаются в виде ИМС усилители: высокой частоты (обозначение УВ), низкой частоты (УН), импульсных сигналов (УИ), повторители (УЕ), операционные и дифференциальные (УД) и т. д.

А все начиналось с простейших транзисторных усилителей, которые сейчас используются больше в учебных целях, а также в усилителях мощности.

3.4.1. По схеме с общим эмиттером

В промышленной электронике получили распространение два способа включения транзисторов в электрическую цепь: по схеме с общим эмиттером (ОЭ) в усилителях напряжения; по схеме с общим коллектором (ОК) в усилителях тока, которые не усиливают по напряжению и поэтому их обычно называют эмиттерными повторителями. Они будут рассмотрены в следующем разделе.

Простейший усилитель по схеме с ОЭ показан на рис. 3.11.

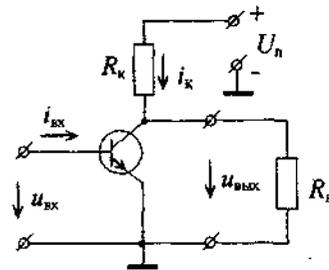


Рис. 3.11. Простейший усилитель напряжения

Из рис. 3.11 видно, что в соответствии со вторым законом Кирхгофа выходное напряжение усилителя

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - i_{\text{к}} R_{\text{к}}, \quad (3.12)$$

где $U_{\text{п}}$ — напряжение источника питания; $i_{\text{к}}$ — ток коллектора; $R_{\text{к}}$ — резистор в цепи коллектора.

Напряжение источника питания $U_{\text{п}} = \text{const}$ и сопротивление резистора в цепи коллектора $R_{\text{к}} = \text{const}$. Следовательно, $u_{\text{вых}}$ целиком определяется током коллектора $i_{\text{к}}$, который зависит от тока базы транзистора, т. е. от входного тока $i_{\text{бх}}$ на рис. 3.11 (см. выходные характеристики транзистора на рис. 2.14).

Для пояснения работы усилителя построим так называемую динамическую переходную характеристику транзистора $I_{\text{к}} = f(I_{\text{б}})$ при наличии $R_{\text{к}}$ в коллекторной цепи, как на рис. 3.11. С этой целью на выходных характеристиках транзистора построим линию (прямую) коллекторной нагрузки по уравнению (3.12). Построение произведем на рис. 3.12. Из уравнения (3.12) определяем: при $i_{\text{к}} = 0$ $u_{\text{вых}} = U_{\text{п}}$, при $u_{\text{вых}} = 0$ $i_{\text{к}} = \frac{U_{\text{п}}}{R_{\text{к}}}$.

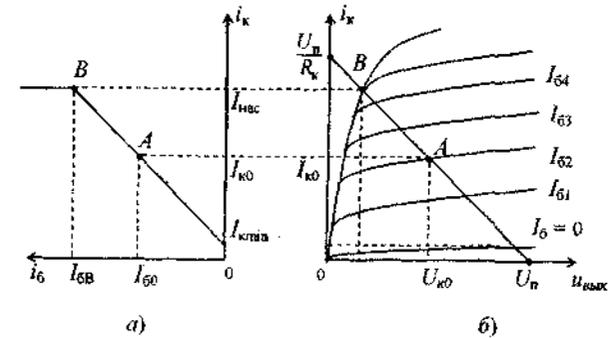


Рис. 3.12. Построение динамической переходной характеристики $i_{\text{к}} = f(i_{\text{б}})$: а — переходная характеристика; б — выходные характеристики с линией нагрузки

Так как уравнение (3.12) является линейной зависимостью, то достаточно двух точек для построения линии нагрузки: точка на оси коллекторного тока $I_k = \frac{U_{\text{п}}}{R_k}$, точка на оси напряжений $u_{\text{вых}} = U_{\text{п}}$. Затем для каждой точки пересечения линии нагрузки с соответствующей выходной характеристикой определяем I_k и $I_{\text{б}}$, строим переходную характеристику $i_k = f(i_{\text{б}})$, показанную на рис. 3.12, а. Как видно из рис. 3.12, а, в диапазоне изменения тока базы от $i_{\text{б}} = 0$ до $i_{\text{б}} = I_{\text{бВ}}$ переходная характеристика практически линейная и $i_k = \beta i_{\text{б}}$, где β — коэффициент усиления по току, который можно определить из переходной характеристики. Следовательно, в этом диапазоне изменения $i_{\text{б}} = i_{\text{б}}$ выходное напряжение будет

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - \beta i_{\text{б}} R_k. \quad (3.13)$$

Переходную характеристику $i_k = f(i_{\text{б}})$ для данного транзистора и конкретного значения R_k можно снять и построить экспериментально.

Для того чтобы усилитель усиливал и положительные, и отрицательные сигналы, например, синусоидальные сигналы, без искажений, необходимо выбрать рабочую точку А на середине линейной части переходной характеристики. С этой целью необходимо через базу пропустить постоянный ток $I_{\text{б0}}$, указанный на рис. 3.12, а, которому будет соответствовать $I_{\text{к0}}$ и $U_{\text{к0}} = I_{\text{к0}} R_k$. Тогда уравнение (3.13) примет вид

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - U_{\text{к0}} - \beta R_k i_{\text{б}}. \quad (3.14)$$

Теперь, пока $i_{\text{б}}'$ будет находиться в пределах линейной части переходной характеристики, т. е. $|i_{\text{б}}'| \leq I_{\text{б0}}$, усилитель будет усиливать сигнал без искажений, т. к. в этом диапазоне изменения $i_{\text{б}}$ коэффициент $\beta = \text{const}$.

Установку рабочей точки, т. е. выбор $I_{\text{б0}}$, можно осуществлять различными путями. На рис. 3.13 приведена схема транзисторного однокаскадного усилителя низкой частоты (УНЧ), где $I_{\text{б0}}$ устанавливается при помощи делителя напряжения на резисторах $R_{\text{б1}}$ и $R_{\text{б2}}$.

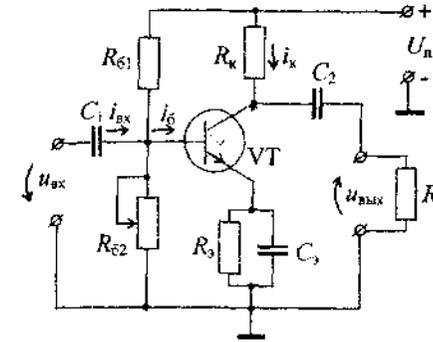


Рис. 3.13. Транзисторный усилитель

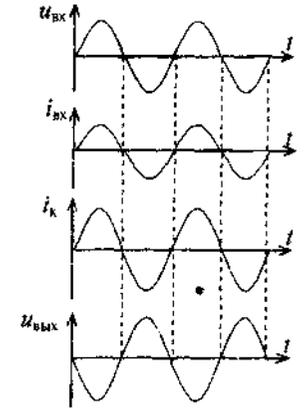


Рис. 3.14. Временные диаграммы

Конденсатор C_1 , установленный на входе, не позволяет постоянному току $I_{\text{б0}}$ замыкаться через источник входного сигнала, т. к. сопротивление конденсатора $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$, и при $f = 0$ $X_C = \infty$. Следовательно, конденсатор постоянный ток не пропускает. А если C_1 выбрать такую, чтобы на заданной частоте сигнала $X_{C1} \ll R_{\text{б2}}$, то входной переменный сигнал $u_{\text{вх}}$ почти без потерь на X_{C1} проходит на базу транзистора.

Конденсатор C_2 также поставлен для разделения постоянных и переменных составляющих выходного тока. То есть конденсатор C_2 пропускает на выход только переменную составляющую. Следовательно,

$$u_{\text{вых}} = -i_k R_k = -\beta R_k i_{\text{б}}. \quad (3.15)$$

Знак «минус» в уравнении (3.15) указывает на то, что происходит изменение полярности (инвертирование) выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ по отношению к входному напряжению $u_{\text{вх}}$ (току $i_{\text{б}}$), т. е. происходит сдвиг по фазе на 180° .

Резистор $R_э = (0,1 \div 0,2) R_k$ установлен для температурной стабилизации рабочей точки, т. е. для достижения условия $I_{\text{к0}} \approx \text{const}$, от ООС по постоянному току.

Для увеличения коэффициента усиления K резистор R_c иногда шунтируют конденсатором такой емкости C_c , при которой $X_c = \frac{1}{2\pi f C_c} \ll R_c$. При этом ООС на частоте f сигнала существенно ослабляется. Однако при этом нелинейные искажения формы сигнала несколько увеличиваются.

На рис. 3.14 приведены временные диаграммы работы усилителя при синусоидальном входном напряжении $u_{вх}$. При этом входной ток $i_{вх} = \frac{u_{вх}}{Z_{вх}} = \frac{U_{mвх}}{Z_{вх}} \sin \omega t$ не выходит за пределы линейной части переходной характеристики (рис. 3.12, а). Усиленное в β раз изменение коллекторного тока $i_c = \beta i_{вх}$ также синусоидальное, и совпадает по фазе с $i_{вх}$.

Тогда выходное напряжение

$$u_{вых} = -\beta R_c i_{вх} = -\frac{\beta R_c}{Z_{вх}} U_{mвх} \sin \omega t = -K U_{mвх} \sin \omega t, \quad (3.16)$$

где $K = -\frac{\beta R_c}{Z_{вх}}$ – коэффициент усиления по напряжению; $Z_{вх}$ – полное входное сопротивление усилителя.

Знак «минус» в уравнении (3.16) указывает на то, что выходное напряжение $u_{вых}$ находится в противофазе с $u_{вх}$ (рис. 3.14).

3.4.2. По схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Усилитель тока, собранный по схеме с общим коллектором, называется *эмиттерным повторителем* в связи с тем, что его выходное напряжение почти равно входному $u_{вых} \approx u_{вх}$, т. е. выходное напряжение повторяет входное напряжение по величине и по фазе. Если в схеме с общим эмиттером так называемый нагрузочный резистор R_c включают в коллекторную цепь (рис. 3.11), то в схеме с общим коллектором, т. е. в эмиттерном повторителе, нагрузочный резистор R_c включают в эмиттерную цепь, как показано на рис. 3.15. Временные диаграммы его работы приведены на рис. 3.16.

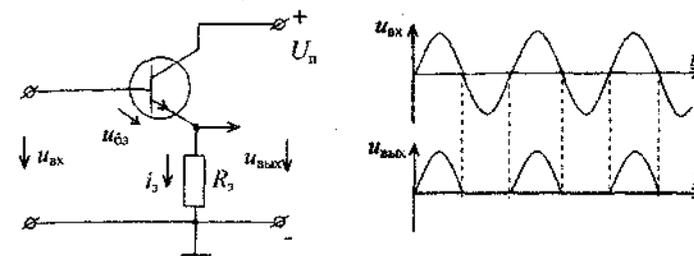


Рис. 3.15. Эмиттерный повторитель Рис. 3.16. Временные диаграммы с отсечкой

Как видно из рис. 3.15, это усилитель со стопроцентной отрицательной обратной связью по напряжению. Это значит, что коэффициент обратной связи $\gamma = 1$. А при глубокой ООС, согласно уравнению (3.11), коэффициент усиления по напряжению у эмиттерного повторителя $K = 1$. В реальных эмиттерных повторителях коэффициент K немного меньше единицы за счет влияния небольшого напряжения $u_{бэ}$, т. к. по второму закону Кирхгофа $u_{вых} = u_{вх} - u_{бэ}$.

С увеличением $u_{вх}$ ток через транзистор $i_э$ увеличивается, т. е. ток $i_э$ изменяется в фазе с $u_{вх}$. Но так как $u_{вых} = i_э R_c$, то сдвига фаз между $u_{вых}$ и $u_{вх}$ нет.

Так как эмиттерные повторители имеют большое входное сопротивление и малое выходное сопротивление, они могут быть использованы для согласования высокоомных источников сигнала с низкоомной нагрузкой. Поэтому их используют и в усилителях мощности на достаточно мощных транзисторах.

Аналогично, как на рис. 3.11, 3.13, 3.15, 3.17, строят усилители на полевых транзисторах. Так как полевые транзисторы управляются напряжением, то такие усилители имеют большое входное сопротивление, т. е. они практически не потребляют энергию от источника входного сигнала $u_{вх}$.

3.4.3. Электронный ключ

В тех случаях, когда для передачи, приема и переработки информации используются импульсные сигналы, применяют импульсные и цифровые электронные устройства, которые базируются на электронных ключах. Обычно электронный ключ создают на базе транзистора

как биполярного, так и полевого. Ключ работает в двух режимах: «ключ замкнут», когда электрический ток через ключ протекает (транзистор полностью открыт), и «ключ разомкнут», когда электрический ток через ключ не протекает (транзистор полностью закрыт). Электрическая схема электронного ключа показана на рис. 3.17, а временные диаграммы его работы приведены на рис. 3.18.

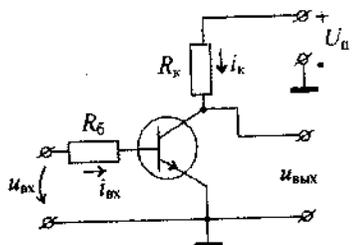


Рис. 3.17. Транзисторный ключ

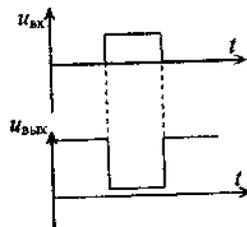


Рис. 3.18. Временные диаграммы работы ключа

Если на вход ключа подать импульс тока $i_{вх} > I_{бв}$ (рис. 3.12, а), то транзистор полностью открывается и через него будет протекать ток $I_{нас}$ (ток «насыщения»). В этом случае напряжение $u_{вых\ мин} = U_{п} - I_{нас} R_{к}$ мало. При отсутствии входного тока, т. е. при $i_{вх} = 0$, выходное напряжение будет максимальным $u_{вых\ макс} = U_{п} - I_{к\ мин} R_{к}$, где $I_{к\ мин}$ – минимальный ток коллектора при $I_{б} = 0$ (рис. 3.12). Так как в режиме «насыщения» $u_{вых}$ мало, а в закрытом состоянии транзистора (режим «отсечки») ток коллектора $i_{к}$ мал, то мощность, теряемая в транзисторном ключе $P_{к} = i_{к} u_{вых}$, мала.

3.5. Интегральные операционные усилители

Микросхемы «Интегральные операционные усилители» (ИОУ) построены на основе транзисторных дифференциальных усилителей постоянного тока. Поэтому они могут работать как на постоянном токе (напряжении), так и на переменном токе (напряжении) любой формы в широком диапазоне частот. Интегральный операционный усилитель по своим параметрам и характеристикам можно считать идеальным усилителем. Поэтому он составляет основу всей аналоговой электроники. Их изготавливают по специальной микроэлектрон-

ной технологии в виде монолитных интегральных схем, которые по габаритам и цене почти не отличаются от транзистора. Поэтому реализация различных функциональных блоков на основе ИОУ оказывается значительно проще, дешевле и надежнее, чем на отдельных транзисторах. Это и предопределило их широкое применение в различных областях электроники для создания различных устройств преобразования сигналов.

Интегральные операционные усилители имеют большой по величине коэффициент усиления, что позволяет использовать глубокую ООС, при которой выполняется условие $\gamma K_{ИОУ} \gg 1$. А это значит, что коэффициент усиления усилителя, построенного на ИОУ, охваченном глубокой ООС, зависит только от параметров цепи отрицательной обратной связи, т. е. $K = \frac{1}{\gamma}$ (см. § 3.3). Следовательно, свойства и параметры такого усилителя определяются структурой и параметрами цепи обратной связи.

При соответствующих структуре и параметрах цепи обратной связи операционный усилитель может выполнять определенные математические операции – суммирования, вычитания, дифференцирования, интегрирования и др. Поэтому такие усилители и называют операционными.

На рис. 3.19 показано стандартное условное обозначение ИОУ в схемах.

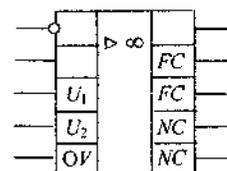


Рис. 3.19. Интегральный операционный усилитель (микросхема)

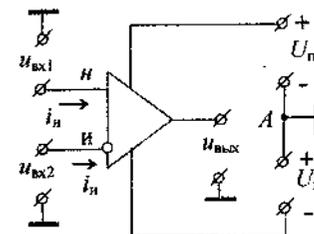


Рис. 3.20. Принятое в учебнике обозначение ИОУ

На рис. 3.19 знак \triangleright указывает на то, что это усилитель, а знак ∞ обозначает, что усилитель имеет большой коэффициент усиления. Так как ИОУ является дифференциальным усилителем, то у него имеются два входа (слева сверху) и один выход (справа сверху). Вход с кружочком – инвертирующий вход (кружок – знак инверсии), а без кружочка –

неинвертирующий. Выводы U_1 , U_2 и OV служат для подключения к ИОУ напряжений источника питания: $U_1 - +U_{п1}$, $U_2 - -U_{п2}$, OV – общий провод источника питания. Выводы FC служат для подключения внешней схемы частотной коррекции ИОУ, а выводы NC – для подключения внешней схемы балансировки (коррекции «О»).

Применение стандартного обозначения ИОУ обязательно во всех официальных документах и схемах.

Однако в учебных целях далее мы будем использовать более удобное для понимания и запоминания тоже стандартное обозначение в виде треугольника, которое ранее получило широкое распространение в отечественной и переводной литературе (рис. 3.20).

На рис. 3.20, б показано условное обозначение ИОУ в виде треугольника, как было уже сказано, интегральный операционный усилитель имеет два входа и один выход.

Один «вход н» – неинвертирующий, при подаче на который входного напряжения $u_{вх1}$ выходное напряжение $u_{вых}$ будет «в фазе» с $u_{вх1}$ (одной полярности), как это видно из рис. 3.21, а.

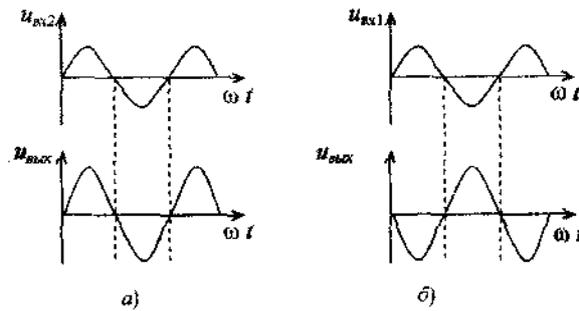


Рис. 3.21. Временные диаграммы напряжений ИОУ: а – неинвертирующий вход; б – инвертирующий вход

Другой «вход и» – инвертирующий, при подаче на который входного напряжения $u_{вх2}$ выходное напряжение $u_{вых}$ будет «в противофазе» с $u_{вх2}$ (противоположной полярности), как это видно из рис. 3.21, б.

В общем случае $u_{вых}$ пропорционально разности входных напряжений $u_{дф} = u_{вх2} - u_{вх1}$.

Операционный усилитель питается от двух источников питания с одинаковыми напряжениями $U_{п1}$ и $U_{п2}$, чаще всего величиной 15В каждое. Входные напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ подключаются, а выходное напряжение $u_{вых}$ снимается относительно общего провода, подключенного к общей точке А соединения выводов источников питания (рис. 3.20, б). На принципиальных электрических схемах устройств обычно указывают только входные и выходные клеммы (выводы).

Работа ИОУ характеризуется несколькими параметрами и характеристиками. Рассмотрим основные из них.

Передающая характеристика (ПХ) ИОУ (часто называемая амплитудной характеристикой АХ)

$$u_{вых} = K_U u_{дф} = K_U (u_{вх2} - u_{вх1}), \quad (3.17)$$

где K_U – коэффициент усиления по напряжению.

На рис. 3.22 приведена передающая характеристика типового ИОУ.

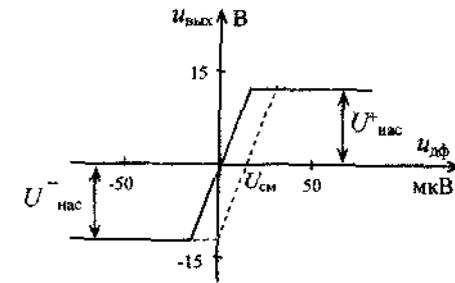


Рис. 3.22. Передающая характеристика ИОУ

Линейная часть передающей характеристики является рабочей частью ПХ усилителя. Следовательно, коэффициент усиления ИОУ определяется тангенсом наклона ПХ к оси $u_{дф}$, т. е.

$$K_U = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta u_{дф}}$$

Для типовых ИОУ коэффициент усиления K_U имеет величину в пределах $10^4 - 10^6$.

Идеальная ПХ ИОУ проходит через нулевую точку (сплошная линия на рис. 3.22). Однако реальная ПХ из-за неидентичности параметров входных цепей обычно смещена в ту или иную сторону на величину $U_{см}$ (пунктир на рис. 3.22). Параметр $U_{см}$ называется *напряжением смещения* и составляет несколько милливольт, если ИОУ изготовлено на базе биполярных транзисторов, или несколько десятков милливольт, если ИОУ изготовлено на базе полевых транзисторов. Для смещения реальной ПХ в нулевую точку при $u_{вх1} = 0$ и $u_{вх2} = 0$ у многих ИОУ предусмотрены специальные выводы балансировки.

Динамические свойства ИОУ оцениваются по амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) или по максимальной скорости нарастания $u_{вых}$ при подаче на вход ступенчатого напряжения максимальной допустимой амплитуды. Скорости нарастания $V_{u_{вых}}$ у различных ИОУ имеют значения $0,3 \div 50$ В/мкс. Кроме этих параметров в справочниках указаны и другие параметры, номинальные и предельно допустимые.

Для устранения самовозбуждения усилителей на ИОУ используется частотная коррекция, которая осуществляется путем подключения к специальным выводам в корпусе ИОУ внешних конденсаторов и резисторов. Для различных ИОУ используются свои цепи частотной коррекции, указанные в справочниках. В некоторых ИОУ имеется внутренняя коррекция. В табл. 3.1 приведены параметры некоторых типов ИОУ.

Таблица 3.1

Параметр	Тип ИОУ			
	140УД6А	К157УД2 двухканальный	574УД1Б быстродействующий	153УД1
$U_{пит}$, В	± 15	± 15	± 15	± 15
$I_{пот}$, мА, не более	2,8	7	8	6
K_{U}	70000	50000	50000	50000
$I_{вх}$, мкА, не более	0,03	0,5	0,0005	0,6
$U_{см}$, мВ, не более	± 5	± 10	± 50	± 5
$U_{вых}$, В, не менее	10	13	10	10
$R_{вх}$, кОм, не менее	2000	300	—	100
$R_{вых}$, Ом, не более	—	—	—	200
$R_{сч}$, кОм, не менее	2,0	1,5	2,0	2
Частотная коррекция	внутренняя	внешняя	внутренняя	—

В справочниках приведены сведения и о других усилителях в микросхемном исполнении: усилители высокой частоты – УВ, усилители низкой частоты – УН и др.

3.6. Усилители на интегральных операционных усилителях

3.6.1. Неинвертирующий усилитель

Как было ранее установлено (см. § 3.3), глубокая отрицательная обратная связь ООС стабилизирует коэффициент усиления усилителя, т. к. он будет определяться стабильностью параметров обратной связи $K = \frac{1}{\gamma}$, где γ – коэффициент передачи цепи ООС. А так как ИОУ имеет весьма большой коэффициент усиления, то легко выполнить условие глубокой ООС $\gamma K_{ИОУ} \gg 1$.

На рис. 3.23 приведена электрическая схема неинвертирующего усилителя, собранного на ИОУ. Обычно на принципиальных электрических схемах цепи питания и другие вспомогательные цепи (балансировки, частотной коррекции) не показываются, чтобы ярче показать принцип действия функционального блока, собранного на ИОУ.

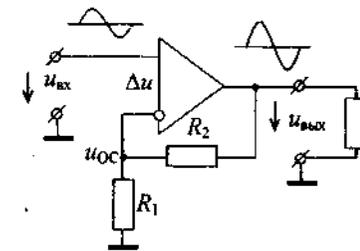


Рис. 3.23. Неинвертирующий усилитель

Цепь ООС на рис. 3.23, построенная на резисторах $R_1 - R_2$, как показано на рис. 3.10, имеет коэффициент обратной связи (коэффициент передачи):

$$\gamma = \frac{u_{ос}}{u_{вых}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.18)$$

Следовательно, неинвертирующий усилитель на рис. 3.23 имеет коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.19)$$

Так как сопротивления резисторов не зависят от частоты и отношение $\frac{R_2}{R_1}$ можно сделать весьма стабильным, то коэффициент K будет очень стабильным, независимо от частоты сигнала и условий эксплуатации усилителя.

Уравнение (3.20) можно получить и из других соображений. На дифференциальном входе ИОУ действует разность напряжений $\Delta u = u_{вх} - u_{ос}$. Так как $K_{ИОУ}$ велико, т. е. можно считать $K_{ИОУ} \rightarrow \infty$ (в идеале), то $\Delta u = \frac{u_{вых}}{K_{ИОУ}} \rightarrow 0$. Следовательно, $u_{вх} \approx u_{ос}$, т. е.

$u_{вх} = \frac{u_{вых}}{R_1 + R_2} R_1$. Тогда, по определению, $K = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Эти рассуждения справедливы только при выполнении условий: $K_{ИОУ}$ велико и $R_1 \ll r_{вх}$, где $r_{вх}$ — входное сопротивление ИОУ. Поэтому обычно выбирают R_1 не более 10 кОм.

Подобные рассуждения используют при анализе и других функциональных блоков на ИОУ.

Работа усилителя показана на рис. 3.24 при помощи временных диаграмм.

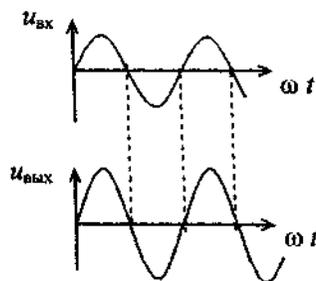


Рис. 3.24. Временные диаграммы работы неинвертирующего усилителя

Из диаграмм видно, что фаза (или полярность при усилении постоянного напряжения) выходного напряжения совпадает с фазой (полярностью) входного напряжения. Поэтому такие усилители назы-

вают *неинвертирующими*. Входное сопротивление неинвертирующего усилителя

$$R_{вх} \approx r_{вх} (1 + \gamma K_{ИОУ}), \quad (3.20)$$

а выходное сопротивление

$$R_{вых} \approx \frac{r_{вых}}{1 + \gamma K_{ИОУ}}, \quad (3.21)$$

где $r_{вых}$ — выходное сопротивление микросхемы ИОУ. Большое входное сопротивление $R_{вх}$ является достоинством неинвертирующего усилителя в сравнении с инвертирующим усилителем, который мы рассмотрим в § 3.6.2. Выходное сопротивление $R_{вых}$ в $1 + \gamma K_{ИОУ}$ меньше, чем $r_{вых}$, что также улучшает согласование усилителя с нагрузкой. Так, например, для ИОУ типа 153УД1 (табл. 3.1), у которого $K_{ИОУ} = 50000$, $r_{вх} = 100$ кОм, $r_{вых} = 200$ Ом, у неинвертирующего усилителя на рис. 3.23 при $\gamma = 0,01$ $R_{вх} = 50000$ кОм, а $R_{вых} = 0,4$ Ом. На рис. 3.25 показана передаточная характеристика неинвертирующего усилителя для двух значений коэффициента усиления $K_1 = 10$, $K_2 = 20$.

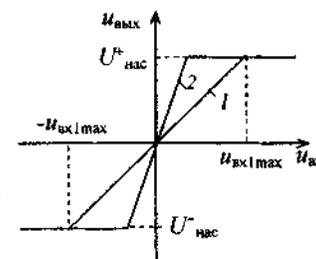


Рис. 3.25. Передаточная характеристика неинвертирующего усилителя:
1 — $K = 10$; 2 — $K = 20$

Выходное напряжение усилителя ограничено максимальными значениями $+U_{нас}$ и $-U_{нас}$, при которых усилитель прекращает усиливать входной сигнал и далее при увеличении $u_{вх}$ будет $u_{вых} = U_{нас} = \text{const}$. $U_{нас}$ называют напряжением насыщения. Следовательно, если мы хотим получить усиленное выходное напряжение

$u_{\text{вых}}$ без искажения формы, например, синусоиды, то необходимо выбрать $K < \frac{U_{\text{нас}}}{U_{\text{вх max}}}$. Для примера рассмотрим работу усилителя, усиливающего $u_{\text{вх}}$ при $K_1 = 10$ и $K_2 = 20$ (рис. 3.26).

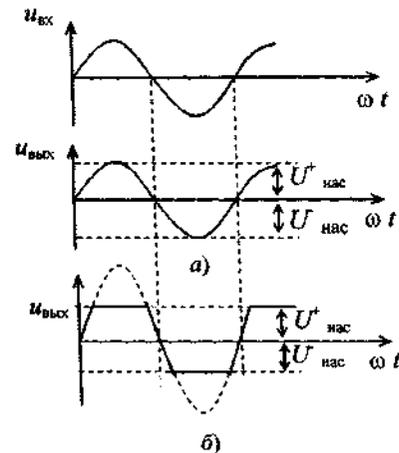


Рис. 3.26. Временные диаграммы:
а - $K = 10$; б - $K = 20$

Пусть $U_{\text{нас}} = 10 \text{ В}$, $U_{\text{м вх}} = 1 \text{ В}$. При $K = 10$ $U_{\text{м вых}} = 10 \text{ В}$, т. е. не более $U_{\text{нас}}$. Следовательно, сигнал усиливается без искажения формы (рис. 3.26, а). Если этот же сигнал $U_{\text{м вх}} = 1 \text{ В}$ усиливать при $K = 20$, то должно быть $U_{\text{м вых}} = 20 \text{ В}$. Но $U_{\text{м вых}}$ не может быть больше $U_{\text{нас}} = 10 \text{ В}$. На рис. 3.26, б показаны искажения формы сигнала, т. к. при $U_{\text{м вых}} > U_{\text{нас}}$ нет усиления.

При $R_1 = \infty$ или $R_2 = 0$ схема на рис. 3.23 вырождается в схему повторителя напряжения, у которого $K = 1$. Следовательно, $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$, $R_{\text{вх}} \approx r_{\text{вх}} K_{\text{ИОУ}}$, $R_{\text{вых}} \approx \frac{r_{\text{вых}}}{K_{\text{ИОУ}}}$. Такой повторитель напряжения на рис. 3.27 можно использовать для согласования источника сигнала с большим внутренним сопротивлением с низкоомной нагрузкой $R_{\text{н}}$ без усиления напряжения.

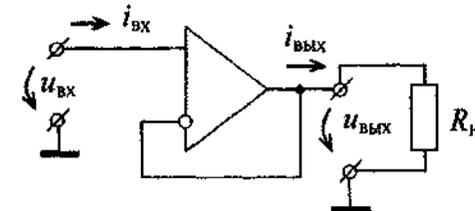


Рис. 3.27. Повторитель напряжения

Упрощенный расчет неинвертирующего усилителя. Обычно известны: максимальная величина входного напряжения $U_{\text{вх max}}$ и требуемое при этом значение выходного напряжения $U_{\text{вых max}}$. Причем это напряжение должно быть не больше напряжения насыщения микросхемы, т. е. $U_{\text{вых max}} \leq U_{\text{нас}}$. Тогда, по определению, коэффициент усиления будет $K = \frac{U_{\text{вых max}}}{U_{\text{вх max}}}$. Для обеспечения такого K необходимо выбрать соответствующие значения R_1 и R_2 . Согласно уравнению (3.19), $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Выбираем стандартное значение R_1 (до 10 кОм) и определяем $R_2 = (K - 1)R_1$. При этом необходимо, чтобы R_2 было больше 2 кОм, но меньше $r_{\text{вхИОУ}}$. Выбираем ближайшее стандартное значение R_2 .

Пример упрощенного расчета неинвертирующего усилителя

Требуется рассчитать усилитель на микросхеме 157УД2 для усиления напряжения $u_{\text{вх}} = U_{\text{м вх}} \sin \omega t$ до $U_{\text{м вых}} \sin \omega t$, где $U_{\text{м вх}} = 0,8 \text{ В}$, $U_{\text{м вых}} = 11 \text{ В}$.

По определению $K = \frac{U_{\text{м вых}}}{U_{\text{м вх}}} = \frac{11}{0,8} = 13,75$. Согласно уравнению (3.19), $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Следовательно, $\frac{R_2}{R_1} = 12,75$. Здесь не отдельное сопротивление R_1 или R_2 определяет коэффициент усиления, а отношение $\frac{R_2}{R_1}$ при различных R_1 и R_2 . Поэтому здесь имеется воз-

возможность произвольного выбора R_1 или R_2 . Выбираем стандартное значение $R_1 = 1,5$ кОм. Тогда $R_2 = 12,75 R_1 = 12,75 \cdot 1,5 = 19,14$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 20$ кОм. При этом $K = 1 + \frac{20}{1,5} = 14,3$, т. е. больше требуемого на 4%. Но это по номинальным значениям. Сопротивления реальных резисторов отличаются от номинала и находятся в диапазоне $\pm 20\%$, или $\pm 10\%$, или $\pm 5\%$, в зависимости от ряда номинала изготовленной серии резисторов (см. [13]). Поэтому часто после сборки усилителя требуется подстройка его для более точного получения требуемого K .

3.6.2. Инвертирующий усилитель

Принципиальная электрическая схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 3.28. Инвертирующий усилитель не только усиливает $u_{вх}$, но и изменяет (инвертирует) фазу сигнала $u_{вх}$ на 180° (изменяет полярность на противоположную), т. к. $u_{вх}$ подключается к инвертирующему входу ИОУ. Как и в неинвертирующем усилителе, здесь осуществлена глубокая ООС при помощи цепи обратной связи на резисторах $R_1 - R_2$.

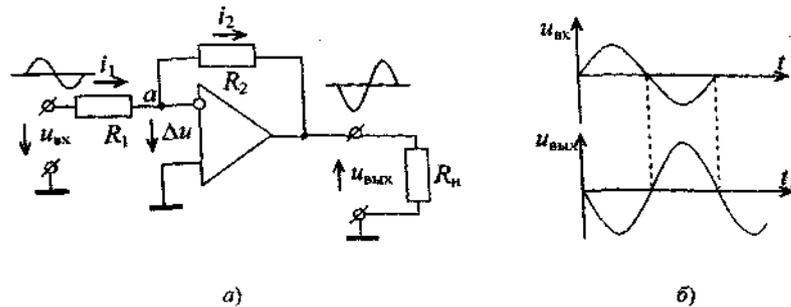


Рис. 3.28. Инвертирующий усилитель:
а - схема, б - временные диаграммы

Определим коэффициент усиления инвертирующего усилителя на основе допущений, которые мы сделали в предыдущем § 3.6.1: $R_1 \ll r_{вх}$, $\Delta u \approx 0$ при большом $K_{ИОУ}$. Учитывая допущения $R_1 \ll r_{вх}$,

$\Delta u \approx 0$, можно записать $i_1 = i_2$, или $\frac{u_{вх}}{R_1} = -\frac{u_{вых}}{R_2}$ (рис. 3.28). Отсюда коэффициент усиления инвертирующего усилителя

$$K = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (3.22)$$

Знак «минус» показывает, что в этом усилителе происходит инвертирование фазы (изменение полярности). Входное сопротивление $R_{вх}$ инвертирующего усилителя мало ($R_{вх} = R_1 \ll r_{вх}$), что является недостатком в некоторых случаях, когда источник сигнала имеет большое внутреннее сопротивление.

Выходное сопротивление такое же, как и у неинвертирующего усилителя и определяется уравнением (3.21).

Передачная (амплитудная) характеристика расположена во втором и четвертом квадрантах, как показано на рис. 3.29.

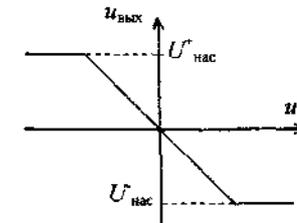


Рис. 3.29. Передачная характеристика инвертирующего усилителя

В частном случае, когда $R_2 = R_1$, коэффициент усиления $K = -1$ и инвертирующий усилитель превращается просто в инвертор, который изменяет фазу входного сигнала на 180° (изменяет полярность) без изменения его величины.

При упрощенном расчете инвертирующего усилителя по известным значениям $U_{вх \max}$ и $U_{вых \max} \leq U_{нас}$ определяют

$K = \frac{-U_{вых \max}}{U_{вх \max}} = -\frac{R_2}{R_1}$. Задавая стандартным значением R_1 , определяют $R_2 = |K| R_1$ и выбирают ближайшее стандартное значение резистора R_2 , т. е. аналогично расчету неинвертирующего усилителя.

Пример расчета инвертирующего усилителя

Требуется усилить напряжение $U_{m\text{вх}} = 2\text{ В}$ до величины $U_{m\text{вых}} = -10\text{ В}$. По определению $K = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{m\text{вх}}} = \frac{-10}{2} = -5\text{ В}$. Согласно формуле (3.23) $K = -\frac{R_2}{R_1} = -5$. Задаемся стандартным значением $R_1 = 2\text{ кОм}$, тогда $R_2 = |K| \cdot R_1 = 5 \cdot 2 = 10\text{ кОм}$ – тоже стандартное значение.

Отметим очень важную особенность инвертирующего усилителя. Так как на входе $\Delta u = 0$, то $i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{u_{\text{вых}}}{R_2}$. Это значит, что инвертирующий усилитель является преобразователем тока в пропорциональное напряжение

$$u_{\text{вых}} = -R_2 i_{\text{вх}}. \quad (3.23)$$

3.6.3. Суммирующий усилитель

Выполняет операцию суммирования с усилением суммы в K раз. На рис. 3.30 приведена схема суммирующего усилителя, построенного на основе инвертирующего усилителя (рис. 3.28).

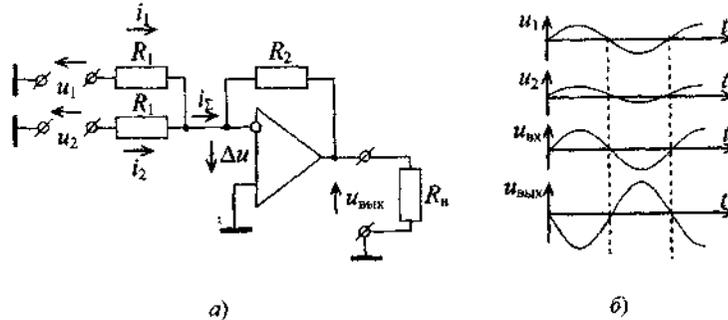


Рис. 3.30. Суммирующий усилитель: а – схема; б – временные диаграммы

Так как при большом $K_{\text{иоу}}$ напряжение $\Delta u \approx 0$, то все ветви входной цепи оказываются независимыми относительно друг друга,

т. е. каждое входное напряжение независимо усиливается усилителем. А если у всех входных цепей одинаковые сопротивления R_1 , как показано на рис. 3.30, то выходное напряжение будет

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1}(u_1 + u_2) = -\frac{R_2}{R_1}u_{\text{вх}}, \quad (3.24)$$

где $u_{\text{вх}} = u_1 + u_2$.

Суммирование алгебраическое, т. е. с учетом полярности входных напряжений.

Это уравнение справедливо до тех пор, пока выполняется условие $u_{\text{вых}} \leq U_{\text{нас}}$. Знак «минус» в уравнении (3.24) показывает, что сумма входных напряжений не только усиливается в $|K| = \frac{R_2}{R_1}$ раз, но и инвертируется.

Передаточная характеристика суммирующего усилителя такая же, как и на рис. 3.29. Только для суммирующего усилителя $u_{\text{вх}} = u_1 + u_2$.

В частном случае при $R_1 = R_2$ происходит простое суммирование без усиления ($K = -1$) и инвертирование, т. е.

$$u_{\text{вых}} = -(u_1 + u_2) = -u_{\text{вх}}.$$

Упрощенный расчет аналогичен предыдущим. Известно: $u_1 = U_{m1} \sin \omega t$, $u_2 = U_{m2} \sin \omega t$, $u_{\text{вых}} = U_{m\text{вых}} \sin \omega t$. Причем $U_{m1} = 1,4\text{ В}$, $U_{m2} = 1,1\text{ В}$, $U_{m\text{вых}} = 10\text{ В}$. Согласно уравнению (3.24) $U_{m\text{вх}} = U_{m1} + U_{m2} = 1,4 + 1,1 = 2,5\text{ В}$.

Тогда $|K| = \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{m\text{вх}}} = \frac{10}{2,5} = 4 = \frac{R_2}{R_1}$. Выбираем стандартное значение $R_1 = 7,5\text{ кОм}$. Тогда $R_2 = 4 \cdot 7,5 = 30\text{ кОм}$ тоже стандартное значение. У такого суммирующего усилителя может быть n входов. Тогда $u_{\text{вх}} = u_1 + u_2 + \dots + u_n$.

Если учесть, что $\Delta u = 0$, то токи через резисторы R_1 будут $i_1 = \frac{u_1}{R_1}$, а $i_2 = \frac{u_2}{R_1}$. При этом суммарный ток на входе микросхемы

$i_{\Sigma} = i_1 + i_2$. В этом случае выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = -R_2 i_{\Sigma} = -R_2(i_1 + i_2). \quad (3.23a)$$

Следовательно, усилитель работает и как сумматор токов, и как преобразователь суммы токов в пропорциональное напряжение, где коэффициент преобразования является сопротивлением резистора R_2 .

Как было изложено выше, у усилителя может быть n входов. Тогда $i_2 = i_1 + i_2 + \dots + i_n$.

3.6.4. Вычитающий усилитель

Выполняет операцию вычитания двух напряжений с усилением разности в K раз. На рис. 3.31 приведена схема вычитающего усилителя, построенного на основе неинвертирующего и инвертирующего усилителя.

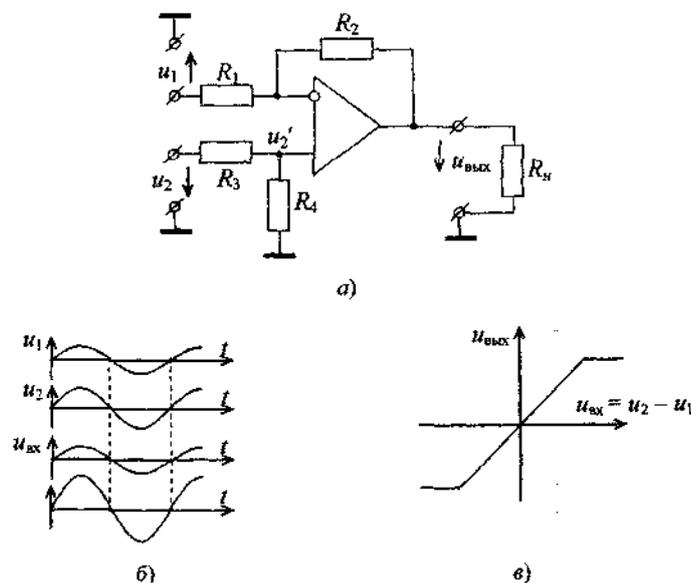


Рис. 3.31. Вычитающий усилитель: а – схема; б – временные диаграммы; в – передаточная характеристика

Как видно из рис. 3.31, для входного напряжения u_1 – это инвертирующий усилитель, а для входного напряжения u_2 – это неинвертирующий усилитель с делителем напряжения на входе на резисторах $R_3 - R_4$, на выходе которого $u'_2 = u_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$. Поэтому

выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ вычитающего усилителя можно определить при помощи уравнений (3.19) и (3.22) с учетом делителя напряжения. В общем случае

$$u_{\text{вых}} = u_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_1 \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.25)$$

В частном случае, весьма широко применяемом, при $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$, после несложных преобразований, получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1), \quad (3.25a)$$

где u_1 и u_2 подставляют с учетом полярности напряжений.

На рис. 3.31, б приведены временные диаграммы, где $u_{\text{вых}} = u_2 - u_1$. Поэтому передаточная характеристика по уравнению (3.25a)

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1} u_{\text{вх}}.$$

Расчет вычитающего усилителя

Обычно известны значения $U_1, U_2, U_{\text{вых}}$, а необходимо определить значения $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$ в соответствии с уравнением (3.25a).

Пусть $U_1 = 2$ В, $U_2 = 4$ В, $U_{\text{вых}} = 10$ В. По определению, $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$

$$= \frac{U_{\text{вых}}}{U_2 - U_1} = \frac{10}{4 - 2} = 5. \text{ Тогда, на основании (3.25a), } K = \frac{R_2}{R_1}.$$

Задавая стандартным значением $R_1 = 2$ кОм, определяем $R_2 = K R_1 = 5 \cdot 2 = 10$ кОм (стандартное значение). Если же наоборот, $U_1 = 4$ В, а $U_2 = 2$ В, то $u_{\text{вх}} = U_2 - U_1 = 2 - 4 = -2$ В, и при этом выходное напряжение будет $U_{\text{вых}} = -10$ В, а коэффициент усиления будет также $K = 5$.

3.6.5. Интегрирующий усилитель

Если в инвертирующем усилителе на рис. 3.28 вместо резистора R_2 установить емкость C , то получим инвертирующий интегрирующий усилитель, показанный на рис. 3.32. При указанных ранее условиях

влиях $R \ll r_{\text{вх}}$, $\Delta u = 0$ и здесь $i_1 = i_2$. А так как $i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R}$,

а $i_2 = -C \frac{du_{\text{вых}}}{dt}$, то

$$\frac{u_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вых}}}{dt}, \quad (3.26)$$

где $\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = V_{\text{вых}}$ – скорость изменения выходного напряжения.

Решая это уравнение относительно $u_{\text{вых}}$, получим

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вых}_0}, \quad (3.27)$$

где $U_{\text{вых}_0}$ – выходное напряжение при $t = 0$.

Для синусоидального напряжения

$$u_{\text{вх}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_m \sin \omega t dt = -\frac{1}{\omega RC} U_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

где $K = -\frac{1}{\omega RC} = -\frac{X_C}{R}$, $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$.

Здесь, как видим, коэффициент усиления K зависит от частоты f . Чем больше f , тем меньше K . При этом $u_{\text{вых}}$ в связи с интегрированием отстает от $u_{\text{вх}}$ на $\varphi = -\frac{\pi}{2}$, а за счет инверсии отстает еще на π , т. е. в итоге отстает на 270° .

Так как в реальном сигнале всегда имеется пусть даже незначительная доля постоянной составляющей, для исключения ее влияния на процесс интегрирования устанавливают резистор $R_1 \gg R$, шунтирующий конденсатор C .

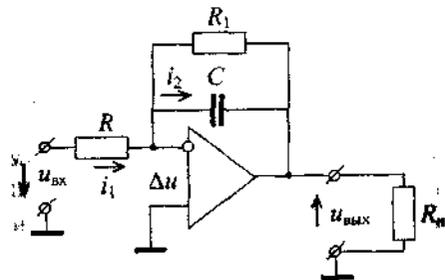


Рис. 3.32. Интегратор

Если на вход подать постоянное напряжение $u_{\text{вх}} = U_0$, то

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_0 dt + U_{\text{вых}_0} = -\frac{U_0}{RC} t + U_{\text{вых}_0} = Vt + U_{\text{вых}_0}, \quad (3.27a)$$

где $V = \frac{U_0}{RC}$ – скорость изменения $u_{\text{вых}}$, т. е. выходное напряжение будет изменяться по линейному закону. На рис. 3.33 приведены временные диаграммы изменений $u_{\text{вых}}$ при постоянном входном напряжении $u_{\text{вх}} = -U_0$ для двух значений $\tau_1 > \tau_2$, где $\tau_1 = RC$, $\tau_2 = R'C$. Принято $U_{\text{вых}_0} = 0$.

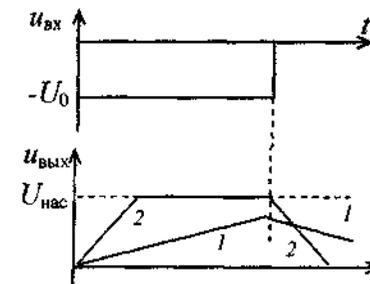


Рис. 3.33. Временные диаграммы:
1 – для τ_1 ; 2 – для τ_2

Интегрирующие усилители с постоянным входным напряжением U_0 часто используют в различных функциональных блоках для получения линейно изменяющегося выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, как показано на рис. 3.33.

Пример расчета интегратора

Пусть необходимо при $U_0 = 5$ В получить линейное изменение $u_{\text{вых}}$ от $U_{\text{вых}_0} = -10$ В до $U_{\text{вых}_\text{max}} = 10$ В за время $t = 2$ мс. Так как интегратор инвертирующий, то для получения положительного линейного изменения $u_{\text{вых}}$ необходимо на вход интегратора подавать $U_0 = -5$ В. Из уравнения (3.28a) скорость линейного изменения $u_{\text{вых}}$

$V = -\frac{U_0}{RC}$. За время $t = 2$ мс напряжение $u_{\text{вых}}$ должно измениться со скоростью V от -10 В до $+10$ В, т. е. на 20 В. Следовательно, скорость $V = \frac{U_{\text{вых}0} + U_{\text{вых} \text{max}}}{t} = \frac{20}{2 \cdot 10^{-3}} = 10 \cdot 10^3$ В/с. Следовательно, $\tau = RC = -\frac{U_0}{V} = -\frac{-5}{10 \cdot 10^3} = 0,5 \cdot 10^{-3}$ с. Тогда, задаваясь стандартным значением $C = 0,1$ мкФ, определяем $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем ближайшую стандартную величину $R = 5,1$ кОм.

3.6.6. Дифференцирующий усилитель

Поменяв местами C и R в интеграторе на рис. 3.32, получим дифференциатор, схема которого приведена на рис. 3.34.

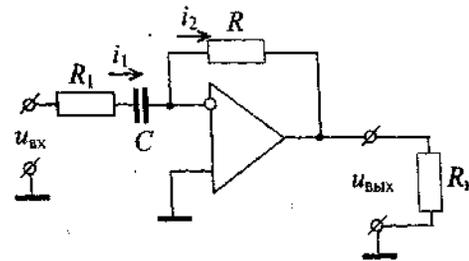


Рис. 3.34. Дифференциатор

Действительно, здесь $i_1 = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$, а $i_2 = -\frac{u_{\text{вых}}}{R}$. Следовательно,

$$u_{\text{вых}} = -RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (3.28)$$

Если на вход подать синусоидальное напряжение $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$, то выходное напряжение будет $u_{\text{вых}} = -\omega RC U_m \cos \omega t$. Следовательно, для этого случая коэффициент передачи (коэффициент усиления) $K = \omega RC$, который зависит и от частоты синусоидального сигнала.

На практике представленная на рис. 3.34 схема дифференцирующего усилителя может оказаться неустойчивой из-за сдвига фазы

во входной цепи. Для устранения неустойчивости величину сдвига фазы уменьшают путем установки небольшого резистора R_1 последовательно с емкостью C .

3.7. Усилители мощности

Усилители напряжения, рассмотренные выше в § 3.6.1 и 3.6.2, работают на высокоомную нагрузку, часто сопротивлением не менее $R_n \geq 2$ кОм. Такими нагрузками являются последующие каскады усиления или какие-то другие электронные устройства. Поэтому главными требованиями к усилителям напряжения являются стабильность коэффициента усиления и малые искажения формы сигнала. Для воздействия на низкоомную нагрузку используют специальные каскады усиления, способные развивать в нагрузке необходимую мощность. Эти каскады усиления, называемые *усилителями мощности*, обычно устанавливаются после усилителей напряжения. К усилителям мощности предъявляются еще дополнительные требования. Например, повышенный КПД, характеризующий качество использования электрической энергии в нагрузке.

Разработано множество различных усилителей мощности как с трансформаторами, так и бестрансформаторные. В настоящее время преимущественно используют бестрансформаторные усилители мощности – простые, малогабаритные, дешевые. Чаще всего усиление по напряжению в мощных каскадах невелико, или равно единице, а усиление по мощности определяется коэффициентом усиления по току. Следовательно, в качестве усилителя мощности можно использовать эмиттерные повторители.

При использовании одного эмиттерного повторителя, показанного на рис. 3.15, усилитель мощности будет усиливать либо отрицательные (транзистор типа $p-n-p$), либо положительные (транзистор типа $n-p-n$) полуволны. Это так называемый однотактный усилитель мощности, имеющий малый КПД и большие искажения усиливаемого сигнала.

На рис. 3.35 приведена схема двухтактного усилителя мощности на двух транзисторах, работающих по очереди в режиме эмиттерного повторителя. Так как у эмиттерного повторителя коэффициент усиления по напряжению $K = 1$, то он, по сути, является усилителем тока с

коэффициентом усиления $K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$.

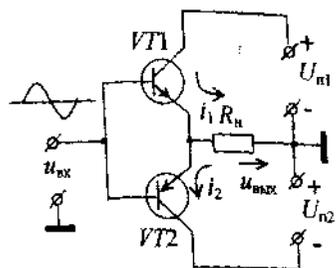


Рис. 3.35. Двухтактный усилитель мощности

Здесь транзисторы $VT1$ и $VT2$ подбираются идентичными по своим характеристикам, но различными по типу проводимости: $VT1$ – типа $n-p-n$, а $VT2$ – типа $p-n-p$. Поэтому при положительной полусинусоиде $u_{вх}$ открывается $VT1$, а $VT2$ – закрыт. И наоборот, при отрицательной полусинусоиде $VT2$ открыт, а $VT1$ закрыт. Следовательно, при $u_{вых} = u_{вх}$ через нагрузку R_n протекает в одном направлении ток i_1 при открытом $VT1$, а в другом направлении ток i_2 при открытом $VT2$. Результирующий ток i_n в нагрузке будет по форме близок к синусоиде и усиленный в β раз. Коэффициент полезного действия такого усилителя может достигать примерно до 75–80 %.

Усилитель мощности (рис. 3.35) используют для токов в несколько сотен миллиампер. При необходимости получить большие токи используют усилители с составными транзисторами. Такой усилитель мощности показан на рис. 3.36.

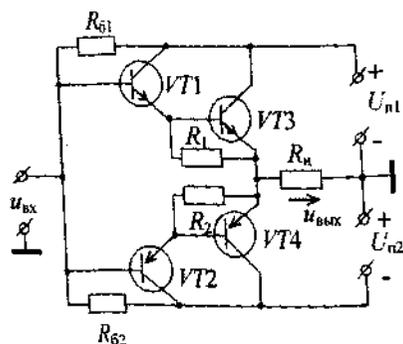


Рис. 3.36. Усилитель на составных транзисторах

Пары транзисторов $VT1-VT2$ и $VT3-VT4$ выбирают с одинаковыми характеристиками, но различных типов: $n-p-n$ и $p-n-p$. Транзисторы $VT3$ и $VT4$ большой мощности и для их управления требуются достаточно большие базовые токи, которые непосредственно источник напряжения $u_{вх}$ не может обеспечить. Поэтому и установлены усилители тока на транзисторах $VT1$ и $VT2$, создающие базовые токи транзисторов $VT3$ и $VT4$ необходимой для управления величины. В результате получилось, что $VT1-VT3$, а также $VT2-VT4$ работают как один составной транзистор (сравни с рис. 3.35). Следовательно, работа усилителя на рис. 3.36 принципиально ничем не отличается от работы усилителя на рис. 3.35.

При помощи резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$ выбирают смещение рабочей точки транзисторов таким, чтобы падение напряжения на резисторах R_1 и R_2 было около 0,4 В. В этом случае транзисторы $VT3$ и $VT4$ даже при достаточно высоких температурах будут надежно запираются при $u_{вх} = 0$. Одновременно резисторы R_1 и R_2 служат в качестве сопротивлений утечки носителей зарядов, которые накапливаются на базах мощных выходных транзисторов $VT3$ и $VT4$.

Контрольные вопросы

1. Что такое усилитель? Перечислите виды усилителей.
2. Назовите основные параметры и характеристики усилителей. Что они отражают?
3. Как подразделяются усилители в зависимости от их АЧХ?
4. Что такое обратная связь и коэффициент ОС?
5. Какие обратные связи используются в усилителях?
6. Как влияет ПОС на параметры усилителя?
7. Как влияет ООС на параметры усилителя?
8. Что такое отрицательная обратная связь?
9. На чем основана усилительная способность транзистора?
10. От каких параметров зависит коэффициент усиления транзисторного усилителя на рис. 3.13?
11. Объясните назначение каждого элемента в усилителе на рис. 3.13.
12. Какова причина нелинейных искажений в усилителе?
13. Какой сдвиг по фазе между $u_{вх}$ и $u_{вых}$ в усилителе на рис. 3.13. Почему?

14. Что такое эмиттерный повторитель и каковы его коэффициенты усиления по напряжению и по току, каков сдвиг по фазе между $u_{вх}$ и $u_{вых}$?

15. Сравните временные диаграммы на рис. 3.16 и 3.18 и объясните причину их различий.

16. Чем отличаются режимы работы транзистора в усилителе и в электронном ключе?

17. Что такое ИОУ? Как его включить в цепь (показать на схеме)?

18. Чем отличаются инвертирующий и неинвертирующий входы ИОУ?

19. Какими параметрами и характеристиками характеризуется ИОУ?

20. Назначение цепей коррекции и смещения в ИОУ.

21. Чем отличаются схема и передаточная характеристика инвертирующего усилителя на ИОУ от неинвертирующего?

22. Чем отличается коэффициент усиления неинвертирующего усилителя от коэффициента усиления инвертирующего усилителя?

23. В каких пределах могут усиливать усилители на ИОУ?

24. Что такое суммирующий усилитель и какова его передаточная (амплитудная) характеристика?

25. На каких элементах построен вычитающий (разностный) усилитель и какова его передаточная характеристика?

26. Как будет изменяться $u_{вых}$ интегратора при постоянном входном напряжении?

27. С какой целью в усилителе мощности используются два транзистора различной проводимости?

28. Что такое составные транзисторы и для чего они используются в усилителях мощности?

Лабораторная работа № 3.1

Исследование устройств на транзисторах

Цель работы: определить назначение устройств на транзисторах, их основные параметры и характеристики, по временным диаграммам представить их работу, возможности и области применения.

Транзисторный ключ

1. Соберите ключ по схеме на рис. 3.19. Примите $R_k = 2$ кОм, $R_g = 3,6$ кОм.

2. Подключите ключ к источнику питания напряжением $U_n = 12$ В. На вход ключа подайте прямоугольные импульсы частотой $f = 4$ кГц.

3. Увеличивая амплитуду входных импульсов $u_{вх}$, наблюдайте на экране осциллографа выходные сигналы $u_{вых}$. Определите величину $U_{твых}^0$, при котором транзистор полностью открывается. При этом $u_{вых} = U_n - I_{кmax} R_k \approx 0$. При помощи осциллографа измерьте $U_{твых}^0$. Как видим, для надежного открывания ключа необходимо подавать на вход управляющие импульсы амплитудой $U_{твх} > U_{твх}^0$.

4. При внешней синхронизации осциллографа отметьте инвертирование сигнала на выходе, т. е. $U_{твых} = 0$ при $U_{твх} > 0$.

5. Постройте в масштабе синхронные (друг под другом) временные диаграммы $u_{вх}$ и $u_{вых}$.

6. Сделайте анализ и выводы на основе анализа.

Транзисторный усилитель

1. Соберите усилитель по схеме на рис. 3.13. Примите $R_{б1} = 47$ кОм, $R_{б2} = 10$ кОм, $C_1 = C_2 = 0,1$ мкФ. Для стенов, начиная со стена № 1, $R_{к1} = 1,0$ кОм, $R_{к2} = 5,1$ кОм, $R_{к3} = 3,0$ кОм, $R_{к4} = 1,5$ кОм, $R_{к5} = 3,6$ кОм, $R_{к6} = 7,5$ кОм, $R_{к7} = 6,2$ кОм, $R_{к8} = 10$ кОм, $R_{к9} = 4,3$ кОм, а $R_3 = 0,1 R_k$ для всех стенов.

2. На вход подайте синусоидальное напряжение $u_{вх}$ частотой 5 кГц и на экране осциллографа наблюдайте $u_{вых}$. Устанавливая различные значения $R_{б2}$ и изменяя $u_{вх}$, добейтесь такого состояния, когда положительные и отрицательные амплитуды $U_{твых}$ начнут одновременно «срезаться» при увеличении $u_{вх}$. Это означает, что вы установили рабочую точку А в середине линейной части характеристики (рис. 3.12).

3. Убедитесь в том, что усилитель не только усиливает, но и инвертирует сигнал. Определите коэффициент усиления $K = \frac{U_{твых}}{U_{твх}}$.

4. Начертите в масштабе синхронные временные диаграммы $u_{вх}$ и $u_{вых}$.

5. Посмотрите на экране осциллографа напряжение на коллекторе u_k . Что вы увидели? Начертите и сравните с $u_{вых}$.

6. Подключите $C_3 = 10$ мкФ и посмотрите на $u_{вых}$. Что заметили?

7. Сделайте анализ и выводы на основе анализа.

Эмиттерный повторитель

1. Соберите повторитель по схеме на рис. 3.15.
2. Подайте на вход максимальное входное напряжение. Измерьте $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$. Зарисуйте $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ с экрана осциллографа.
3. Анализ и выводы.

Контрольные вопросы

1. Что такое электронный ключ?
2. Почему происходит инвертирование сигнала в ключе и в усилителе, а в эмиттерном повторителе не происходит?
3. Зачем в усилителе установлены C_1 и C_2 ?
4. Какую функцию выполняет R_3 ? Зачем он установлен?
5. Объясните, с какой целью в схему установили C_3 ?
6. Назовите характерные свойства эмиттерного повторителя (K , $r_{\text{вх}}$, $r_{\text{вых}}$).

Лабораторная работа № 3.2

Исследование неинвертирующего усилителя

Цели работы: определить основные характеристики и параметры своего варианта усилителя; по временным диаграммам представить работу усилителя; определить диапазон работы усилителя, при котором сигнал еще не искажается; уяснить влияние глубины ООС на работу усилителя.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Из табл. 3.5.1 (см. лабораторную работу № 3.5) выпишите свой вариант в зависимости от номера стенда и номера подгруппы.
2. Рассчитайте свой вариант неинвертирующего усилителя, схема которого приведена на рис. 3.23.
3. Соберите усилитель. Подключите к источнику питания ± 15 В. Подайте на вход постоянное напряжение $+U_{\text{вх}}$.
4. Подключите осциллограф и вольтметр для измерения постоянного напряжения.
5. Снимите передаточную (амплитудную) характеристику усилителя (положительную и отрицательную ветви). $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, для чего:

- Увеличивая $U_{\text{вх}}$, определите такое $U_{\text{вх max}}$, при котором $U_{\text{вых}}$ достигнет «насыщения», т. е. перестанет увеличиваться (стрелка прибора неподвижна). Моменту наступления $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}$ соответствует $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}}$. Запишите значения $U_{\text{вх max}}$ и $U_{\text{нас}}$ в табл. 3.2.1.

Таблица 3.2.1

$U_{\text{вх}}, \text{В}$							
$U_{\text{вых}}, \text{В}$							

- Устанавливая $U_{\text{вх1}} = \frac{1}{4}U_{\text{вх max}}$, $U_{\text{вх2}} = \frac{2}{4}U_{\text{вх max}}$, $U_{\text{вх3}} = \frac{3}{4}U_{\text{вх max}}$, измеряйте соответствующие значения $U_{\text{вых}}$ и вписывайте $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ в табл. 3.2.1. Поменяйте полярность $U_{\text{вх}}$, произведите такие же измерения и впишите в табл. 3.2.1.

6. Постройте в масштабе амплитудную характеристику АХ (передаточную) и из нее определите коэффициент усиления K . Сравните с заданным значением. Объясните несоответствие.

7. Подайте на вход синусоидальное напряжение $U_{\text{вх}} = \frac{3}{4}U_{\text{вх max}}$ и измерьте $U_{\text{вых}}$. Определите коэффициент усиления $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$, где $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ – действующие значения напряжений. Сравните с п. 6.

8. При помощи осциллографа убедитесь, что сдвиг по фазе между $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ $\alpha = 0$, т. е. нет инверсии (синхронизация у осциллографа должна быть внешней).

9. Установите 100%-ную отрицательную обратную связь, как на рис. 3.27, и определите коэффициент $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$. Что получилось?

10. Сделайте анализ и выводы на основе анализа.

Контрольные вопросы

1. Чему равен коэффициент отрицательной обратной связи у этого усилителя?
2. Какая передаточная (амплитудная) характеристика этого усилителя?
3. Входное сопротивление больше у усилителя или у повторителя напряжения?

4. Что лучше для согласования усилителя с источником входного сигнала $u_{вх}$: большое входное сопротивление $r_{вх}$ или малое $r_{вх}$?

5. У усилителя или у повторителя напряжения больше выходное сопротивление $r_{вых}$?

6. Что лучше для согласования с нагрузкой: большое $r_{вых}$ или малое $r_{вых}$?

7. Почему исследуемый усилитель называется неинвертирующим?

Лабораторная работа № 3.3

Исследование инвертирующего усилителя

Цели работы: определить основные параметры и амплитудную характеристику своего варианта усилителя; определить диапазон неискаженного усиления сигнала; исследовать работу усилителя в режиме преобразователя тока в напряжение; исследовать работу усилителя в режиме сумматора тока и преобразователя суммы тока в напряжение.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Рассчитайте свой вариант (см. табл. 3.5.1 вариантов заданий) инвертирующего усилителя, схема которого приведена на рис. 3.28.

2. Соберите усилитель. Подключите напряжения питания ± 15 В относительно общей шины \perp . Подайте на вход постоянное напряжение $+U_{вх}$.

3. Подключите вольтметр для измерения постоянного напряжения и осциллограф для наблюдений.

4. Снимите передаточную (амплитудную) характеристику усилителя $U_{вых} = f(U_{вх})$ по методике, указанной в лабораторной работе № 3.2.

5. Постройте в масштабе передаточную характеристику ПХ (АХ) и определите из нее коэффициент усиления K . Сравните с расчетным значением. Объясните несоответствие.

6. Подайте на вход синусоидальное напряжение $u_{вх}$ и измерьте $U_{вых}$. Определите $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$. Сравните с п. 5.

7. При помощи осциллографа измерьте сдвиг по фазе между $u_{вх}$ и $u_{вых}$ (при внешней синхронизации). Что получили?

8. Измерьте напряжение ΔU на входе микросхемы: $\Delta U = \dots$. Следовательно, входной ток $I_{вх} = \dots$?

9. Измерьте напряжение $U_{вх}$ и определите $\frac{U_{вых}}{I_{вх}} = \dots$? Сравните с R_2 . Что получилось? Значит, инвертирующий усилитель является преобразователем входного тока $I_{вх}$ в пропорциональное ему напряжение $U_{вых}$ с коэффициентом преобразования $R_{ОС} = R_2$.

10. От этого же напряжения $U_{вх}$ через другое сопротивление $R_1' \neq R_1$ подайте ток $I_{вх}' = \frac{U_{вх}}{R_1'}$ на инвертирующий вход микросхемы

(вторая цепочка). Измерьте $U_{вых}$. Рассчитайте $\frac{U_{вых}}{I_{вх} + I_{вх}'} = \dots$? Сравните с $R_{ОС} = R_2$. Что получилось? Откуда $U_{вых} = \dots$? Вывод: получился сумматор тока и преобразователь суммы тока в пропорциональное напряжение $U_{вых}$, где коэффициент преобразования..?

11. Сделайте анализ результатов лабораторной работы и выводы на основе анализа.

Контрольные вопросы

1. Какое входное сопротивление у инвертирующего усилителя?
2. С какими источниками сигнала лучше согласуется инвертирующий усилитель (по входным сопротивлениям усилителя и выходным сопротивлениям источника сигнала)?
3. Почему инвертирующий усилитель является преобразователем тока в напряжение $U_{вых}$?
4. Как можно увеличить коэффициент усиления усилителя в 2 раза?
5. Почему усилитель называется инвертирующим?
6. Укажите петлю глубокой ООС.

Лабораторная работа № 3.4

Исследование суммирующего и вычитающего усилителей

Цели работы: определить основные параметры и характеристику суммирующего усилителя; установить, какое суммирование производит усилитель: арифметическое или алгебраическое; определить назначение, основные параметры и характеристику вычитающего усилителя.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Рассчитайте свой вариант (табл. 3.5.1) суммирующего усилителя, схема которого приведена на рис. 3.30.

2. Соберите усилитель. Подключите напряжения питания ± 15 В относительно общей шины \perp .

3. Подключите вольтметр для измерения постоянных напряжений и осциллограф для наблюдений.

4. Определите $|U_{\text{вх max}}| = \frac{|U_{\text{вых нас}}|}{K} = \frac{|U_{\text{вых нас}}|}{R_2} R_1$. Подайте на входы постоянные напряжения $+U_1, +U_2$.

5. Установите $+U_1 = \frac{2}{4} U_{\text{вх max}}, +U_2 = \frac{1}{4} U_{\text{вх max}}$ и измерьте $-U_{\text{вых}}$.

Определите $|K| = \frac{|U_{\text{вых}}|}{U_1 + U_2} = \dots?$ Сравните с расчетным значением K .

6. Поменяйте полярность входного напряжения U_1 , а полярность U_2 не меняйте. Измерьте $U_{\text{вых}}$. Определите $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_1 + U_2}$. Что получили?

Объясните почему.

7. Измените теперь полярность U_2 и измерьте $U_{\text{вых}}$. Что увидели? Определите K . Поясните.

8. Используя измеренные значения входных и выходных напряжений, постройте АХ: $U_{\text{вых}} = -K(U_1 + U_2)$.

9. Сделайте анализ и выводы.

10. Рассчитайте свой вариант вычитающего усилителя, схема которого приведена на рис. 3.31.

11. Соберите вычитающий усилитель.

12. Определите $U_{\text{вх max}} = \frac{U_{\text{вых нас}}}{K} = \frac{U_{\text{вых нас}}}{R_2} R_1$, при $R_3 = R_1, R_4 = R_2$.

13. Выполните предыдущие пункты 5, 6, 7, 8, 9 для вычитающего усилителя.

14. Подключите вольтметр для измерений синусоидальных напряжений.

15. Подключите на входы синусоидальные напряжения U_1, U_2 и измерьте $U_{\text{вых}}$. Определите коэффициент усиления $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_1 + U_2}$.

16. Сравните с $K_{\text{расч}}$ и сделайте выводы.

Контрольные вопросы

1. На какой основе построен суммирующий усилитель?

2. Какое суммирование производит суммирующий усилитель: арифметическое или алгебраическое?

3. Если на рис. 3.30 добавить еще одно входное напряжение U_3 через R_1 , то чему будет равно $U_{\text{вых}}$?

4. Какое вычитание производит вычитающий усилитель: арифметическое или алгебраическое?

5. Что надо сделать в п. 15, чтобы $U_{\text{вых}}$ было равно не разности, а сумме $U_1 + U_2$?

6. Как определить коэффициент усиления из передаточной (амплитудной) характеристики?

Лабораторная работа № 3.5

Исследование интегрирующего и дифференцирующего усилителей

Цели работы: установить, на чем основан принцип работы интегрирующего усилителя; определить параметры интегрирующего усилителя; определить диапазон работы интегрирующего усилителя; определить принцип работы дифференцирующего усилителя.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Из табл. 3.5.1 выпишите свой вариант и рассчитайте интегрирующий усилитель. Возьмите $R_1 = 150$ кОм.

2. Соберите интегратор по схеме на рис. 3.32. Подключите напряжение питания ± 15 В относительно общей шины \perp .

3. Подключите осциллограф для наблюдений и измерений. Подайте на вход синусоидальное напряжение частотой $f = \frac{1}{2t_{\text{шт}}}$.

4. Путем изменения $u_{\text{вх}}$ установите $U_{\text{мвх}} = 10$ В. Измерьте $U_{\text{мвх}}$ и определите $K = \frac{U_{\text{мвых}}}{U_{\text{мвх}}}$. Рассчитайте $K = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{R2\pi fC}$.

Сравните с коэффициентом усиления K , полученным экспериментальным путем. Попытайтесь объяснить причину несоответствия.

5. Подайте на вход интегратора напряжение $u_{\text{вх}}$ двухполярной прямоугольной формы с $t_{\text{н}} = t_{\text{п}}$ величиной U_0 . Измерьте осциллогра-

фом $+U_{\text{вых max}}$ и $-U_{\text{вых max}}$. На основе экспериментальных данных определите скорость изменения напряжения $u_{\text{вых}}$

$$V = \frac{U_{\text{вых max}} - (-U_{\text{вых max}})}{t_{\text{инт}}} \text{ В/с. Сравните ее с расчетной } V_{\text{вых}} = \frac{U_0}{RC} \text{ В/с.}$$

Причину несоответствия попытайтесь объяснить.

6. В масштабе постройте временные диаграммы $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ (по осциллографу).

7. Вместо R установите $R' = \frac{R}{2}$. Запишите, что изменилось на экране. Изменяя частоту $u_{\text{вх}}$, установите $U_{\text{вых max}}$ как в п. 5. Измерьте частоту осциллографом и объясните полученные результаты.

8. Соберите дифференцирующий усилитель по схеме на рис. 3.34 с уже известным $\tau = RC$ (как в интеграторе), $R_1 = 0,2 \text{ кОм}$.

9. Подайте на вход прямоугольные однополярные импульсы и наблюдайте на экране $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$.

10. Постройте временные диаграммы $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ и объясните форму $u_{\text{вых}}$.

11. Сделайте анализ и выводы и попытайтесь представить, где можно применить такие интеграторы и дифференциаторы.

Контрольные вопросы

1. Как изменится $t_{\text{инт}}$ при увеличении емкости C в 2 раза в интеграторе?
2. Как изменится $t_{\text{инт}}$ при уменьшении сопротивления R в 2 раза в интеграторе?
3. При $U_{\text{вх}} = \text{const}$ как будет изменяться $u_{\text{вых}}$ интегратора?
4. Если изменить полярность $U_{\text{вх}} = \text{const}$, то как будет изменяться $u_{\text{вых}}$ интегратора?
5. До какой величины будет изменяться $u_{\text{вых}}$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ в интеграторе?
6. Чему равно Δu_{max} на входе микросхемы?
7. С какой целью в интеграторе установлен резистор R_1 ?
8. Как получить короткие импульсы на выходе дифференцирующего усилителя?

Таблица 3.5.1

Варианты заданий

Номер строки	Подгруппа № 1						Подгруппа № 2							
	Усилители			Интегратор			Усилители			Интегратор				
	F , кГц	$U_{\text{вх}}$, В	$U_{\text{вых}}$, В	$t_{\text{инт}}$, мс	$U_{\text{вх}}$, В	$U_{\text{вых max}}$, В	F , кГц	$U_{\text{вх}}$, В	$U_{\text{вх}}$, В	$t_{\text{инт}}$, мс	$U_{\text{вх}}$, В	$U_{\text{вых max}}$, В		
1	0,5	3,1	1,5	9,1	0,5	1,0	12,0	3,7	1,1	2,1	6,5	6,0	8,0	10,0
2	0,8	2,2	1,1	8,5	0,8	1,5	11,0	3,4	2,1	3,1	6,3	5,5	7,5	11,0
3	1,0	1,5	1,0	7,7	1,0	2,0	10,0	3,1	3,1	1,2	7,0	5,2	7,0	12,0
4	1,3	1,0	2,2	8,1	2,0	2,5	8,6	2,6	1,5	2,1	7,2	4,3	6,5	9,0
5	1,5	1,4	2,3	7,5	3,0	3,5	8,2	2,2	2,5	3,3	7,7	4,8	5,0	9,5
6	1,7	1,1	2,7	6,8	4,0	4,5	7,9	1,9	0,8	1,8	8,5	3,3	4,5	8,5
7	2,0	0,8	2,0	6,6	3,5	5,5	7,6	1,6	1,8	0,8	8,8	2,8	4,0	8,0
8	2,5	0,9	1,8	7,6	4,5	6,5	7,2	1,2	1,3	1,9	9,2	2,1	3,0	9,3
9	3,0	0,6	1,8	5,9	1,5	2,3	6,7	0,7	2,0	1,1	9,5	1,3	2,0	8,3

Лабораторная работа № 3.6
Исследование усилителя мощности

Цели работы: определить назначение и принцип работы усилителя мощности; определить основные параметры и характеристики усилителя мощности; определить диапазон работы усилителя мощности заданного варианта.

Усилитель мощности состоит из усилителя напряжения на рис. 3.28 и усилителя тока на рис. 3.35, который является нагрузкой усилителя напряжения.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Из табл. 3.6.3 заданий выпишите свой вариант в зависимости от номера стенда и подгруппы.
2. Рассчитайте усилитель напряжения с учетом наличия элементов в таблице П.2.2 (см. Приложение 2).
3. Соберите на стенде усилители на рис. 3.28, 3.35 и соедините их в единый усилитель мощности.
4. Подайте на вход усилителя мощности синусоидальное напряжение $u_{вх}$ от генератора сигналов ГС и при помощи осциллографа проверьте его работу. Для этого необходимо проверить наличие и форму напряжений $u_{вх}$, на выходе усилителя напряжения u_y , а также на нагрузке u_n . При необходимости – настройте усилитель.
5. Снимите передаточную характеристику $P_n = f(P_{вх})$, для чего:
 - Увеличивая $U_{вх}$, определите такое $U_{вх max}$, при котором напряжение u_n начинает искажаться по форме (вершина синусоиды срезается). Запишите значения $U_{вх max}$ и $U_{н max}$ в табл. 3.6.1 (U – действующие значения, измеренные прибором).

Таблица 3.6.1

$U_{вх}, В$						
$U_n, В$						

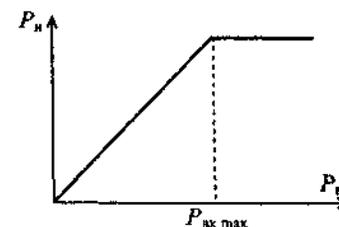
- Устанавливая $U_{вх1} = \frac{1}{6}U_{вх max}$, $U_{вх2} = \frac{2}{6}U_{вх max}$, $U_{вх3} = \frac{3}{6}U_{вх max}$, $U_{вх4} = \frac{4}{6}U_{вх max}$, $U_{вх5} = \frac{5}{6}U_{вх max}$, измерьте значения соответствующих U_n и вписывайте в табл. 3.6.1.

- По формулам $P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{R_1}$ и $P_n = \frac{U_n^2}{R_n}$ рассчитайте значения мощностей и впишите в табл. 3.6.2.

Таблица 3.6.2

$P_{вх}, мВт$						
$P_n, мВт$						

6. Постройте передаточную характеристику $P_n = f(P_{вх})$.



7. Из передаточной характеристики определите коэффициент усиления по мощности $K_p = \frac{P_n}{P_{вх}}$.
8. Проанализируйте результаты исследований и укажите диапазон работы данного усилителя мощности (по $U_{вх}$ и P_n).

Контрольные вопросы

1. Когда в исследуемом усилителе мощности требуется предварительный усилитель напряжения?
2. Чем отличаются передаточные характеристики усилителя напряжения и усилителя мощности?
3. В том случае если R_n уменьшить в 2 раза, то как изменится передаточная характеристика? Как изменится передаточная характеристика, если R_n увеличить в 2 раза?
4. В том случае если R_2 увеличить в 2 раза, то как изменится ПХ? Как изменится ПХ, если R_2 уменьшить в 2 раза?

Таблица 3.6.3

Варианты заданий

Номер стенда	Подгруппа № 1			Подгруппа № 2			Группа f , кГц
	$U_{вх}$, В	$U_{н}$, В	R_n , Ом	$U_{вх}$, В	$U_{н}$, В	R_n , Ом	
1	3,1	9,1	100	3,5	8,8	100	3,0
2	2,2	8,5	100	2,7	9,2	100	3,5
3	1,0	7,7	51	2,3	8,9	100	3,8
4	1,5	8,1	100	1,9	7,8	51	4,3
5	1,4	7,5	51	1,6	7,3	51	5,5
6	1,1	6,8	51	1,3	7,7	51	6,0
7	2,0	8,3	100	1,2	8,3	100	7,0
8	0,9	7,6	51	1,1	7,5	51	8,0
9	2,3	7,8	100	1,4	9,0	100	9,0

Глава 4 ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ СИГНАЛОВ

4.1. Общие сведения

Автоматизация производства, в том числе и с использованием микропроцессоров, самым тесным образом связана с получением информации об автоматизируемом технологическом процессе или механизме. Для получения информации используют самые различные датчики, отличающиеся принципом действия, конструкцией, характеристиками, входными и выходными параметрами. Однако сигналы, получаемые при помощи технологических датчиков, как правило, отягощены различными помехами, которые нередко оказываются соизмеримыми с величиной сигнала, а иногда и превышают его. В тех случаях, когда помехи невелики, ими пренебрегают при измерениях, или они мало влияют при контроле. А в том случае, если помехи соизмеримы с величиной сигнала или превышают величину сигнала, то даже хорошие и надежные датчики оказываются непригодными и автоматизация технологических процессов затрудняется, или уже действующая автоматика оказывается малоэффективной и ненадежной.

Следовательно, в этих случаях возникает задача надежного выделения полезного сигнала датчиков на фоне различных помех. Эта задача не нова и она уже давно успешно решается и в устройствах автоматики, и в устройствах связи путем использования частотных фильтров. Разработано множество различных частотных методов выделения сигналов и различных частотных фильтров для их реализации. В данной главе мы ознакомимся с общими принципами частотной фильтрации и рассмотрим несколько простых частотных фильтров в качестве примеров их реализации.

Частотный фильтр – это такое устройство, которое хорошо пропускает сигналы в определенном диапазоне частот, а вне этого диапазона частот (на других частотах) сигналы не пропускает (плохо пропускает). Это значит, что его коэффициент передачи $K_{\phi} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$

(рис. 4.1) зависит от частоты.

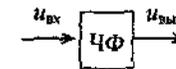


Рис. 4.1. Блок-схема частотного фильтра

При помощи частотных фильтров можно выделить полезный сигнал из множества сигналов других частот, что обычно делают при частотном разделении каналов связи, когда на одной линии связи (на двухпроводной или радиосвязи) создают несколько каналов, работающих на разных частотах. Частотные фильтры также широко используют для выделения сигналов на фоне помех самых различных частот. Так как K_{ϕ} зависит от частоты, то, следовательно, частотные фильтры базируются на частотозависимых цепях $R-C$, $R-L$, $R-L-C$, в которых имеются элементы с реактивным сопротивлением $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$ и $X_L = 2\pi f L$, зависящим от частоты f .

Фильтры бывают пассивными и активными. *Пассивные частотные фильтры* собирают только на пассивных элементах – цепях $R-C$, $R-L$, $R-L-C$. Так как катушки индуктивности L имеют на низких частотах большие габариты и высокую стоимость, то фильтры на низких частотах строят преимущественно на цепочках $R-C$. В *активных фильтрах* для улучшения качества фильтрации в дополнение к пассивным частотозависимым цепям устанавливают электронные усилители.

Основной характеристикой частотных фильтров является частотная характеристика. В общем случае частотная характеристика – это зависимость комплексного коэффициента передачи фильтра

$$K_{\phi} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

$$K_{\phi} = f(f). \quad (4.1)$$

Если записать комплекс K_{ϕ} в показательной форме $K_{\phi} = K_{\phi} e^{j\varphi}$, то получим две частотные характеристики: амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

$$K_{\phi} = f(f) \quad (4.2)$$

и фазочастотная характеристика (ФЧХ)

$$\varphi = f(f), \quad (4.3)$$

основной из которых принято считать АЧХ.

Амплитудно-частотная характеристика отражает зависимость величины коэффициента передачи фильтра K_{ϕ} от частоты сигнала, а ФЧХ отражает зависимость сдвига по фазе φ между $u_{\text{вых}}$ и $u_{\text{вх}}$ от частоты.

В зависимости от вида АЧХ фильтры подразделяют на четыре типа: фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ); полосовые частотные фильтры (ПЧФ), заграждающие частотные фильтры (ЗЧФ). На рис. 4.2 приведены блок-схемы фильтров и их АЧХ. Фильтры характеризуются также частотой среза f_c . Это такая частота f_c , при которой

$$K_{\phi_c} = \frac{K_0}{\sqrt{2}} \approx 0,71 K_0, \quad (4.4)$$

где K_0 – максимальный коэффициент передачи фильтра.

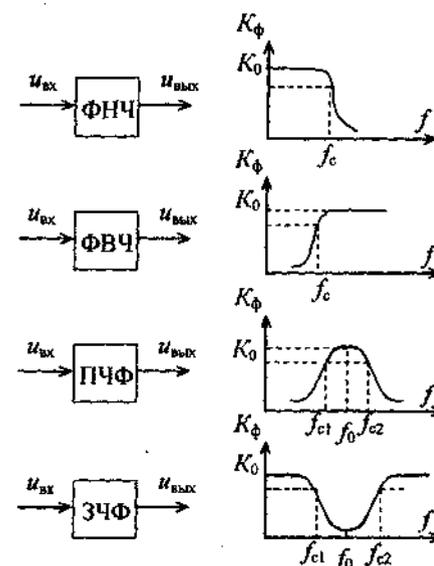


Рис. 4.2. Типы частотных фильтров и их АЧХ

Полосовые и заграждающие фильтры характеризуются также шириной полосы пропускания у ПЧФ или шириной полосы непропускания (задерживания) у ЗЧФ. Ширина полосы определяется из частотной характеристики как разность частот

$$\Delta f = f_{c2} - f_{c1}, \quad (4.5)$$

как указано на рис. 4.2.

Фильтры нижних частот применяются тогда, когда необходимо выделить (использовать) сигналы (или сигнал) нижних частот, т. е. сигналы частотой $f < f_c$, а все остальные сигналы частотой $f > f_c$ подавить (не пропускать). Частота среза f_c определяется в каждом конкретном случае конкретными задачами обработки сигналов в устройствах контроля, управления, связи и т. д.

Фильтры верхних частот применяются в тех случаях, когда необходимо выделить сигналы верхних частот относительно частоты среза f_c , т. е. ФВЧ сигналы частотой $f < f_c$ пропускают, а ниже f_c – не пропускают. Например, необходимо «отстроиться» от низкочастотных помех (помехи постоянного тока, от сетевого напряжения частотой 50 Гц и т. д.)

Фильтры полосовые используются в тех случаях, когда необходимо выделить сигналы, частота которых находится в заданном частотном диапазоне $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$, а все сигналы, частота которых не находится в этом диапазоне, должны быть подавлены. Ширина Δf частотного диапазона в каждом конкретном случае будет различна. Как яркий пример применения частотных фильтров – это создание нескольких независимых каналов связи на одной двухпроводной линии связи. Каждый канал связи работает на своей заданной частоте f_1, f_2, f_3 и т. д. Следовательно, генератор и полосовой частотный фильтр каждого канала настроены на свою частоту. По линии связи проходят сразу все сигналы, а на приемной стороне каждый абонент при помощи своего ПЧФ выделяет только свой сигнал.

Задерживающие частотные фильтры задерживают (не пропускают) те сигналы, частота которых находится в заданном частотном диапазоне $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$, а все остальные сигналы пропускают. Таким образом, при помощи ЗЧФ можно «отстроиться» от помех, частота которых находится в области $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$. Узкополосные ЗЧФ (их часто называют «фильтр-пробка») широко используются для подавления мощных сетевых помех частотой 50 Гц.

4.2. Пассивные фильтры

Для того чтобы получить зависимость $K_\Phi = f(f)$, необходимо использовать электрические цепи с элементами, у которых сопротивление зависит от частоты. К ним относятся катушка индуктивности (сопротивление которой $X_L = \omega L = 2\pi fL$, где L – индуктивность ка-

тушки) и конденсатор (сопротивление которого $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}$,

где C – емкость конденсатора). На низких частотах, свойственных промышленной электронике, для получения требуемого сопротивления X_L потребуется большая величина индуктивности L , что связано с большими габаритами катушки и с высокой стоимостью фильтра. Поэтому на низких частотах используют частотозависимые RC-цепи для построения частотных фильтров.

4.2.1. Фильтры нижних частот

На рис. 4.3 приведена простейшая схема пассивного ФНЧ. Это RC-цепь, коэффициент передачи K_Φ которой зависит от частоты.

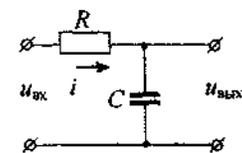


Рис. 4.3. Пассивный ФНЧ

Как известно, сопротивление резистора R не зависит от частоты, а реактивное сопротивление конденсатора $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ с увеличением частоты f уменьшается. Следовательно, и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ будет изменяться с изменением частоты

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 + j\omega RC}. \quad (4.6)$$

Отсюда коэффициент передачи фильтра в комплексной форме

$$K_\Phi = K_\Phi e^{j\varphi} = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (4.7)$$

Из уравнения (4.7) определяем АЧХ:

$$K_\Phi(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (4.8)$$

и ФЧХ:

$$\varphi(f) = -\operatorname{arctg} \omega RC, \quad (4.9)$$

где $\omega = 2\pi f$.

На рис. 4.4 показаны АЧХ и ФЧХ пассивного ФНЧ, схема которого приведена на рис. 4.3.

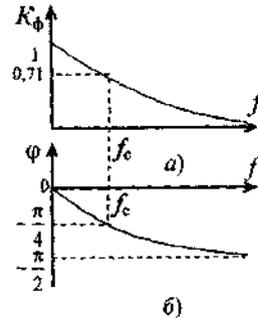


Рис. 4.4. Характеристики ФНЧ:
а - АЧХ; б - ФЧХ

Для частоты среза f_c коэффициент передачи $K_{\phi c}$ согласно (4.4) и (4.8) $K_{\phi c} = \frac{K_0}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_c RC)^2}}$, где $K_0 = 1$. Решая это уравнение относительно ω_c , находим $\omega_c = \frac{1}{RC}$, или

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4.10)$$

Как видно из ФЧХ, при $f = f_c$ выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ отстает от входного напряжения $u_{\text{вх}}$ на $\varphi_c = -\frac{\pi}{4}$.

Упрощенный расчет такого фильтра производится следующим образом. При обычно известном значении частоты среза f_c из уравнения (4.10) определяют постоянную времени цепи $RC = \tau$. Задаваясь стандартным значением емкости C (или сопротивлением R), определяют $R = \frac{\tau}{C}$ (или $C = \frac{\tau}{R}$) и выбирают ближайшее стандартное

значение R (или C). Если полученное значение R (или C) по каким-либо соображениям не подходит, необходимо расчет повторить, задавшись другим значением C (или R).

Для того чтобы излишне не нагружать источник входного напряжения, необходимо величину сопротивления R выбирать достаточно большой - десятки кОм.

4.2.2. Фильтры верхних частот

Схема простейшего пассивного ФВЧ приведена на рис. 4.5.

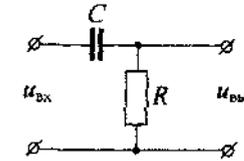


Рис. 4.5. Пассивный ФВЧ

Как видно из рис. 4.5 и 4.3, для получения ФВЧ достаточно поменять местами R и C в схеме ФНЧ. Теперь на низких частотах емкость C будет плохо пропускать сигнал ($X_C = \frac{1}{2\pi fC}$) и $u_{\text{вых}}$ будет мало, а при увеличении частоты X_C уменьшается, и, следовательно, $u_{\text{вых}}$ будет расти до величины $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$ при $X_C \ll R$.

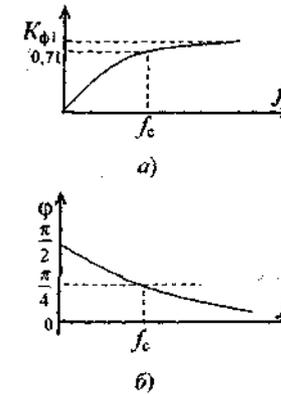


Рис. 4.6. Характеристики ФВЧ:
а - АЧХ; б - ФЧХ

Для ФВЧ

$$K_{\phi} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} \quad (4.11)$$

откуда находим АЧХ:

$$K_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}}} \quad (4.12)$$

и ФЧХ:

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC} \quad (4.13)$$

Частоту среза f_c определяют также из уравнения (4.10), т. е.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{см. уравнение (4.10)}).$$

АЧХ и ФЧХ показаны на рис. 4.6.

Как видно из ФЧХ на рис. 4.6, при $f = f_c$ выходное напряжение

$u_{\text{вых}}$ опережает входное напряжение $u_{\text{вх}}$ на угол $\varphi_c = \frac{\pi}{4}$.

Упрощенный расчет ФВЧ производят таким же образом, как и расчет ФНЧ.

4.2.3. Полосовые частотные фильтры

Для получения ПЧФ рассмотренные ранее ФВЧ и ФНЧ включены последовательно, как показано на рис. 4.7, а, б.

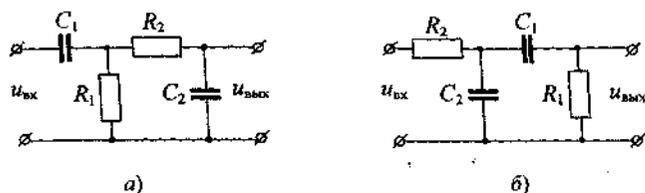


Рис. 4.7. Пассивный ПЧФ

Как видно из уравнения (4.12), коэффициент K_{ϕ} ФВЧ на цепочке $C_1 R_1$ увеличивается с увеличением частоты f , а коэффициент передачи K_{ϕ} ФНЧ на цепочке $R_2 C_2$ уменьшается согласно уравнению (4.8). Следовательно, на определенной частоте f_0 коэффициент передачи ПЧФ будет максимальным и равным $K_{\phi} = K_0$. Эта частота определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (4.14)$$

Наиболее оптимальную АЧХ ПЧФ получают при $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$. Тогда уравнение (4.14) вырождается в

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{см. уравнение (4.10)}).$$

На этой частоте для ПЧФ на рис. 4.7 $K_0 = \frac{1}{3}$, а $\varphi_0 = 0$. Для случая, когда $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ на рис. 4.8 приведены АЧХ и ФЧХ ПЧФ.

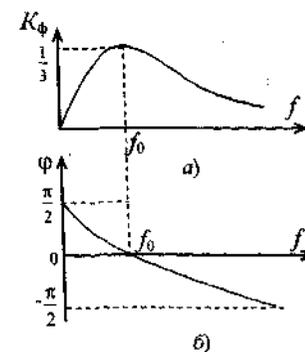


Рис. 4.8. Характеристики ПЧФ: а - АЧХ, б - ФЧХ

Для сравнения АЧХ конкретных ФНЧ, ФВЧ и ПЧФ с параметрами $R = 10$ кОм и $C = 0,01$ мкФ на рис. 4.9 показаны их экспериментально полученные характеристики.

Частота среза f_c для ФНЧ и ФВЧ, а для ПЧФ частота f_0 равна $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 1590 \text{ Гц}$, или $f_0 = 1,59 \text{ кГц}$.

Упрощенный расчет ПЧФ аналогичен расчету ФНЧ. Обычно значение f_0 известно в конкретном случае. Тогда определяем $\tau = RC$ из уравнения (4.10):

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_0}$$

Задавая значением C (или R), определяют R (или C) и выбирают ближайшее стандартное значение. При этом необходимо учитывать ограничения в каждом конкретном случае.

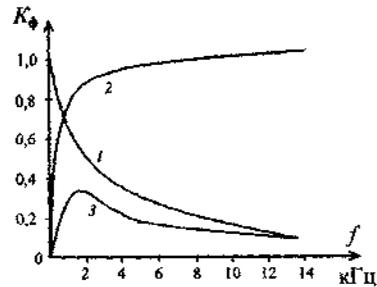


Рис. 4.9. АЧХ фильтров: 1 - ФНЧ; 2 - ФВЧ; 3 - ПЧФ

4.2.4. Заграждающие частотные фильтры

Для создания заграждающих частотных фильтров широко используется двойной Т-образный мост, схема которого приведена на рис. 4.10.

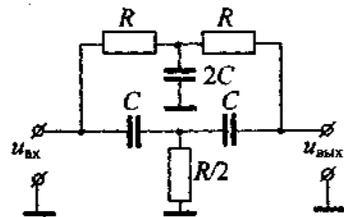


Рис. 4.10. Двойной Т-образный мост

Здесь выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ снимается относительно общей шины и согласование ЗЧФ с последующими функциональными блоками (нагрузкой) не представляет никаких затруднений. В двойном Т-образном ЗЧФ сигналы верхних частот будут передаваться полностью через два конденсатора C , а сигналы нижних частот — через два резистора R . Поэтому на верхних и нижних частотах $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$ и, следовательно, $K_\phi = 1$.

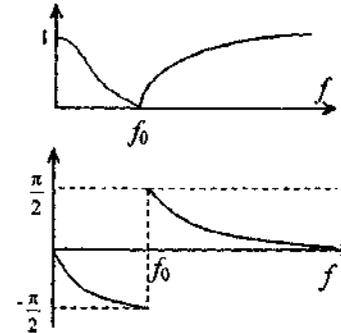


Рис. 4.11. АЧХ и ФЧХ двойного Т-образного моста

На рис. 4.11 показаны АЧХ и ФЧХ двойного Т-образного моста. Упрощенный расчет ЗЧФ аналогичен расчету ПЧФ. Здесь также

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (см. уравнение (4.10)).}$$

4.3. Активные фильтры

Пассивные фильтры имеют существенный недостаток — их характеристики зависят от сопротивления нагрузки, т. е. от входного сопротивления последующего функционального блока, к входу которого подключается выход фильтра. Все рассмотренные выше характеристики пассивных фильтров получены в режиме холостого хода, т. е. при «бесконечно большом» сопротивлении нагрузки. Поэтому, чтобы при практическом использовании частотных фильтров существенно не искажались характеристики, необходимо учитывать этот факт.

Если выход пассивного фильтра подключить к электронному усилителю с большим входным сопротивлением, то мы получим активный фильтр, у которого сопротивление нагрузки не будет влиять на характеристики фильтра. Более того, за счет обратных связей в активных филь-

рах можно существенно улучшить характеристики фильтра и повысить величину и стабильность коэффициента передачи фильтра K_ϕ .

В настоящее время разработано большое количество различных типов активных фильтров и уже активные фильтры можно рассматривать как самостоятельную область электроники со своими особенностями, со своими задачами.

В данном учебнике мы рассмотрим для примера только некоторые конкретные схемы активных фильтров.

4.3.1. Фильтр нижних частот

Схема активного ФНЧ приведена на рис. 4.12. Фильтр собран на двух последовательно соединенных одинаковых пассивных ФНЧ RC-типа и неинвертирующем усилителе, охваченном петлей ПОС через емкость C и резистор R , у которого коэффициент усиления $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. При этом частота среза f_c активного ФНЧ определяется пассивными одинаковыми RC-фильтрами, т. е. уравнением (4.10)

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Так как источник напряжения $u_{вх}$ имеет, как правило, небольшое внутреннее сопротивление $R_{вн}$, гораздо меньшее сопротивления R , то относительно выхода усилителя RC-цепочки представляют собой пассивный полосовой частотный фильтр типа ПЧФ на рис. 4.7. Это легко увидеть из рис. 4.13.

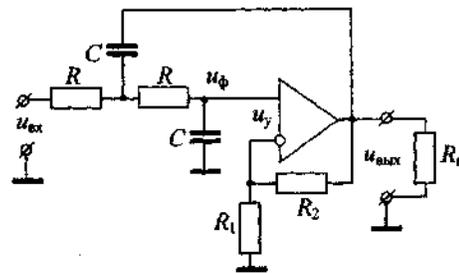


Рис. 4.12. Активный ФНЧ

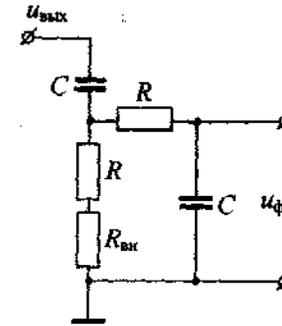


Рис. 4.13. ПЧФ на входе активного ФНЧ

Следовательно, на частоте f_c , как и у пассивного полосового фильтра на рис. 4.7, а, здесь коэффициент передачи $K_0 = \frac{1}{3}$. А это значит, что для усилителя, охваченного ПОС, коэффициент обратной связи на частоте f_c $\gamma = \frac{1}{3}$. Следовательно, если коэффициент усиления усилителя $K_y = 3$, то $\gamma K_y = \frac{1}{3} \cdot 3 = 1$. Тогда, на основании уравнения (3.6), коэффициент усиления усилителя, охваченного ПОС, будет $K_\phi = K_{пос} = \frac{K_y}{1 - K_y \gamma} = \frac{3}{1 - 1} \rightarrow \infty$. А это значит, что при $K_y \geq 3$ активный ФНЧ на рис. 4.13 *самовозбуждается* и начинает генерировать колебания частотой f_c , т. е. прекращает работу в режиме фильтра.

Для получения плоской вершины АЧХ активного ФНЧ на рис. 4.12 рекомендуют выбирать коэффициент усиления усилителя $K_y = 1,5 \div 1,7$.

Упрощенный расчет фильтра производят следующим образом. При известной частоте среза f_c из уравнения (4.10) определяют постоянную времени $\tau = RC$. Далее задаются стандартным значением C (или R) и определяют сопротивление $R = \frac{\tau}{C}$ (или $C = \frac{\tau}{R}$). Затем выбирают ближайшее стандартное значение R (или C). При необходимости расчет можно повторить для других значений R и C , если первые

результаты расчета по каким-либо причинам не удовлетворяют. Затем выбирают K_y в пределах $1,5 \div 1,7$, например, $K_y = 1,7$. Это значит, что $1 + \frac{R_2}{R_1} = 1,7$. Тогда, задаваясь стандартным значением R_1 , определяют $R_2 = 0,7 R_1$. При этом надо помнить, что R_2 не должно быть меньше допустимой величины сопротивления суммарной нагрузки, которая для большинства ИОУ равна 2 кОм.

Пример расчета ФНЧ

Пусть требуется рассчитать фильтр нижних частот на частоту среза $f_c = 1,6$ кГц при максимальном коэффициенте передачи $K_0 = 1,7$.

Решение

1. Определим постоянную времени из уравнения (4.10)

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_c} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1,6 \cdot 10^3} = 0,099 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

2. Зададимся стандартным значением емкости конденсатора $C = 0,01$ мкФ. Тогда сопротивление резистора $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,099 \cdot 10^{-3}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 9,9 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 10$ кОм.

3. Из формулы (3.20) для неинвертирующего усилителя определяем $R_2 = (K - 1)R_1$. Зададимся стандартным значением $R_1 = 6,2$ кОм. Тогда $R_2 = 0,7 \cdot 6,2 = 4,34$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 4,3$ кОм.

На рис. 4.14 показана экспериментально полученная АЧХ активного ФНЧ для значений $R = 10$ кОм, $C = 0,01$ мкФ, $K_y = 1,7$. Для сравнения на рис. 4.14 построена АЧХ пассивного ФНЧ для этих же значений R и C , также с частотой среза $f_c = 1,59$ кГц.

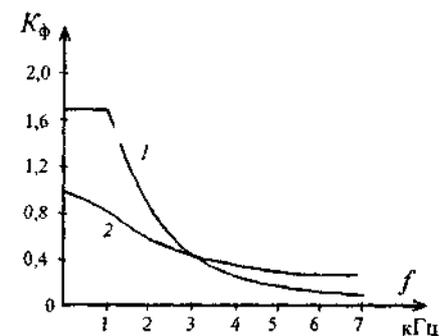


Рис. 4.14. АЧХ ФНЧ:
1 — активный; 2 — пассивный

Как видно из АЧХ на рис. 4.14, ФНЧ пропускают сигналы частотой $f < f_c$. У активного фильтра крутизна АЧХ больше и, следовательно, качество фильтрации лучше.

4.3.2. Фильтр верхних частот

Схема активного ФВЧ приведена на рис. 4.15.

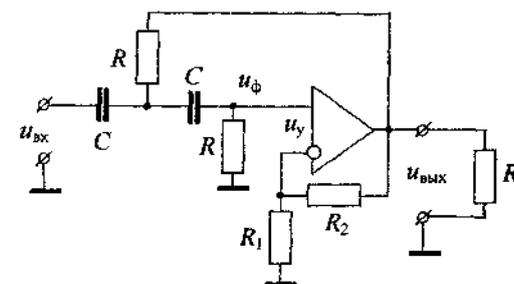


Рис. 4.15. Активный ФВЧ

Фильтр собран на двух последовательно соединенных одинаковых пассивных ФВЧ RC-типа и неинвертирующем усилителе, охватывающем ПОС через резистор R , у которого коэффициент усиления $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Сравнивая ФВЧ на рис. 4.15 с ФНЧ на рис. 4.12, легко заметить, что активный ФВЧ получен путем замены R на C и C на R в схеме ФНЧ на рис. 4.12. Частота среза f_c также определяется урав-

нением (4.10) $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. Как и у активного ФНЧ, здесь относительно выхода усилителя RC-цепочка из двух пассивных ФВЧ представляет собой пассивный полосовой фильтр, показанный на рис. 4.16 (сравните с рис. 4.13). У такого ПЧФ также на частоте среза f_c $K_0 = \frac{1}{3}$, т. е. $\gamma = \frac{1}{3}$. Следовательно, и здесь усилитель с ПОС при $K \geq 3$ будет самовозбуждаться и генерировать колебания частотой f_c .

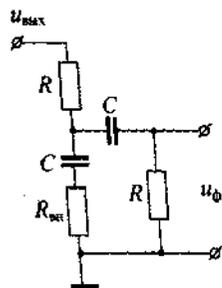


Рис. 4.16. ПЧФ на входе активного ФВЧ

Здесь также для получения плоской вершины АЧХ следует выбирать коэффициент усиления усилителя $K_y = 1,5 \div 1,7$.

Расчет активного ФВЧ производят таким же образом, как и ФНЧ на рис. 4.12. На рис. 4.17 показана экспериментально полученная АЧХ активного ФВЧ для значений $R = 10$ кОм, $C = 0,01$ мкФ, $K = 1,7$. Для сравнения на рис. 4.17 построена АЧХ пассивного ФВЧ для этих же значений R и C .

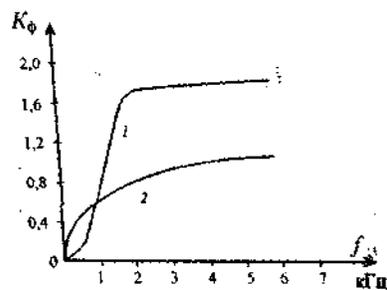


Рис. 4.17. АЧХ ФВЧ:
1 - активный, 2 - пассивный

Как видно из АЧХ на рис. 4.17, ФВЧ пропускают сигналы частотой $f > f_c$ и не пропускают сигналы частотой $f < f_c$.

4.3.3. Полосовой активный фильтр

Электрическая схема активного ПЧФ приведена на рис. 4.18.

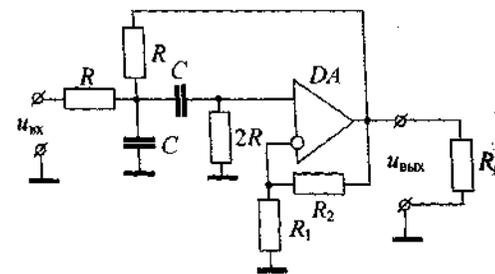


Рис. 4.18. Электрическая схема активного ПЧФ

Активный ПЧФ построен на пассивном полосовом частотном фильтре, показанном на рис. 4.7, б, и электронном неинвертирующем усилителе на микросхеме DA. Для увеличения крутизны АЧХ и уменьшения ширины полосы пропускания в этом активном ПЧФ использована положительная обратная связь ПОС через резистор R и конденсатор C , а после конденсатора C на неинвертирующем входе усилителя установлен резистор сопротивлением $2R$. Для такого активного ПЧФ частота f_0 настройки фильтра, как и ранее, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

(см. уравнение 4.10)), а коэффициент ПОС на этой частоте $\gamma = \frac{1}{3}$. Поэтому коэффициент передачи K_0 активного ПЧФ на рис. 4.18 на частоте f_0

$$K_0 = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{K_y}{3 - K_y}, \quad (4.15)$$

где $K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ - коэффициент усиления неинвертирующего усилителя.

Как видно из уравнения (4.15), при $K_y \geq 3$ коэффициент передачи фильтра $K_0 \rightarrow \infty$ и фильтр самовозбуждается, т. е. прекращает

работать в режиме фильтра. Он становится генератором электрических колебаний.

На рис. 4.19 приведены экспериментальные АЧХ активного ПЧФ, указанного на рис. 4.18, для различных значений K_y и $R = 10$ кОм, $C = 0,01$ мкФ. Как видно из графиков АЧХ на рис. 4.19, при приближении коэффициента усиления K_y к величине $K_y = 3$, коэффициент передачи фильтра K_0 резко возрастает.

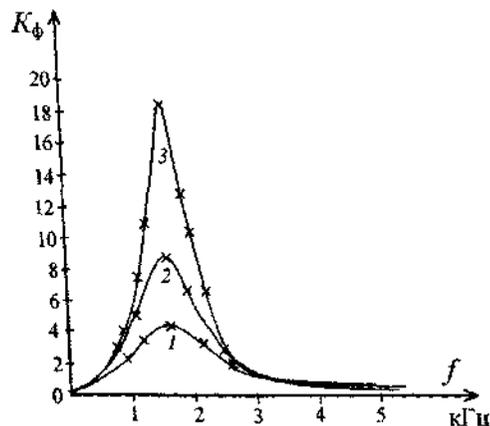


Рис. 4.19. АЧХ ПЧФ:
1 — $K_y = 2,4$; 2 — $K_y = 2,7$; 3 — $K_y = 2,85$

Упрощенный расчет фильтра производят следующим образом. При известной частоте f_0 настройки фильтра из уравнения (4.10) определяют постоянную времени $\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_0}$. Затем, задавшись стандартным значением емкости C , определяют сопротивление $R = \frac{\tau}{C}$ и выбирают ближайшее значение из таблицы стандартных значений R . При необходимости расчет повторяют, если значения R и C по каким-либо причинам оказались неудовлетворительными. Далее по заданному (известному) значению K_0 из уравнения (4.15) определяют K_y , а затем, задаваясь стандартным значением R_1 , определяют $R_2 = (K_y - 1)R_1$ и выбирают ближайшее стандартное значение.

Пример расчета ПЧФ

Пусть необходимо рассчитать фильтр, который должен иметь $f_0 = 5,4$ кГц и $K_0 = 15$.

Решение

1. Определяем постоянную времени

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 5,4 \cdot 10^3} = 2,95 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

2. Выбираем стандартное значение емкости $C = 0,01$ мкФ и определяем сопротивление резистора $R = \frac{\tau}{C} = \frac{2,95 \cdot 10^{-5}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 2,95 \cdot 10^3$ Ом.

Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 3$ кОм.

3. Из уравнения (4.15) определяем коэффициент усиления усилителя $K_y = \frac{3K_0}{K_0 + 1} = \frac{3 \cdot 15}{15 + 1} = 2,8$.

4. Для неинвертирующего усилителя $K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Задаемся стандартным значением $R_1 = 4,3$ кОм.

Тогда $R_2 = (K_y - 1)R_1 = 1,8 \cdot 4,3 = 7,74$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 7,5$ кОм.

4.3.4. Заграждающий частотный фильтр

Электрическая схема активного заграждающего частотного фильтра (ЗЧФ) приведена на рис. 4.20. Активный ЗЧФ построен на пассивном заграждающем частотном фильтре, показанном на рис. 4.10 (двойной Т-образный мост), и электронном неинвертирующем усилителе на микросхеме DA. Для увеличения крутизны АЧХ и уменьшения ширины полосы пропускания (заграждения) в этом активном ЗЧФ использована положительная обратная связь (ПОС) — резистор $R/2$ подключен к выходу усилителя. А при помощи цепи на $R_1 - R_2$ осуществлена отрицательная обратная связь (ООС), обеспечивающая требуемый коэффициент усиления K_y усилителя.

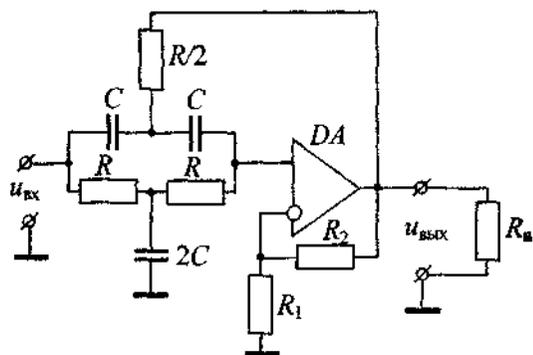


Рис. 4.20. Электрическая схема ЗЧФ

Двойной Т-образный мост обеспечивает частоту f_0 , на которой входной сигнал $u_{вх}$ не пропускается на выход. Эта частота определяется

уравнением (4.10), т. е. $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ (см. рис. 4.10 и 4.11). А усилитель на

микросхеме DA , охваченный положительной обратной связью (ПОС), обеспечивает требуемое увеличение крутизны АЧХ в полосе не пропускания $f_0 \pm \Delta f$, т. е. уменьшение ширины полосы не пропускания $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$. Однако наличие ПОС при $K_y \geq 2$ вызывает самовозбуждение фильтра. Поэтому в активном ЗЧФ с двойным Т-образным мостом следует устанавливать $K \leq 1,8$. На рис. 4.21 приведены АЧХ заграждающего фильтра с параметрами двойного Т-образного моста для различных коэффициентов усиления K_y . Из рис. 4.21 видно, что с увеличением K_y крутизна АЧХ существенно увеличивается, а уже при $K = 1,9$ работа фильтра становится нестабильной.

Расчет ЗЧФ производят таким же методом, как и ФНЧ и ФВЧ, и используют те же самые формулы.

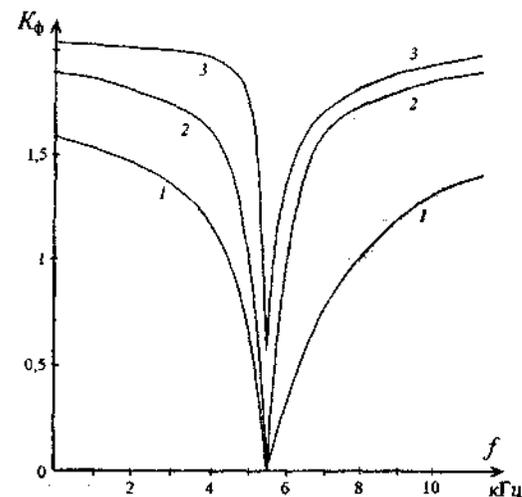


Рис. 4.21. АЧХ ЗЧФ:
1 - $K_y = 1,6$; 2 - $K_y = 1,8$; 3 - $K_y = 1,9$

Пример расчета

Требуется рассчитать ЗЧФ для полосы не пропускания на частоте $f_0 = 2,4$ кГц с коэффициентом передачи на нулевой частоте $K_{\Phi 0} = 1,7$.

Решение

1. Определим постоянную времени

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 2,4 \cdot 10^3} = 0,067 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

2. Зададимся стандартным значением емкости конденсатора $C = 0,0033$ мкФ. Тогда значение сопротивления резистора

$R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,067 \cdot 10^{-3}}{0,0033 \cdot 10^{-6}} = 20,2 \cdot 10^3$ Ом. Из стандартного ряда E24 выбираем ближайшее значение $R = 20$ кОм. Тогда $2C = 2 \cdot 0,0033$ мкФ, $R/2 = 10$ кОм.

3. Из уравнения $K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ зададимся стандартным значением $R_1 = 7,5$ кОм. Тогда $R_2 = (K_y - 1)R_1$. Так как $K_{\phi 0} = K_y$, то $R_2 = (1,7 - 1) \cdot 7,5 = 5,25$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 5,1$ кОм.

Контрольные вопросы

1. Что такое частотные фильтры?
2. Чем отличаются пассивные фильтры от активных фильтров?
3. Назовите основные параметры и характеристики фильтров.
4. Что характеризует АЧХ?
5. Что характеризует ФЧХ?
6. Приведите АЧХ фильтра нижних частот. Дайте ее анализ.
7. Приведите АЧХ фильтра верхних частот. Дайте ее анализ.
8. Приведите АЧХ полосового фильтра. Дайте ее анализ.
9. Приведите АЧХ заграждающего фильтра. Дайте ее анализ.
10. На чем основана избирательность частотных фильтров?
11. Что такое частота среза f_c и резонансная частота f_0 ?
12. Как можно изменять настройку фильтра, т. е. f_c или f_0 ?
13. Почему могут самовозбудиться фильтры?

Лабораторная работа № 4.1

Исследование фильтров нижних и верхних частот

Цели работы: определить принцип работы фильтра нижних частот и фильтра верхних частот; экспериментально определить основные параметры и характеристики фильтров своего варианта; определить диапазон работы ФНЧ и ФВЧ своего варианта.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Выпишите из табл. 4.3.2 (см. лабораторную работу № 4.3) свой вариант и рассчитайте фильтр нижних частот ФНЧ, схема которого приведена на рис. 4.12.

2. Соберите ФНЧ. Подключите напряжение питания ± 15 В относительно общей шины \perp . Подключите вольтметр для измерения действующего значения синусоидальных напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$, а также осциллограф для наблюдений и частотомер.

3. Определите максимальное входное напряжение $U_{m вх} = \frac{U_{нвс}}{K_{\phi}} = \frac{13}{K_{\phi}}$. По вольтметру установите входное действующее напряжение $U_{вх} = \frac{U_{m вх}}{\sqrt{2}}$ и поддерживайте его постоянным.

4. Изменяя частоту f , снимите амплитудно-частотную характеристику АЧХ (в пределах изменений $U_{вых} = 10 \div 2$ В – 7 точек). Результаты измерений записывайте в табл. 4.1.1.

Таблица 4.1.1

$U_{вх} = \dots$ В							
f , кГц							
$U_{вых}$, В							
K_{ϕ}							

5. Постройте АЧХ ФНЧ и укажите диапазон пропускания сигналов по частоте.

6. Увеличьте R_2 в 4–5 раз и, уменьшая $U_{вх}$ до 0 В, наблюдайте за $u_{вых}$ на экране осциллографа. Запишите все, что увидели. Объясните увиденное. Что получилось?

7. Соберите фильтр верхних частот ФВЧ на рис. 4.18 (поменяйте местами R и C).

8. Выполните предыдущие пункты 4, 5, 6 для ФВЧ.

9. Сделайте анализ и выводы по результатам исследований ФНЧ и ФВЧ. Возможные их применения.

Контрольные вопросы

1. Как по АЧХ определить диапазон действия ФНЧ и ФВЧ?
2. При каких значениях K_{ϕ} ФНЧ и ФВЧ могут самовозбудиться?
3. Что обуславливает процесс самовозбуждения фильтров?
4. Что надо сделать, чтобы ФНЧ (ФВЧ) работал на частоте $2f_c$ (перенастройте)?
5. Укажите петлю ПОС и петлю ООС.
6. С какой целью в фильтрах установлены ПОС и ООС?

Лабораторная работа № 4.2

Исследование полосового частотного фильтра ПЧФ

Цели работы: определить принцип работы ПЧФ, его назначение; экспериментально определить основные параметры и характеристики ПЧФ своего варианта; определить диапазон пропускания сигналов ПЧФ своего варианта.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Выпишите из табл. 4.3.2 свой вариант и рассчитайте ПЧФ, схема которого приведена на рис. 4.18.

2. Соберите на стенде ПЧФ. Подключите фильтр к источнику питания ± 15 В. Подключите к фильтру вольтметр для измерения действующего значения синусоидальных напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$, а также осциллограф для наблюдений и частотомер.

3. Определите максимальное входное напряжение $U_{mвх} = \frac{U_{нас}}{K_{\phi}} = \frac{13}{K_{\phi}}$. По вольтметру установите входное действующее значение $U_{вх} = \frac{U_{mвх}}{\sqrt{2}}$ и поддерживайте его постоянным.

4. Изменяя частоту f , снимите амплитудно-частотную характеристику АЧХ (в пределах изменений $U_{вых} = 10 \div 2$ В – 9 точек (4 точки при $f < f_0$, 4 точки при $f > f_0$, 1 точка при $f = f_0$)). Результаты измерений записывайте в табл. 4.2.1.

Таблица 4.2.1

$U_{вх} = \dots$ В							
f , кГц							
$U_{вых}$, В							
K_{ϕ}							

5. Постройте АЧХ и укажите диапазон пропускания сигналов по частоте.

6. Уменьшите R_1 в 3 раза и, уменьшая $U_{вх}$ до нуля, наблюдайте за $u_{вых}$ на экране осциллографа. Запишите все, что увидели. Объясните причину появления того, что увидели.

7. Настройте ПЧФ на частоту $f = 2f_0$ и на экране осциллографа убедитесь, что действительно получили эту частоту. Запишите, каким

образом вы настроили, и по какому признаку можно убедиться, что настроили правильно.

8. Сделайте анализ результатов исследований, а по результатам анализа сделайте выводы.

Контрольные вопросы

1. На какой частоте у ПЧФ максимальный коэффициент K_{ϕ} ?
2. Как определить полосу пропускания ПЧФ с помощью осциллографа?
3. Как определить полосу пропускания ПЧФ по амплитудно-частотной характеристике?
4. Чем определяется максимальный коэффициент $K_{\phi max}$ ПЧФ?
5. Укажите причину самовозбуждения ПЧФ.
6. Как можно перестроить ПЧФ на другую частоту f_0 ?

Лабораторная работа № 4.3

Исследование заграждающего частотного фильтра ЗЧФ

Цели работы: определить принцип работы ЗЧФ, для чего он предназначен; экспериментально определить основные параметры и характеристики ЗЧФ своего варианта; определить влияние коэффициента усиления усилителя на устойчивую работу ЗЧФ; экспериментально определить диапазон работы ЗЧФ своего варианта.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Выпишите задание своего варианта из таблицы 4.1 и рассчитайте свой вариант фильтра, схема которого приведена на рис. 4.20.

2. На стенде соберите ЗЧФ. Подключите фильтр к источнику питания ± 15 В. Подключите к фильтру вольтметр для измерения действующего значения синусоидальных напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$, а также осциллограф и частотомер.

3. Определите максимальное входное напряжение $U_{mвх} = \frac{U_{нас}}{K_{\phi}} = \frac{13}{K_{\phi}}$. По вольтметру установите входное действующее значение $U_{вх} = \frac{U_{mвх}}{\sqrt{2}}$ и поддерживайте его постоянным.

Таблица 4.3.2

Варианты заданий

Номер стенда	Подгруппа № 1				Подгруппа № 2			
	f_0 , кГц	K_{Φ}			f , кГц	K_{Φ}		
		ФНЧ ФВЧ	ПЧФ	ЗЧФ		ФНЧ ФВЧ	ПЧФ	ЗЧФ
1	10,0	1,6	12,5	1,1	1,5	1,6	6,0	1,6
2	9,0	1,6	13,0	1,2	2,5	1,6	8,5	1,8
3	8,0	1,6	5,0	1,3	3,5	1,6	12,0	1,2
4	7,0	1,6	14,5	1,4	4,5	1,6	13,3	1,3
5	6,0	1,6	13,5	1,5	5,5	1,6	9,0	1,4
6	5,0	1,6	8,0	1,6	6,5	1,6	11,5	1,5
7	4,0	1,6	7,5	1,7	7,5	1,6	9,5	1,6
8	3,0	1,6	5,5	1,8	8,5	1,6	7,0	1,7
9	2,0	1,6	6,5	1,9	9,5	1,6	5,3	1,8

4. Изменяя частоту f , снимите АЧХ (в пределах изменений $U_{\text{вх}} = 10 \div 2 \text{ В} - 9$ точек (4 точки при $f < f_0$, 4 точки при $f > f_0$, 1 точка при $f = f_0$)). Результаты измерений записывайте в табл. 4.3.1.

Таблица 4.3.1

 $U_{\text{вх}} = \dots \text{ В}$

f , кГц							
$U_{\text{вх}}$, В							
K_{Φ}							

5. Постройте АЧХ и укажите диапазон не пропускания сигналов по частоте.

6. Вместо емкости $2C$ установите емкость C и при $f = f_0$ посмотрите на экране осциллографа $U_{\text{вх}}$. Изменяя f , попытайтесь настроить ЗЧФ на минимальную $U_{\text{вх}}$. Объясните, что получилось.

7. Вновь установите $2C$, а вместо R_2 установите $2R_2$. Уменьшая $U_{\text{вх}}$ до нуля, наблюдайте за $u_{\text{вх}}$ на экране осциллографа. Запишите, что увидели. Объясните причину такого явления.

8. Не возвращая в исходное состояние (остается $2R_2$), отключите резистор $R/2$ от выхода фильтра и подключите к общей шине. Установите прежнее $U_{\text{вх}}$ и настройте фильтр на частоту f_0 . Опишите, что получилось и почему?

9. Сделайте анализ результатов исследований, а на основе анализа сделайте выводы.

Контрольные вопросы

1. Какая АЧХ у двойного Т-образного моста?
2. На каких элементах строятся ПОС и ООС?
3. Какой параметр фильтра определяет ООС?
4. С какой целью в ЗЧФ используется ПОС?
5. Как по АЧХ определить f_{c1} , f_{c2} и полосу не пропускания?
6. Какими соотношениями параметров R и C определяется f_0 , при которой $u_{\text{вх}} = 0$?

Глава 5 ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

5.1. Назначение и классификация генераторов

Генераторами называются электронные устройства, преобразующие энергию источника постоянного тока в энергию переменного тока различной формы и различной частоты колебаний. Это означает, что при подключении генератора к источнику питания он будет формировать на выходных клеммах переменное напряжение требуемой формы и частоты.

Генераторы предназначены для формирования сигналов заданной формы: для питания параметрических датчиков, обычно синусоидальным током повышенной частоты; для аналого-цифровых преобразователей; для микропроцессорных систем и т. д.

Классифицируют генераторы по форме выходных сигналов: генераторы синусоидальных сигналов; генераторы сигналов прямоугольной формы (мультивибраторы); генераторы сигналов треугольной формы; генераторы сигналов линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) или их еще называют генераторами пилообразного напряжения, другие генераторы сигналов специальной формы.

В зависимости от частоты генерируемых сигналов генераторы подразделяют условно на генераторы низкой частоты (до 100 кГц) и генераторы высокой частоты (свыше 100 кГц).

5.2. Условия самовозбуждения генераторов

Для самовозбуждения генераторов сигналов любой формы необходимо наличие цепи положительной обратной связи (ПОС) соответствующей структуры для каждой формы сигнала. Заданная частота колебаний обеспечивается частотообразующей LC - или RC -цепью, в которой перезаряд конденсатора происходит во времени с заданной скоростью.

Рассмотрим условия самовозбуждения генератора синусоидальных сигналов. Для этого запишем величины и параметры усилителя с обратной связью (рис. 3.5) в комплексной форме, как показано на рис. 5.1. Для усилителя с ПОС, согласно второму закону Кирхгофа,

$$\underline{U}_y = \underline{U}_{вх} + \underline{U}_{ос}, \quad (5.1)$$

где

$$\underline{U}_{ос} = \underline{\gamma} \underline{U}_{вых}. \quad (5.2)$$

Следовательно,

$$\underline{U}_{вых} = \underline{K} \underline{U}_y = \underline{K} (\underline{U}_{вх} + \underline{\gamma} \underline{U}_{вых}), \quad (5.3)$$

где $\underline{\gamma}$ и \underline{K} – комплексы передаточных коэффициентов цепи ПОС и усилителя Y .

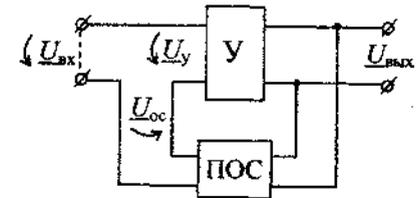


Рис. 5.1. Блок-схема генератора

У самовозбуждающихся генераторов $\underline{U}_{вх} = 0$, т. е. входные клеммы накоротко замкнуты (см. штриховую линию на рис. 5.1). Тогда, согласно уравнению (5.3), $\underline{U}_{вых} = \underline{K} \underline{\gamma} \underline{U}_{вых}$. Отсюда условие самовозбуждения генератора в общем виде будет

$$\underline{\gamma} \underline{K} = 1. \quad (5.4)$$

В показательной форме комплексы запишем так:

$$\underline{\gamma} e^{j\varphi} \underline{K} e^{j\alpha} = \underline{\gamma} \underline{K} e^{j(\varphi+\alpha)} = 1.$$

Следовательно, для установившегося режима работы генератора условия самовозбуждения определяются двумя уравнениями:

$$\varphi + \alpha = 0; \quad 2\pi; \dots \quad (5.5)$$

$$\underline{\gamma} \underline{K} = 1, \quad (5.6)$$

где φ – сдвиг по фазе между $\underline{U}_{ос}$ и $\underline{U}_{вых}$, определяемый цепью ПОС; α – сдвиг по фазе между $\underline{U}_y = \underline{U}_{ос}$ и $\underline{U}_{вых}$, определяемый параметрами усилителя.

Условие (5.5) означает, что в генераторе должна быть ПОС, т. е. сигнал, проходя через цепь ПОС, сдвигается по фазе на угол φ , а проходя через усилитель, сдвигается на угол α и возвращается на вы-

ход усилителя в той же фазе, в какой начинался цикл прохождения сигнала по петле ПОС (рис. 5.1). Это условие называют *балансом фаз*.

Условие (5.6) означает, что сигнал, проходя по цепи ПОС, ослабляется в K раз ($\gamma = \frac{1}{K}$), а проходя через усилитель, увеличивается в K раз и приходит на выход усилителя с той же самой амплитудой. Это условие называют *балансом амплитуд*.

На самом деле, для самовозбуждения синусоидального генератора необходимо иметь $\gamma K > 1$, но на весьма малую величину, чтобы процесс роста амплитуды протекал с каждым циклом колебания. А когда амплитуда колебаний достигнет напряжения насыщения усилителя, коэффициент усиления K снизится до величины $K = \frac{1}{\gamma}$ и наступит установившийся режим, т. е. амплитуда колебаний становится постоянной. Однако при выборе $\gamma K > 1$ синусоидальная форма колебаний будет искажаться (срезается вершина синусоиды). И чем больше это неравенство, тем искажения синусоиды будут больше.

5.3. Генераторы синусоидальных сигналов

5.3.1. Генераторы LC-типа

Разработано много различных LC-генераторов, в которых для обеспечения заданной частоты колебаний используются частотозависимые LC-цепи. Обычно LC-генераторы используют для генерирования синусоидальных колебаний повышенной или высокой частоты. В качестве примера рассмотрим простейший LC-генератор, схема которого приведена на рис. 5.2.

Генератор построен на основе транзисторного усилителя, показанного на рис. 3.13. Сравнивая с рис. 5.2, видим, что в генераторе вместо резистора R_k установлен LC-контур, где индуктивность L определяется числом витков W_1 первичной обмотки трансформатора T_p . При помощи вторичной обмотки трансформатора с числом витков W_2 осуществлена положительная обратная связь ПОС. Остальные элементы выполняют те же функции, что и в усилителе на рис. 3.13: делитель напряжения на резисторах R_{61} и R_{62} обеспечивает установку рабочего режима (рабочей точки A на рис. 3.12), а цепь $R_3 - C_3$ стабилизирует ток $I_{к0}$ (стабилизирует положение рабочей точки A на рис. 3.12).

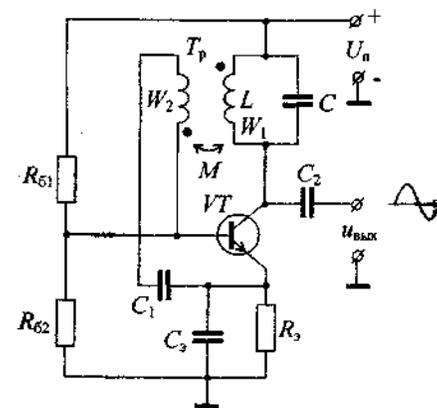


Рис. 5.2. LC-генератор

Конденсаторы C_1 и C_2 установлены для разделения постоянных и переменных напряжений в цепи ПОС и на выходе генератора (вспомним, что $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ и при $f = 0$ $X_C = \infty$). Так как усилитель с общим эмиттером поворачивает фазу напряжения на 180° ($\alpha = 180^\circ$), то для выполнения условия самовозбуждения (5.5) необходимо обеспечить сдвиг по фазе в цепи ПОС тоже на 180° ($\varphi = 180^\circ$). Это достигается путем соответствующего подключения вторичной обмотки трансформатора T_p к базе транзистора VT (на рис. 5.2 точками указаны начала обмоток W_1 и W_2). Второе условие самовозбуждения (5.6) $\gamma K = 1$ выполняют путем соответствующего выбора отношения $\frac{W_1}{W_2}$.

Генератор самовозбуждается следующим образом. При подключении напряжения питания U_n в контуре LC возникнут колебания (переходный режим при включении), которые через цепь ПОС (через вторичную обмотку трансформатора T_p) поступают на вход усилителя (на базу VT). Если при этом K чуть больше 1, то амплитуда колебаний будет возрастать с каждым циклом. При достижении условия $K = 1$ наступает установившийся процесс. Частота колебаний определяется частотой резонанса в контуре LC, т. е.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (5.7)$$

Главным недостатком LC -генераторов является необходимость в индуктивности L , которая выполняется в виде трансформаторов или дросселей без ферромагнитного сердечника. На высоких частотах такие индуктивности L еще сравнительно невелики по габаритам и недорогие. Так как $X_L = 2\pi fL$, то на высоких частотах требуется небольшая L .

На низких частотах для получения такого же сопротивления X_L потребуется большая L , а это значит – большие габариты и высокая стоимость. Поэтому на низких частотах в генераторах используют частотозависимые RC -цепочки для обеспечения генерирования сигналов на заданной частоте f_0 .

5.3.2. Генераторы RC -типа

В генераторах RC -типа для обеспечения заданной частоты f_0 синусоидальных колебаний используют различные RC -цепи. Наиболее удобными для использования в генераторе являются пассивные RC -фильтры, рассмотренные в § 4.2.3, схемы которых приведены на рис. 4.7. Их АЧХ и ФЧХ показаны на рис. 4.8, из которых видно, что на резонансной частоте f_0 коэффициент передачи RC -цепей на рис. 4.7 равен $\gamma = \frac{1}{3}$, а сдвиг по фазе между $u_{вх}$ и $u_{вых}$ составляет $\varphi = 0$. При этом f_0 определяется уравнением (4.10). Следовательно, для выполнения баланса фаз по уравнению (5.5) необходимо, чтобы в усилителе сдвиг по фазе был $\varphi = 0$, а для выполнения баланса амплитуд по уравнению (5.6) необходимо установить коэффициент усилителя $K = \frac{1}{\gamma} = 3$.

Для создания генераторов низкой частоты обычно используют усилители на микросхемах ИОУ, в качестве цепи ПОС у которых устанавливают RC -цепи. На рис. 5.3 приведена схема синусоидального генератора, с цепью ПОС на базе пассивного ПЧФ, указанного на рис. 4.7.

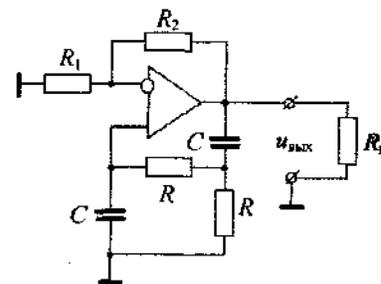


Рис. 5.3. Генератор RC -типа

Для обеспечения сдвига по фазе $\alpha = 0$ ПЧФ подключен между выходом усилителя и его неинвертирующим входом. При этом коэффициент усиления усилителя $K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$.

Для развития процесса самовозбуждения генератора необходимо выбрать K чуть-чуть больше, чем $\frac{1}{\gamma} = 3$. Тогда, при подключении генератора к источнику питания, гармонические колебания на частоте f_0 через цепь ПОС будут поступать на неинвертирующий вход ИОУ. А так как $K > \frac{1}{\gamma}$, то эти колебания будут усиливаться усилителем чуть больше, чем ослабляться цепью ПОС.

Поэтому с каждым циклом колебания на частоте f_0 амплитуда колебаний будет возрастать, как это показано на рис. 5.4.

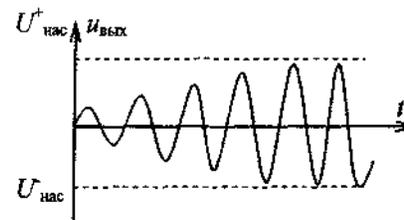


Рис. 5.4. Временная диаграмма возбуждения генератора

При достижении амплитудой величины напряжения насыщения $U_{\text{нас}}$ за счет нелинейности амплитудной характеристики коэффициент усиления становится $K = 3$ и на выходе генератора будут установившиеся колебания частотой f_0 и постоянной амплитуды $U_m = \text{const}$. При этом искажение синусоиды (срез амплитуды) будет минимальным. Если же выбрать K существенно больше $\frac{1}{\gamma}$, то $u_{\text{вых}}$ достигнет значения $U_{\text{нас}}$ раньше амплитудного значения, что приведет к значительным искажениям формы колебаний. Этот случай показан на рис. 5.5.

Часто для поддержания $U_m = \text{const}$ и минимальных искажений формы используют автоматическое регулирование коэффициента усиления K .

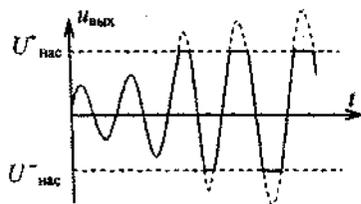


Рис. 5.5. Искажения формы колебаний

При упрощенном расчете генератора с RC -цепью для заданного значения частоты колебаний f_0 из уравнения (4.10) определяют $\tau = RC$, затем задаются стандартным значением C (или R), определяют величину $R = \frac{\tau}{C}$ (или C) и выбирают ближайшее стандартное значение R (или C). Обычно величину R выбирают в пределах нескольких единиц кОм или нескольких десятков кОм. Расчет сопротивлений резисторов R_1 и R_2 осуществляют на основе равенства $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ для инвертирующего усилителя. Так как $K = 3$, то отношение $\frac{R_2}{R_1} = 2$. Задаваясь R_1 (единицы-десятки кОм), определяют R_2 . С целью получения минимальных искажений формы колебаний путем подстройки

величины K в генераторе на рис. 5.3, вместо постоянного резистора R_1 устанавливают переменный резистор.

При необходимости, для изменения частоты f_0 вместо постоянных резисторов R устанавливают двоянные (на одной оси) переменные резисторы.

(Пример расчета см. в Приложении 1.)

5.4. Преобразователи и генераторы импульсных сигналов

Как известно, в электронных устройствах широко используют импульсные сигналы (см. § 1.1), которые имеют повышенную помехозащищенность по сравнению с аналоговыми сигналами. Импульсные сигналы дают возможность передавать информацию с большей точностью и надежностью при меньших общих затратах энергии. Для формирования и обработки импульсных сигналов используют различные специальные генераторы и преобразователи.

5.4.1. Компараторы

Устройства сравнения напряжений называются *компараторами*. В качестве простейшего компаратора можно использовать интегральный операционный усилитель (ИОУ). Схема такого компаратора на ИОУ приведена на рис. 5.6.

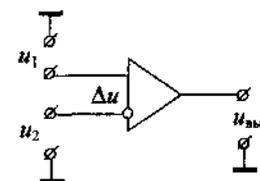


Рис. 5.6. Компаратор

На входе компаратора действует разность напряжений $\Delta u = u_1 - u_2$. Для компаратора выбирают ИОУ с большим коэффициентом усиления $K_{\text{ИОУ}}$, например, $K_{\text{ИОУ}} \geq 50000$. Тогда при напряжении насыщения $U_{\text{нас}} \approx 14\text{В}$ будет $\Delta u < 0,3\text{мВ}$. Это значит, что, если $u_1 - u_2 \geq 0,3\text{ мВ}$, то $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$, а если $u_2 - u_1 \geq 0,3\text{ мВ}$, то $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$. Таким образом, по полярности выходного напряжения $U_{\text{нас}}^+$ ($U_{\text{нас}}^-$)

можно судить о соотношении двух входных напряжений (какое из них больше). Для примера, на рис. 5.7 показаны временные диаграммы работы компаратора при $u_1 = U_m \sin \omega t$ и $u_2 = U_0$. В момент равенства $u_1 = U_0$ происходит скачкообразное изменение выходного напряжения. Изменяя U_0 , можно изменять длительности импульса t_n и паузы t_p . При $U_0 = 0$ $t_n = t_p$ и происходит преобразование синусоидального входного сигнала в симметричный прямоугольный формы сигнал.

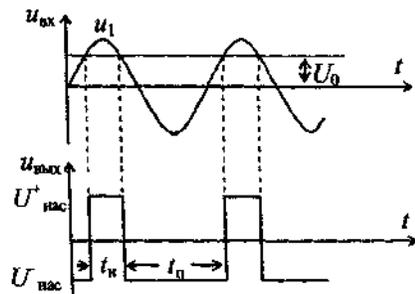


Рис 5.7. Временные диаграммы работы компаратора

Компараторы широко используются в импульсной технике. При необходимости получения высокой точности сравнения и высокого быстродействия используют компараторы, которые выпускаются промышленностью в виде специальных микросхем типа СА.

5.4.2. Триггеры Шмитта

Это устройство имеет два устойчивых состояния: выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ принимает значение $U_{\text{нас}}^+$ или $U_{\text{нас}}^-$. В любом из этих состояний триггер Шмитта может находиться сколь угодно долго до прихода входного напряжения $u_{\text{вх}}$ большей величины, чем величина порога срабатывания U_n , т. е. при $u_{\text{вх}} > U_n$. Схема триггера Шмитта приведена на рис. 5.8.

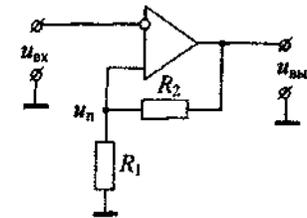


Рис. 5.8. Триггер Шмитта

Здесь используется положительная обратная связь ПОС на резисторах R_1 и R_2 , действующая одинаково на всех частотах. Коэффициент передачи цепи ПОС

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (5.8)$$

Отсюда напряжение порога

$$U_n = \gamma U_{\text{нас}}. \quad (5.9)$$

За счет цепи ПОС в триггере Шмитта при достижении условия $|u_{\text{вх}}| > |U_n|$ развивается регенеративный процесс и выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ скачком переходит из одного устойчивого состояния в другое. На рис. 5.9 показана временная диаграмма, поясняющая работу триггера Шмитта.

Так как γ не зависит от частоты и является постоянной величиной, то пороговое напряжение U_n повторяет выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ с коэффициентом пропорциональности γ . В момент равенства U_n и $u_{\text{вх}}$ (теоретически чуть больше, т. е. $u_{\text{вх}} > U_n$), которое подается на инвертирующий вход, происходит скачкообразное изменение $u_{\text{вых}}$ и $U_n = \gamma u_{\text{вых}}$.

Входное напряжение может быть любой формы, в том числе и в виде коротких запускающих импульсов, как на рис. 5.10. Запускающий импульс $u_{\text{вх}}$ должен быть такой же полярности, что и u_n , а по величине $|u_{\text{вх}}| > |U_n|$.

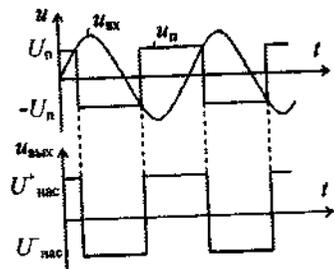


Рис. 5.9. Временные диаграммы

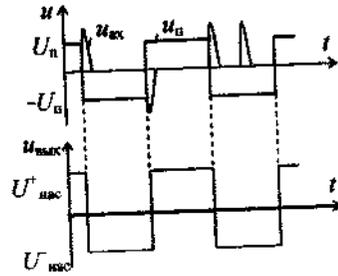


Рис. 5.10. Временные диаграммы

Передаточная характеристика $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$ триггера Шмитта (рис. 5.8) приведена на рис. 5.11. Как видим из рис. 5.11, передаточная характеристика триггера Шмитта имеет гистерезис, зависящий от величины коэффициента ПОС γ , согласно уравнению (5.9).

Если последовательно с R_1 включить опорное напряжение, как показано на рис. 5.12, то передаточная характеристика на рис. 5.11 сместится вправо на величину $U_{\text{оп}}$. При перемене полярности $U_{\text{оп}}$ передаточная характеристика сместится влево на величину $U_{\text{оп}}$.

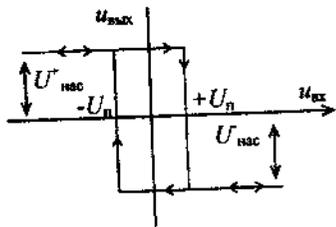


Рис. 5.11. Передаточная характеристика

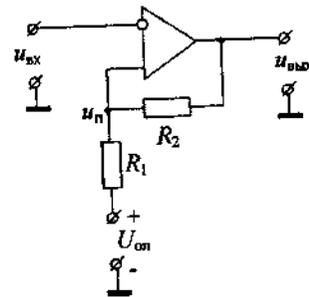


Рис. 5.12. Триггер Шмитта с $U_{\text{оп}}$

В ряде случаев используются триггеры Шмитта, у которых управление переключением производится по входному току.

Схема такого триггера Шмитта приведена на рис. 5.13. Пусть триггер находится в состоянии, когда выходное напряжение $u_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$, как показана на рис. 5.13 его полярность. Следова-

но, для переключения триггера необходимо подать положительное $u_{\text{вх}}$. При этом появляется ток i_1 в резисторе R_1 . По первому закону Кирхгофа $i_1 = i_y + i_2$, где i_y – ток в неинвертирующем входе ИОУ, i_2 – ток в резисторе R_2 . Так как входное сопротивление ИОУ $r_{\text{вх}} \gg R_1 + R_2$, то $i_y \ll i_1$ и им можно пренебречь. Следовательно, $i_1 = i_2$, т. е. через R_1 и R_2 протекает один и тот же ток.

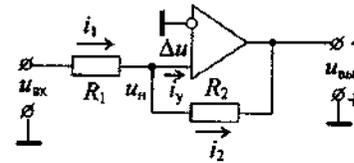


Рис. 5.13. Триггер Шмитта с управлением по току

У ИОУ коэффициент усиления очень большой – 50000 и более. Поэтому напряжение между входами ИОУ $|\Delta u| < [0,3]$ мВ. А инвертирующий вход ИОУ подключен к общей шине, т. е. и на неинвертирующем входе напряжение равно нулю. Поэтому переключение триггера происходит при напряжении на неинвертирующем входе $|u_{\text{н}}| \geq |\Delta u| < [0,3]$ мВ. Как только $u_{\text{н}}$ немного превысит Δu , развивается лавинообразный процесс за счет ПОС, и выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ скачком изменяется от $U_{\text{нас}}^-$ до $U_{\text{нас}}^+$ и наоборот.

Следовательно, в этот момент, когда $u_{\text{н}} = 0$, ток $|i_1| = \left| \frac{u_{\text{вх}}}{R_1} \right|$, а ток

$$|i_2| = |I_2| = \left| \frac{U_{\text{нас}}}{R_2} \right|.$$

А так как $i_1 = i_2$, то в этот момент $\left| \frac{u_{\text{вх}}}{R_1} \right| = \left| \frac{U_{\text{нас}}}{R_2} \right|$. Отсюда получается, что для надежного переключения триггера Шмитта с управлением по току должно выполняться условие

$$|u_{\text{вхmax}}| \geq \left| \frac{R_1}{R_2} U_{\text{нас}} \right|. \quad (5.10)$$

(Пример расчета см. в Приложении 1.)

Триггеры Шмитта используют в различных преобразователях сигналов, в генераторах различной формы сигналов, как бесконтактное реле, для запоминания информации о каком-либо событии и т. д.

5.4.3. Мультивибраторы

Мультивибраторы – это генераторы сигналов прямоугольной формы. «Мульти» – много, т. е. мультивибратор – это генератор, дающий много вибраций (гармоник). Действительно, при разложении сигнала прямоугольной формы в ряд Фурье, получим много синусоидальных (гармонических) составляющих (членов) ряда, которые в сумме и дают прямоугольную форму. Отсюда и такое название.

На рис. 5.14 приведена схема симметричного мультивибратора на ИОУ, широко используемого в импульсных устройствах низкой частоты – до 100 кГц.

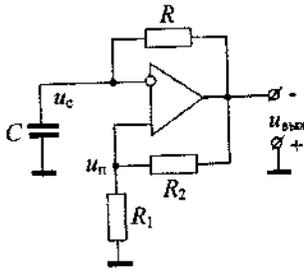


Рис. 5.14. Симметричный мультивибратор

Если сравнить рис. 5.14 с рис. 5.8, то мы увидим, что мультивибратор собран по схеме триггера Шмитта. Как там, так и здесь, ИОУ охвачен положительной обратной связью с коэффициентом ПОС $\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, действующей одинаково на всех частотах. Отличие заключается в том, что входное напряжение здесь не поступает извне, а формируется в самом мультивибраторе при помощи ООС через цепочку $R-C$. Так как напряжение u_c на обкладках конденсатора изменяется во времени по экспоненциальному закону при $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}} = \text{const}$, то при неизменном γ каждому значению постоянной времени $\tau = RC$ будет соответствовать своя частота колебаний. Например, если $\tau = RC$ уменьшить, то напряжение u_c быстрее дос-

тигнет значения u_n . А при $|u_c| = |u_n|$ происходит скачкообразное изменение $u_{\text{вых}}$ (как и в триггере Шмитта). Следовательно, частота колебаний будет увеличиваться. И наоборот, если увеличить τ , то u_c медленнее будет изменяться и, следовательно, частота f колебаний будет уменьшаться. Таким образом, выбором значения $\tau = RC$ можно обеспечить заданную частоту f колебаний.

На рис. 5.15 показаны временные диаграммы работы мультивибратора. При $t = 0$ емкость C заряжена до $u_c = -U_n$, а $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}$ и $u_n = +U_n$. Перезаряд емкости C происходит под воздействием $U_{\text{нас}}$ по экспоненте, согласно известному из электротехники уравнению

$$u_c = U_{\text{нас}} - [U_{\text{нас}} - (-U_n)]e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (5.11)$$

В момент $t = t_n$ $u_c = U_n$.

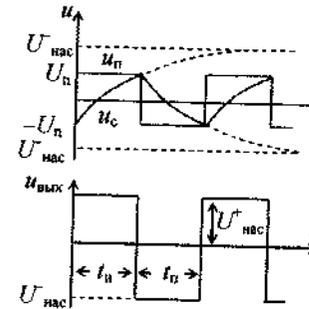


Рис. 5.15. Временные диаграммы

Тогда, после несложных преобразований, из уравнения (5.11) находим длительность импульса

$$t_n = \tau \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (5.12)$$

Из рис. 5.15 видно, что период $T = t_n + t_n = 2t_n$. Тогда частота колебаний

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2t_n} = \frac{1}{2\tau \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)}. \quad (5.13)$$

При необходимости получить несимметричные прямоугольные колебания, например, для $t_n < t_{\bar{n}}$, используют несимметричные мультивибраторы, в которых перезаряд конденсатора происходит по разным цепочкам с различными постоянными времени: для перезаряда конденсатора при $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$ VD2 закрыт и $\tau_n = R_n C$, а для перезаряда конденсатора при $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$ диод VD1 закрыт и $\tau_{\bar{n}} = R_{\bar{n}} C$. Следовательно, согласно формуле (5.12),

$$t_n = \tau_n \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right), \quad (5.14)$$

$$t_{\bar{n}} = \tau_{\bar{n}} \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (5.15)$$

При этом $T = t_n + t_{\bar{n}} = (\tau_n + \tau_{\bar{n}}) \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$, а частота

$$f = \frac{1}{(\tau_n + \tau_{\bar{n}}) \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)}. \quad (5.16)$$

При расчете симметричного мультивибратора обычно известна требуемая частота f колебаний. Тогда, задаваясь отношением $\frac{R_1}{R_2} \leq 0,5$, из уравнения (5.13) определяют $\tau = RC$. Здесь, в свою очередь, задаваясь величиной C (или R), определяют R (или C) и выбирают ближайшее стандартное значение.

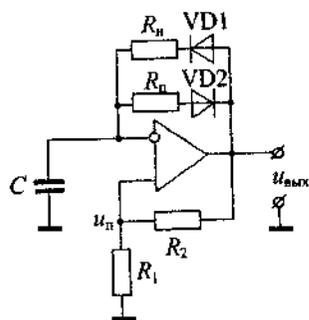


Рис. 5.16. Несимметричный мультивибратор

При расчете несимметричного мультивибратора обычно известны частота f и длительность t_n импульса или $t_{\bar{n}}$ паузы. Тогда, определив $T = \frac{1}{f}$ и $t_{\bar{n}} = T - t_n$ (или $t_n = T - t_{\bar{n}}$), из уравнений (5.14) и (5.15) определяют $\tau_n = R_n C$ и $\tau_{\bar{n}} = R_{\bar{n}} C$. Задаваясь значением C , определяют R_n и $R_{\bar{n}}$ и их стандартные значения. А из заданного значения $\frac{R_1}{R_2} \leq 0,5$ определяют величину R_2 , задаваясь R_1 (или наоборот).

При этом надо всегда помнить об ограничениях по току микросхемы. суммарное сопротивление нагрузки на выходе микросхемы не должно быть меньше $R_{\text{нмн}}$, указанного в справочниках. Поэтому надо выбирать $R_1, R_2, R_n, R_{\bar{n}}$ не менее десятка кОм

(Пример расчета см. в Приложении 1.)

5.4.4. Одновибраторы

Одновибратор – это устройство с одним состоянием равновесия, у которого при отсутствии входных запускающих импульсов выходное напряжение $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$ (или $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$, в зависимости от первоначальной настройки схемы). При появлении короткого запускающего импульса на входе одновибратор скачком переходит в другое состояние, при котором $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$ (или $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$), и через заданное время автоматически скачком возвращается в первоначальное (исходное) состояние. Таким образом, одновибратор – это формирователь прямоугольного импульса постоянной длительности при каждом его запуске коротким входным импульсом.

В качестве примера на рис. 5.17 приведена схема простого одновибратора на ИОУ. Если внимательно сравнить схему одновибратора без цепочки запуска на $C_1 - R_3 - VD2$ со схемой мультивибратора на рис. 5.14, то можно увидеть, что эти схемы отличаются только наличием диода VD1, через который конденсатор C разряжается при $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$. Поэтому при $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$ не может быть выполнено условие $|u_c| \geq |U_n|$, как это происходит в мультивибраторе. В одновибраторе всегда $|-U_c| < |-U_n|$, и он поэтому всегда находится в состоянии $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$, т.е. мы можем сказать, что одновибратор – это заторможенный мультивибратор.

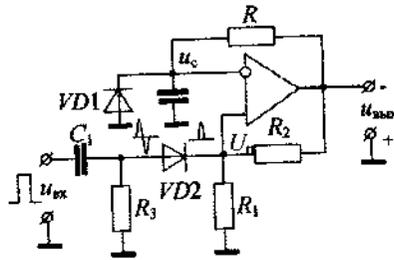


Рис 5.17 Одновибратор

Для того чтобы вывести одновибратор из этого состояния необходимо на неинвертирующий вход ИОУ (резистор R_1) подать запускающий короткий положительный импульс амплитудой $U_{\text{зап}} > |-U_n|$. Тогда, при появлении на выходе кратковременного положительного напряжения $+u_{\text{вых}}$, за счет действия ПОС через цепь $R_2 - R_1$ происходит скачкообразное изменение состояния одновибратора и появляется $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$. На рис 5.18 приведены временные диаграммы работы одновибратора вместе с цепочкой $C_1 - R_3 - VD2$. При поступлении импульса $u_{\text{вх}}$ на вход дифференцирующей цепочки $C_1 - R_3$ через C_1 протекает ток $i_{\text{вх}} = C_1 \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$ и, следовательно, на R_3 выделяется напряжение $u_{R3} = R_3 C_1 \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$. При малой постоянной времени $\tau_{\text{вх}} = R_3 C_1$

напряжение u_{R3} , при прямоугольной форме $u_{\text{вх}}$, будет представлять собой два коротких импульса, показанных на рис 5.18.

Через диод $VD2$ на вход одновибратора поступают только положительные запускающие импульсы $u_{\text{зап}}$. Если $u_{\text{зап}} > |-U_n|$, то одновибратор переключается в состояние, когда $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$. Начинается заряд конденсатора C с постоянной времени заряда $\tau = RC$. При достижении $u_c = U_n$ (рис 5.18) одновибратор скачком возвращается в исходное состояние, когда $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$. Конденсатор C перезарядается до $u_c \approx 0$. Длительность импульса определяется, как и в мультивибраторе, $\tau = RC$ и отношением $\frac{R_1}{R_2}$. Но здесь конденсатор C пере-

заряжается от $u_c \approx 0$ до $u_c = U_n$, а в мультивибраторе – от $u_c = |-U_n|$ до $u_c = U_n$. Поэтому

$$t_u = \tau \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (5.17)$$

(сравните с уравнением (5.12)).

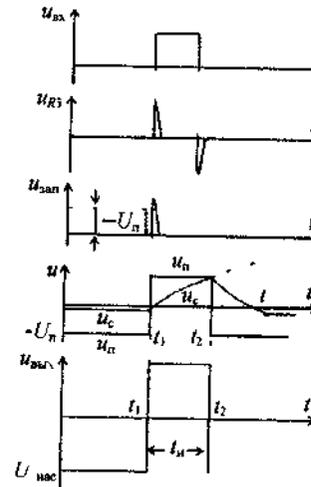


Рис 5.18 Временные диаграммы

При расчете одновибратора обычно известна длительность импульса t_u . Расчет производим по методике, которую мы использовали при расчете мультивибратора. Задаемся отношением $\frac{R_1}{R_2} \leq 0,5$ и из уравнения (5.17) определяем $\tau = RC$. Задаваясь величиной C , определяем $R = \frac{\tau}{C}$. Определяем амплитуду запускающего импульса

$$U_{\text{зап}} > \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{нас}}^-$$

(Пример расчета см в Приложении I)

5.4.5. Генераторы линейно-изменяющихся напряжений

Такие генераторы формируют периодические сигналы, изменяющиеся по линейному закону. ГЛИН широко применяются в электронной технике: в устройствах горизонтальной развертки луча в осциллографах, в аналого-цифровых преобразователях (АЦП) и других преобразовательных устройствах.

В электронных устройствах используются различные типы ГЛИН на транзисторах и микросхемах. В качестве примера рассмотрим простой ГЛИН на двух микросхемах ИОУ, схема которого приведена на рис. 5.19.

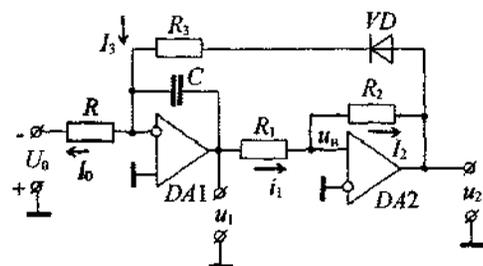


Рис 5.19 Генератор линейно-изменяющихся напряжений

Генератор состоит из двух функциональных блоков – интегратора и триггера Шмитта. Интегратор собран по схеме, представленной на рис. 3.32, у которого при подаче на вход постоянного напряжения U_0 выходное напряжение изменяется по линейному закону, согласно уравнению (3.28а), пока не достигнет напряжения $U_{нас}$ (см. рис. 3.33). В ГЛИН интегратор собран на микросхеме DA1, резисторе R и конденсаторе C . Напряжение u_1 на выходе интегратора увеличивается по линейному закону под воздействием U_0 указанной на рис. 5.19 полярности. Триггер Шмитта собран на микросхеме DA2 и резисторах R_1 и R_2 , обеспечивающих ПОС. Здесь используется триггер Шмитта с управлением по току (рис. 5.13). При равенстве $u_n = 0$ (рис. 5.19) происходит переключение триггера Шмитта из одного состояния в другое. Для надежного переключения триггера Шмитта должно выполняться условие $|u_{1max}| > \left| \frac{R_1}{R_2} U_{2нас} \right|$ (см. уравнение (5.10)).

Для обеспечения периодического перезаряда конденсатора установлена цепочка $R_3 - VD$, по которой протекает ток I_3 перезаряда емкости C . На рис. 5.20 показаны временные диаграммы работы ГЛИН.

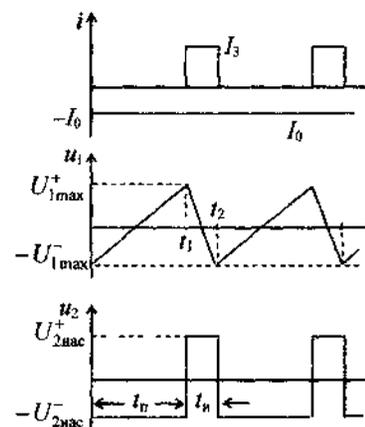


Рис 5.20. Временные диаграммы ГЛИН

Пусть в момент $t = 0$ емкость C перезаряжена до напряжения $u_1 = -U_{1max}$. При этом триггер Шмитта переключился в положение, когда $u_2 = -U_{2нас}$. Отрицательным напряжением $-U_{2нас}$ диод VD закрыт, т. е. ток $I_3 = 0$. Емкость C заряжается током $I_0 = \frac{-U_0}{R}$. Следовательно, напряжение u_1 увеличивается с постоянной скоростью (по линейному закону). Согласно уравнению (3.28а),

$$u_1 = -\frac{U_0}{RC}t - U_{1max} = \frac{I_0}{C}t - U_{1max} = V_1t - U_{1max}, \quad (5.18)$$

где V_1 – скорость изменения u_1 .

При этом ток i_1 также увеличивается по линейному закону. При достижении равенства $u_n = 0$ (рис. 5.19) $i_1 = \frac{U_1}{R_1} = \left| \frac{U_{2нас}^-}{R_2} \right|$ триггер Шмитта переключается в другое состояние, при котором $u_2 = U_{2нас}^+$.

При этом диод VD открывается и начинает протекать ток $I_3 = \frac{U_{2нас}^+}{R_3}$.

Если ток $I_3 > |I_0|$, то емкость C начинает перезаряжаться током $I_{мз} = I_3 - I_0$, а напряжение u_1 — уменьшаться по линейному закону. С учетом инверсии

$$u_1 = -\frac{I_{мз}}{C}t + U_{1\max} = -\frac{1}{C}(I_3 - I_0)t + U_{1\max} = -V_2t + U_{1\max}, \quad (5.19)$$

где $I_{мз}$ — ток перезаряда емкости C ; V_2 — скорость уменьшения u_1 .

В момент равенства $u_1 = 0$ триггер Шмитта вновь скачком переходит в положение $u_2 = -U_{2нас}^-$, и далее цикл повторяется. Таким образом, ГЛИН одновременно формирует напряжение u_1 пилообразной формы и напряжение u_2 прямоугольной формы. В течение длительности паузы t_n напряжение u_1 изменяется от $-U_{1\max}^-$ до $U_{1\max}^+$, а в течение длительности импульса t_n u_1 изменяется от $U_{1\max}^+$ до $-U_{1\max}^-$, т. е. на такую же величину $U_{1п} = U_{1\max}^+ + U_{1\max}^-$. Согласно уравнению (5.10), мы можем $U_{1п}$ выразить через параметры ГЛИН (рис. 5.19).

$$U_{1п} = \frac{R_1}{R_2}(U_{2нас}^+ + U_{2нас}^-). \quad (5.20)$$

Тогда на основании уравнения (5.18) и рис. 5.20

$$t_n = \frac{U_{1п}}{V_1}, \quad (5.21)$$

а на основании уравнения (5.19) и рис. 5.20

$$t_n = \frac{U_{1п}}{V_2}. \quad (5.22)$$

Упрощенный расчет ГЛИН. Обычно известны значения t_n , t_n , U_0 , U_{\max} . Требуется определить параметры элементов генератора (рис. 5.19). Из уравнений (5.21) и (5.22) определяют V_1 и V_2 . Из уравнения (5.18) определяют $\tau = RC = \frac{U_0}{V_1}$ и, задаваясь значением C , определяют $R = \frac{\tau}{C}$ или наоборот, задаваясь значением R (10–30 кОм), определяют C . Из уравнения (5.19) определяют $I_{мз} = V_2C$, а затем

находят $I_3 = I_{мз} + |I_0|$. При открытом диоде VD сопротивление

$$R_3 = \frac{U_{2нас}^+}{I_3} \quad (\text{рис. 5.19}).$$

Для выбранной конкретной микросхемы DA2 известны (можно измерить) значения $U_{2нас}^+$ и $U_{2нас}^-$. Следовательно, из уравнения (5.20) можно определить отношение сопротивлений $\frac{R_1}{R_2} = \xi$. Тогда, задаваясь значением R_2 , определяют $R_1 = \xi R_2$. По расчетным значениям выбирают ближайшие стандартные значения емкости

и сопротивлений. Период колебаний $T = t_n + t_n$, а частота $f = \frac{1}{T}$.

Пример расчета

Пусть известно: $t_n = 3$ мс, $t_n = 1$ мс, $U_0 = 6$ В, $U_{1\max} = 10$ В. Необходимо определить R , C , R_1 , R_2 , R_3 . Напряжение $U_{1п} = U_{1\max}^+ + U_{1\max}^- = 10 + 10 = 20$ В. Из уравнения (5.21) скорость $V_1 = \frac{U_{1п}}{t_n} = \frac{20}{3 \cdot 10^{-3}} = 6,7 \cdot 10^3$ В/с. Из уравнения (5.22) $V_2 = \frac{U_{1п}}{t_n} = \frac{20}{1 \cdot 10^{-3}} = 20 \cdot 10^3$ В/с. Из уравнения (5.18)

$$\tau = RC = \frac{U_0}{V_1} = \frac{6}{6,7 \cdot 10^3} = 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Задаемся стандартным значением $C = 0,1$ мкФ. Тогда $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,9 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 9 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 9,1$ кОм.

Из уравнения (5.19) $I_{мз} = V_2C = 20 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 10^{-3}$ А. Тогда $I_3 = I_{мз} + |I_0| = 2 \cdot 10^{-3} + \frac{U_0}{R} = 2 \cdot 10^{-3} + \frac{6}{9,1 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-3} + 0,66 \cdot 10^{-3} = 2,66 \cdot 10^{-3}$ А. Следовательно, $R_3 = \frac{U_{2нас}^+}{I_3} = \frac{13}{2,66 \cdot 10^{-3}} = 4,89 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_3 = 5,1$ кОм. Из уравнения (5.20) отношение $\frac{R_1}{R_2} = \xi = \frac{U_{1п}}{U_{2нас}^+ + U_{2нас}^-} = \frac{20}{13 + 13} = 0,77$. Задаемся

стандартным значением $R_2 = 20$ кОм. Тогда $R_1 = \xi R_2 = 0,77 \cdot 20 = 15,4$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_1 = 15$ кОм. Период колебаний $T = t_n + t_u = 4$ мс, частота $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4 \cdot 10^{-3}} = 250$ Гц.

Если выбрать $I_3 \gg I_0$, то будет $V_2 \gg V_1$. Для этого необходимо выбрать $R_3 \ll R \frac{U_0}{U_{нас}}$. Тогда на основании уравнений (5.21) и (5.22) будет $t_n \gg t_u$ и, следовательно, $T \approx t_n$. В этом случае частота колебаний (частота следования импульсов)

$$f = \frac{1}{t_n} = U_0 \frac{R_2}{RC R_1} \cdot \frac{1}{U_{2нас}^+ + U_{2нас}^-}. \quad (5.23)$$

Как видим из уравнения (5.23), частота f пропорциональна напряжению U_0 . Следовательно, при $t_n \gg t_u$ ГЛИН может выполнять функцию преобразователя постоянного напряжения U_0 в частоту следования импульсов. При этом u_1 – линейно изменяющееся напряжение, а u_2 – короткие импульсы. Характеристика преобразования и временные диаграммы показаны на рис. 5.21.

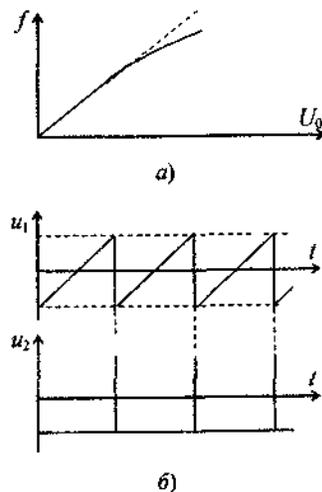


Рис. 5.21. Работа ГЛИН в качестве преобразователя U_0 в частоту f . а – характеристика преобразования, б – временные диаграммы

С увеличением U_0 t_n уменьшается, приближаясь к $t_n = \text{const.}$. Следовательно, частота f при соизмеримых t_n и t_u будет отклоняться вниз от расчетной по формуле (5.23) и линейность преобразования нарушится.

Контрольные вопросы

1. Что такое генератор сигналов?
2. Назначение генераторов.
3. Классификация генераторов.
4. Главное условие самовозбуждения генераторов любой формы сигналов.
5. Самовозбуждение генераторов синусоидальных колебаний.
6. Чем обеспечивается требуемая частота колебаний в генераторе типа LC на рис. 5.2?
7. Чем обеспечивается требуемая частота колебаний в RC -генераторе на рис. 5.3?
8. Почему цепь RC на рис. 5.3 подключена к неинвертирующему входу ИОУ, а не к инвертирующему?
9. Какую функцию выполняет цепь $R_1 - R_2$ на рис. 5.3?
10. Какова причина искажений формы колебаний в генераторе на рис. 5.3?
11. Что такое компаратор и какую функцию он выполняет?
12. Что такое триггер Шмитта и чем он отличается от компаратора?
13. Сравните временные диаграммы работы компаратора и триггера Шмитта.
14. Какую функцию выполняет опорное напряжение $U_{оп}$ в триггере Шмитта на рис. 5.12?
15. В какой момент происходит срабатывание триггера Шмитта на рис. 5.8?
16. Чем отличается триггер Шмитта на рис. 5.13 от триггера Шмитта на рис. 5.8?
17. В какой момент происходит срабатывание триггера Шмитта на рис. 5.13?
18. Что такое мультивибратор, какова его функция?
19. Чем определяется частота колебаний мультивибратора?
20. Чем отличается несимметричный мультивибратор от симметричного?
21. Как перестроить мультивибратор с одной частоты на другую?

22. Что такое одновибратор и чем он отличается от мультивибратора?
23. Чем определяется длительность импульса одновибратора?
24. Условие надежного запуска одновибратора.
25. Что такое ГЛИН, каковы его функции?
26. Из каких функциональных блоков состоит ГЛИН?
27. Чем определяется длительность паузы на втором выходе ГЛИН?
28. Чем определяется длительность импульса на втором выходе ГЛИН?
29. Для чего в ГЛИН установлен диод VD?
30. Если поменять полярность U_0 , то что надо сделать в ГЛИН, чтобы он снова начал генерировать?

Лабораторная работа № 5.1

Исследование генератора синусоидальных колебаний

Цели работы: экспериментально определить условия самовозбуждения генератора при минимальных искажениях синусоидальной формы $u_{\text{вых}}$; определить, каким образом экспериментально можно настроить генератор на другую частоту.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Выпишите из табл. 5.3.1 (см. лабораторную работу № 5.3) свой вариант задания.
2. Рассчитайте свой вариант генератора, схема которого приведена на рис. 5.3.
3. На стенде соберите генератор и подключите его к источнику питания ± 15 В. Подключите к выходу генератора осциллограф.
4. На экране осциллографа наблюдайте форму и величину $u_{\text{вых}}$:
 - а) если генератор не генерирует $u_{\text{вых}}$, сделайте предположение (напишите), почему он не самовозбуждается. На основе этого предположения добейтесь самовозбуждения (свои действия описывайте);
 - б) если генератор работает, но форма $u_{\text{вых}}$ искажена, то настройте генератор так, чтобы он генерировал синусоидальные колебания. При этом описывайте свои действия.
5. Измерьте частоту f и частотомером, и при помощи осциллографа; сравните с заданной частотой $f_{\text{зд}}$. Объясните причину расхож-

дений (если они имеются) и опишите что надо сделать, чтобы настроить генератор на заданную $f_{\text{зд}}$.

6. Уменьшите R_1 на 20–30 %. Что получилось? Почему? Постепенно увеличивая R_1 , добейтесь синусоидальной формы $u_{\text{вых}}$.
7. Продолжайте постепенно увеличивать R_1 до исчезновения колебаний. Объясните причину исчезновения.
8. Настройте генератор на частоту $f = 2f_{\text{зд}}$. При этом опишите свои действия.
9. Анализ и выводы.

Контрольные вопросы

1. На каких элементах построены ПОС и ООС?
2. Что произойдет с $u_{\text{вых}}$ генератора, если R_2 увеличить в 2 раза? Что увидим на экране осциллографа?
3. Что произойдет с частотой генератора, если R увеличить в 2 раза?
4. Как можно добиться стабильной работы генератора при минимальных искажениях формы $u_{\text{вых}}$?
5. Чему равен коэффициент обратной связи γ при нормальной работе генератора?

Лабораторная работа № 5.2

Исследования компаратора и триггера Шмитта

Цели работы: экспериментально исследовать работу компаратора и определить его назначение; определить назначение двух типов триггеров Шмитта и исследовать их работу при помощи экспериментальных временных диаграмм.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Установите микросхему и подключите ее к источнику питания.
2. На инвертирующий вход подайте синусоидальное напряжение u_1 , а на неинвертирующий вход подключите постоянное напряжение U_2 величиной $2 \div 4$ В. Получился компаратор (см. рис. 5.6).
3. На экране осциллографа наблюдайте выходное напряжение $u_{\text{вых}}$, u_1 , U_2 . Определите в какой момент (при каком соотношении u_1 и U_2) происходит скачкообразное изменение $u_{\text{вых}}$.

4. Постройте временные диаграммы в масштабе u_1 , U_2 , $u_{\text{вых}}$ («друг под другом») и объясните работу компаратора.
5. Сделайте анализ и выводы о применении.
6. Соберите цепь ПОС на резисторах R_1 и R_2 , как показано на рис. 5.8. Получился триггер Шмитта. На инвертирующий вход триггера Шмитта подайте синусоидальное напряжение $u_{\text{вх}}$.
7. На экране осциллографа наблюдайте выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ и входные напряжения $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{п}}$. Отметьте, в какой момент, при каких соотношениях $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{п}}$ происходит переключение триггера (скачкообразное изменение $u_{\text{вых}}$).
8. Постройте в масштабе временные диаграммы $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{п}}$ (в одних координатах) и $u_{\text{вых}}$ (в других).
9. Сделайте анализ и выводы о применении.
10. Соберите триггер Шмитта как показано на рис. 5.13.
11. Подайте на вход постоянное напряжение $U_{\text{вх}}$. Увеличивайте $U_{\text{вх}}$ до момента скачкообразного изменения $u_{\text{вых}}$, что видно на экране осциллографа.
12. Вольтметром постоянного напряжения измерьте $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$. Определите токи $I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}$, $I_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{R_2}$. Сравните их.
13. На основе предыдущего опыта определите $U_{\text{вх}}$, которое необходимо для надежного срабатывания триггера Шмитта.
14. Сделайте анализ и выводы. Возможные применения.

Контрольные вопросы

1. Почему выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ компаратора изменяется от $-U_{\text{нас}}$ до $+U_{\text{нас}}$ (или наоборот) с большой скоростью в момент равенства $u_1 = u_2$ (см. рис. 5.6)?
2. За счет чего в триггере Шмитта на рис. 5.8 $u_{\text{вых}}$ скачком переходит из одного состояния $+U_{\text{нас}}$ ($-U_{\text{нас}}$) в другое $-U_{\text{нас}}$ ($+U_{\text{нас}}$) при равенстве $u_{\text{вх}} = u_{\text{п}}$ (см. рис. 5.8)?
3. При каком значении Δu на входе триггера на рис. 5.13 происходит скачкообразное изменение $u_{\text{вых}}$?
4. На каких элементах построены ПОС в триггерах Шмитта?
5. Какая передаточная характеристика триггера $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$?

Лабораторная работа № 5.3 Исследование мультивибраторов и одновибратора

Цели работы: исследовать работу симметричного мультивибратора и возможности экспериментальной настройки его на заданную частоту. Определить основные параметры; исследовать работу несимметричного мультивибратора и настройки его на заданное значение $t_{\text{н}}$ ($t_{\text{п}}$); исследовать параметры одновибратора и возможность перестройки его на другое значение вольт-секундной площади выходного напряжения.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Выпишите из табл. 5.3.1 свой вариант задания.
2. Рассчитайте свой вариант симметричного мультивибратора, схема которого приведена на рис. 5.14.
3. Соберите на стенде мультивибратор и подключите его к источнику питания ± 15 В. К выходу мультивибратора подключите осциллограф и частотомер.
4. На экране осциллографа наблюдайте форму $u_{\text{вых}}$, а также форму $u_{\text{п}}$ и $u_{\text{с}}$.
5. Измерьте частоту колебаний $u_{\text{вых}}$ частотомером и при помощи осциллографа. Сравните их с заданной частотой $f_{\text{зд}}$. Объясните причину расхождений.
6. Измерьте $U_{\text{сmax}}$ и $U_{\text{пmax}}$ при помощи осциллографа.
7. Постройте временные диаграммы $u_{\text{с}}$, $u_{\text{п}}$, $u_{\text{вых}}$ в масштабе.
8. Укажите, какими способами можно изменить частоту колебаний.
9. Рассчитайте несимметричный мультивибратор своего варианта.
10. Соберите несимметричный мультивибратор по схеме, указанной на рис. 5.16.
11. При помощи осциллографа измерьте длительность импульса $t_{\text{н}}$ и длительность паузы $t_{\text{п}}$. Сравните с заданными значениями и объясните причину расхождений.
12. Измерьте осциллографом $U_{\text{сmax}}$, $U_{\text{пmax}}$ и сравните.
13. Соберите одновибратор по схеме, показанной на рис. 5.17.
14. Принимая $\tau_{\text{вх}} = R_3 C_1 = (0,1 \div 0,2)t_{\text{н}}$, рассчитайте C_1 и R_3 и соберите входную цепь одновибратора.
15. На вход одновибратора подайте прямоугольные импульсы $u_{\text{вх}}$. Повышая величину $u_{\text{вх}}$, добейтесь срабатывания одновибратора. Определите напряжение $U_{\text{вх ср}}$.

16. Измерьте t_n и сравните с $t_{плд}$.
17. Сделайте обобщающие анализ и выводы по всей работе. (Помните, что все познается в сравнении.)
18. Возможные применения.

Контрольные вопросы

1. Чем отличается мультивибратор на рис. 5.14 от триггера Шмитта на рис. 5.8?
2. Сравните, чем определяется частота срабатывания триггера Шмитта на рис. 5.8 и частота колебаний мультивибратора на рис. 5.14?
3. Как изменится частота колебаний $u_{вых}$ мультивибратора, если R увеличить в 2 раза? Покажите при помощи временных диаграмм.
4. Чем отличаются временные диаграммы несимметричного мультивибратора от временных диаграмм симметричного мультивибратора?
5. Если поменять местами $VD1$ и $VD2$ (см. рис. 5.16), то как изменятся временные диаграммы? Поясните.
6. Если у мультивибратора диоды $VD1$ и $VD2$ перевернуть (поменять местами анод и катод), то как изменятся временные диаграммы? Почему? Поясните.

Таблица 5.3.1

Варианты заданий

Номер студента	Подгруппа № 1				Подгруппа № 2			
	$f, \text{кГц}$	$t_n, \text{мс}$	$t_p, \text{мс}$	$t_{плд}, \text{мс}$	$f, \text{кГц}$	$t_n, \text{мс}$	$t_p, \text{мс}$	$t_{плд}, \text{мс}$
1	2,0	0,2	1,0	7,0	5,3	1,1	1,5	2,8
2	2,2	0,3	2,0	5,0	5,0	0,8	1,3	2,6
3	1,5	0,4	3,0	6,0	4,6	0,7	2,3	3,3
4	3,2	0,5	4,0	3,0	4,0	0,6	2,6	3,5
5	1,3	0,6	5,0	2,0	3,2	0,9	3,2	6,6
6	4,2	0,7	6,0	4,0	2,8	0,5	3,6	5,1
7	5,2	0,8	7,0	5,2	2,5	0,4	4,2	3,1
8	1,6	0,9	8,0	3,1	1,2	0,3	4,6	2,1
9	3,8	1,0	9,0	2,2	0,8	0,2	5,6	1,5
Форма выходного сигнала			несимметричный МВ мультивибратор			несимметричный МВ мультивибратор		

Лабораторная работа № 5.4 Исследование генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН)

Цели работы: исследовать работу ГЛИН по экспериментально полученным временным диаграммам; исследовать работу ГЛИН в режиме преобразователя напряжения U_0 в частоту f следования пилообразного напряжения u_1 .

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Выпишите из табл. 5.4.1 свой вариант задания.
2. Рассчитайте свой вариант ГЛИН, схема которого приведена на рис. 5.19.
3. Соберите на стенде ГЛИН своего варианта.
4. Подключите к источнику питания ± 15 В. Вольтметр для измерения постоянного напряжения подключите на вход ГЛИН и подключите U_0 заданной величины. При помощи осциллографа наблюдайте за формой и величиной u_1 и u_2 .
5. Измерьте t_n и t_p и сравните с заданными значениями. Объясните полученные результаты.
6. В масштабе постройте временные диаграммы u_1 и u_2 .
7. Установите $R_3 = 0,1R$ и снимите характеристику преобразования $f = f(U_0)$ в диапазоне изменения $U_0 = 0$ до $U_0 = U_{0зд}$. Результаты запишите в таблицу (10 измерений).
8. Постройте характеристику преобразования в масштабе.
9. Посмотрите на экране осциллографа форму напряжений u_1 и u_2 . На основании результатов наблюдений и с учетом уравнения (5.23), объясните, почему частота f пропорциональна напряжению U_0 .
10. По характеристике преобразования укажите диапазон изменения напряжения U_0 , в котором эта пропорциональность соблюдается.
11. Сделайте анализ и выводы по всей работе. Где можно применить ГЛИН?

Контрольные вопросы

1. Какую функцию в ГЛИН выполняет интегратор?
2. Чем определяется линейность изменения напряжения u_1 при отрицательном значении напряжения u_2 , при положительном значении напряжения u_2 ?

3. Для чего в ГЛИН установлен триггер Шмитта на микросхеме DA2?

4. С какой целью установлена цепочка $R_3 - VD$?

5. Почему выбрано в цепочке $R_3 - VD$ прямое направление диода?

6. Какое соотношение необходимо для надежного срабатывания триггера Шмита: $R_2 > R_1$ или $R_2 < R_1$?

7. Для работы ГЛИН в режиме преобразователя напряжения U_0 в частоту f необходимо соотношение между токами $I_0 = \frac{U_0}{R}$ и $I_3 = \frac{U_{2\text{мкс}}}{R_3}$. Какой из этих токов должен быть больше?

Таблица 5.4.1

Варианты заданий

Номер стенда	Подгруппа № 1				Подгруппа № 2			
	$t_{\text{в}}, \text{мс}$	$t_{\text{н}}, \text{мс}$	$U_0, \text{В}$	$U_{1\text{макс}}, \text{В}$	$t_{\text{в}}, \text{мс}$	$t_{\text{н}}, \text{мс}$	$U_0, \text{В}$	$U_{1\text{макс}}, \text{В}$
1	0,1	1,7	3	8	0,2	1,8	11	10
2	0,3	1,5	4	10	0,4	1,6	10	8
3	0,5	1,3	5	8	0,6	1,4	9	10
4	0,7	1,1	6	10	0,8	1,2	8	8
5	0,9	0,9	7	8	1,0	1,0	7	10
6	1,1	0,7	8	10	1,2	0,8	6	8
7	1,3	0,5	9	8	1,4	0,6	5	10
8	1,5	0,3	10	10	1,6	0,4	4	8
9	1,7	0,1	11	8	1,8	0,2	3	10

Глава 6 СКОРОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ СИГНАЛОВ

6.1. Общие сведения

В четвертой главе мы рассмотрели методы частотной фильтрации и примеры их реализации в виде простейших конкретных частотных фильтров. Однако есть задачи выделения сигналов, в которых частотные фильтры оказываются малоэффективными или вообще непригодными. Реальные сигналы и реальные помехи не всегда бывают периодическими или, еще лучше, синусоидальными, которые достаточно просто обрабатывать при помощи частотных фильтров: подавлять помехи и выделять сигналы. Реальные помехи и сигналы могут быть функциями каких-то других параметров, например, зависящие от скорости изменения их величины. Так, при контроле за включением или отключением объекта управления, полезный сигнал, отражающий факт включения или отключения объекта, можно выделять по скорости изменения величины какого-либо главного параметра: напряжения, тока, мощности, температуры, давления и т. д. На рис. 6.1 приведена временная диаграмма напряжения датчика u_d , контролирующего состояние главного параметра контролируемого объекта или технологического процесса.

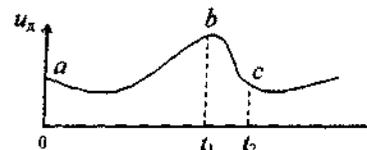


Рис. 6.1. Временная диаграмма напряжения датчика

В промежутке времени $0 - t_1$, т. е. на участке $a - b$, напряжение u_d изменяется в широких пределах, но медленно. Это – нормальный процесс, и на этом участке напряжение u_d не является полезным сигналом, т. к. оно не отражает изменение состояния объекта (процесса). При отключении объекта во время t_1 напряжение u_d с существенно большей скоростью уменьшается в интервале времени $t_1 \div t_2$. Существенно большая скорость изменения u_d в интервале времени $t_1 \div t_2$, по сравнению со скоростью изменения u_d на участке $a - b$, и является полезным сигналом, отражающим факт отключения объекта (измене-

ния состояния). Этот полезный сигнал необходимо выделить из всех изменений u_d на других участках временной оси. Здесь полезный сигнал можно выделить по повышенной скорости на участке $b-c$ при помощи скоростного фильтра.

Применение скоростных фильтров не ограничивается примером на рис. 6.1. Возможности скоростных фильтров более широкие, чем частотных фильтров, ибо скоростные фильтры могут по-разному реагировать на один и тот же сигнал, в зависимости от структуры и настройки фильтра. Приведем еще один пример. На рис. 6.2 показаны временные диаграммы входного и выходного напряжений $u_{вх}$ и $u_{вых}$ скоростного фильтра.

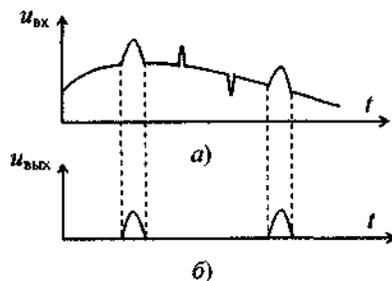


Рис. 6.2. Временные диаграммы сигналов

Во входном напряжении $u_{вх}$ полезным сигналом, несущим количественную информацию об управляемом процессе, являются широкие импульсы, скорость изменения которых в начале импульса больше скорости медленных изменений $u_{вх}$ и меньше скорости коротких импульсов. Как медленные, так и быстрые изменения входного напряжения $u_{вх}$ являются помехами, которые скоростной фильтр не должен пропустить на выход. Следовательно, скоростной фильтр должен быть настроен таким образом, чтобы он пропускал только такие участки $u_{вх}$, скорости изменения напряжения на которых больше максимальной скорости медленных изменений $u_{вх}$, но меньше скорости быстрых (импульсных) изменений $u_{вх}$, которые являются помехами. В этом случае на выходе скоростного фильтра мы получим напряжение $u_{вых}$, показанное на рис. 6.2, которое является полезным сигналом.

Теория и методы скоростной фильтрации, а также различные типы скоростных фильтров впервые были разработаны в Гомельском политехническом институте (сейчас ГГТУ им. П. О. Сухого) автором данной книги.

6.2. Параметры и характеристики скоростных фильтров

Если в частотной фильтрации выделение сигнала производится в зависимости от частоты сигнала, то в скоростной фильтрации – в зависимости от скорости изменения величины сигнала. *Скоростные фильтры* – это нелинейные устройства, которые, в зависимости от структуры и настройки, могут пропускать или задерживать сигналы в заданных диапазонах скоростей изменения их величины.

Основным параметром сигнала при скоростной фильтрации является тангенсальная скорость изменения величины, определяемой из временной диаграммы на рис. 6.3. Тангенсальная скорость $V(t)$ (рис. 6.3)

$$V(t) = \operatorname{tg} \alpha = \frac{u(t) - u(t_0)}{t - t_0} \quad (6.1)$$

является функцией времени. Поэтому напряжение можно выразить через скорость

$$u(t) = u(t_0) + V(t)(t - t_0), \quad (6.2)$$

где $u(t_0)$ – значение напряжения в точке a при $t = t_0$. В дальнейшем тангенсальную скорость сигнала будем обозначать одной буквой V . Если перенести начало координат в точку a , что всегда возможно, то уравнения (6.1) и (6.2) упрощаются, в результате чего упрощаются и расчеты скоростных фильтров.

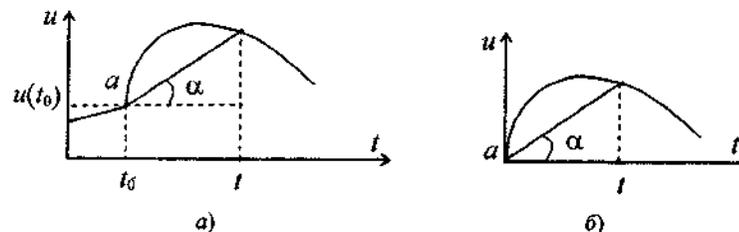


Рис. 6.3. К определению тангенсальной скорости: a – в общем случае, b – сигнал в новых координатах

Теперь, согласно рис. 6.3, б, уравнения будут иметь вид

$$V = \frac{u(t)}{t}, \quad (6.1a)$$

откуда

$$u(t) = V t. \quad (6.2a)$$

В скоростных фильтрах сигналы выделяются в зависимости от тангенсальной скорости V сигнала в сравнении со скоростью V_ϕ настройки фильтра.

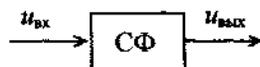


Рис. 6.4. Блок-схема скоростного фильтра

Скорости, при которых сигналы пропускаются фильтром, образуют полосу скоростей пропускания фильтра. Скорости, при которых сигналы не пропускаются фильтром, образуют полосу скоростей задерживания фильтра. Между полосой пропускания и полосой задерживания находится переходная область скоростей, в которой степень пропускания сигнала фильтром зависит от соотношения скорости V входного сигнала и заданной скорости V_ϕ настройки фильтра.

Основной характеристикой скоростных фильтров является скоростная характеристика (СХ)

$$S = f(V), \quad (6.3)$$

где $S = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$ при $V = \text{const}$ – коэффициент передачи скоростного фильтра; $u_{\text{вых}}$ – выходное напряжение фильтра; $u_{\text{вх}}$ – входное напряжение фильтра.

Скоростная характеристика определяет степень прозрачности (степень пропускания) фильтра в полосе пропускания, в переходной области, в полосе задерживания.

В зависимости от вида скоростной характеристики фильтры подразделяют на классы: фильтры верхних скоростей (ФВС), фильтры нижних скоростей (ФНС), полосовые скоростные фильтры (ПСФ), заграждающие скоростные фильтры (ЗСФ). На рис. 6.5 приведены блок-схемы различных скоростных фильтров и их СХ.

Как видно из рис. 6.5, ФВС хорошо пропускает сигналы, изменяющиеся со скоростью $V > V_c$; ФНС хорошо пропускает сигналы, изменяющиеся со скоростью $V < V_\phi$; ПСФ хорошо пропускает сигналы, скорости изменения которых находятся в диапазоне скоростей $V_{\phi 1} < V < V_{\phi 2}$; ЗСФ хорошо пропускает сигналы, скорости изменения которых находятся вне диапазона скоростей $V_{\phi 1} < V < V_{\phi 2}$, а внутри этого диапазона задерживает сигналы.

Скорость среза V_c – это такая скорость изменения величины сигнала, при которой $S = 0,71S_0$, где S_0 – максимальный коэффициент передачи скоростного фильтра.

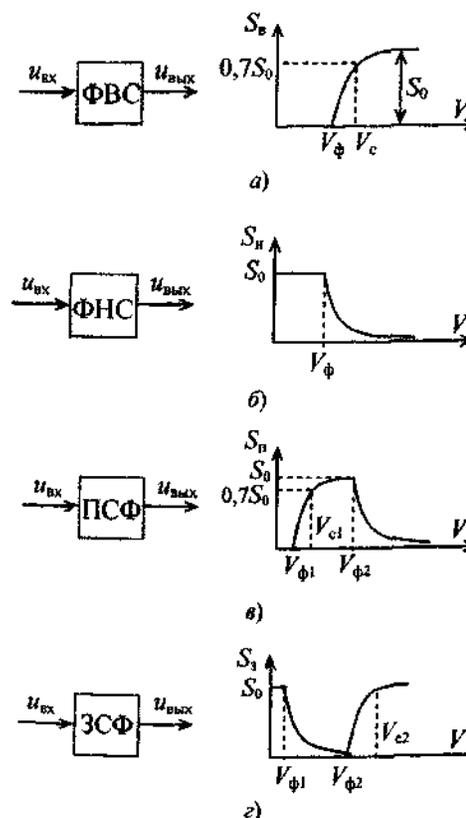


Рис. 6.5. Классы фильтров:
а – ФВС, б – ФНС, в – ПСФ, з – ЗСФ

Скоростные фильтры в каждом классе подразделяют на типы, отличающиеся друг от друга структурой, предназначением, особенностями скоростных характеристик: базовые фильтры, несимметричные фильтры, фильтры с регулируемой крутизной СХ, фильтры с отсечкой, аналого-цифровые фильтры, фильтры с коррекцией, фильтры с предварительной компенсацией и др. Такое разнообразие типов скоростных фильтров существенно увеличивает возможности устройств обработки сигналов.

6.3. Базовый скоростной фильтр

Базовый фильтр наиболее ярко отражает принцип скоростной фильтрации и является основой (базой) для создания других типов скоростных фильтров. Блок-схема базового фильтра приведена на рис. 6.6. Фильтр содержит блок вычитания БВ, компаратор КМ, интегратор ИН и согласующий элемент СЭ. Базовый фильтр может выполнять функцию и ФВС и ФНС одновременно. Выходное напряжение $u_{вс}$ фильтра верхних скоростей (ФВС) формируется блоком вычитания БВ, а выходное напряжение $u_{нс}$ фильтра нижних скоростей (ФНС) формируется интегратором ИН. В зависимости от полярности напряжения $u_{вс}$ компаратор КМ формирует на своем выходе управляющее напряжение u_y той или иной полярности, которое поступает на вход интегратора ИН. Под воздействием напряжения u_y интегратор ИН формирует напряжение $u_{нс}$, которое через согласующий элемент СЭ, имеющий коэффициент передачи $q = \frac{u_x}{u_{нс}}$, подается на вход БВ как напряжение компенсации u_k . Напряжение u_k включено таким образом, чтобы оно компенсировало входное напряжение $u_{вх}$. Следовательно, по контуру БВ-КМ-ИН-СЭ-БВ таким образом создана отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению $u_{вс}$. На рис. 6.7 приведена принципиальная электрическая схема одного из вариантов реализации блок-схемы на рис. 6.6.

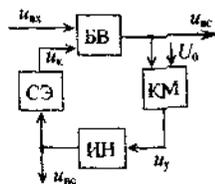


Рис. 6.6. Блок-схема базового фильтра

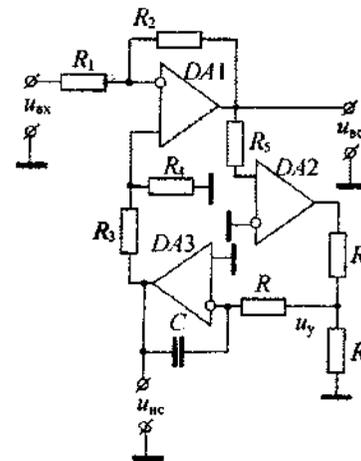


Рис. 6.7. Принципиальная электрическая схема базового фильтра

Блок вычитания БВ выполнен на микросхеме DA1, компаратор КМ – на микросхеме DA2, интегратор ИН – на микросхеме DA3, а согласующий элемент – на резисторах R_3 и R_4 . Напряжение u_y по величине формируется при помощи резисторов R_6 и R_7 , включенных по схеме делителя напряжения. Скорость V_ϕ настройки фильтра определяется уравнением

$$V_\phi = \frac{u_y}{\tau} q, \quad (6.4)$$

где

$$\tau = RC; \quad (6.5)$$

$$q = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}. \quad (6.6)$$

Пусть на входе фильтра имеется напряжение $u_{вх}$, изменяющееся по произвольному закону, как показано на рис. 6.8, а.

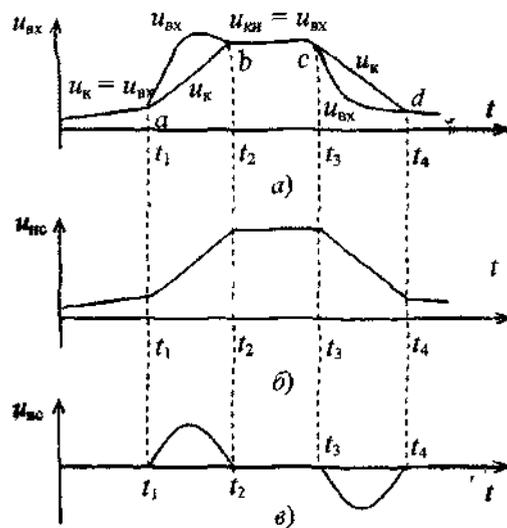


Рис 6.8 Временные диаграммы
а - u_k , б - $u_{ис}$, в - $u_{вс}$

Скорость настройки фильтра V_ϕ является скоростью изменения напряжения компенсации u_k . Выберем скорость настройки фильтра V_ϕ такой, чтобы в точке а на рис. 6.8 она соответствовала значению $V_\phi = \frac{du_{вх}}{dt}$. Тогда во временных интервалах $0-t_1$, t_2-t_3 скорость настройки будет $V_\phi \geq \frac{du_{вх}}{dt}$. Следовательно, напряжение компенсации u_k

в указанных временных интервалах успевает компенсировать входное напряжение $u_{вх}$, в результате чего на выходах фильтра будет

$$u_{вс} = K(u_{вх} - u_k) = 0, \quad (6.7)$$

а

$$u_{ис} = K_n u_{вх}, \quad (6.8)$$

где K - коэффициент передачи блока вычитания БВ;

$$K_n = \frac{1}{q}$$

В интервалах времени t_1-t_2 и t_3-t_4 тангенциальная скорость изменения входного напряжения $V > V_\phi$

Поэтому напряжение u_k , изменяющееся со скоростью V_ϕ , не успевает компенсировать напряжение $u_{вх}$, в результате чего выходные напряжения фильтров в интервале t_1-t_2 будут определяться уравнениями

$$u_{вс} = K[u_{вх}(t) - u_{вх}(t_1) - V_\phi(t - t_1)], \quad (6.9)$$

$$u_{ис} = K_n[u_{вх}(t_1) + V_\phi(t - t_1)] \quad (6.10)$$

Аналогично будет и для интервала времени t_3-t_4 , где в уравнения (6.9) и (6.10) необходимо вместо t_1 подставить t_3 . Временные диаграммы напряжений $u_{вс}$ и $u_{ис}$ показаны на рис. 6.8.

Согласно уравнениям (6.7) и (6.8), для интервалов времени $0-t_1$ и t_2-t_3 , где $V_\phi \geq V$, скоростные характеристики ФВС и ФНС будут определяться равенствами

$$S_v = 0, \quad (6.11)$$

$$S_n = K_n \quad (6.12)$$

Из уравнений (6.9) и (6.10) можно определить скоростные характеристики ФВС и ФНС для интервалов времени t_1-t_2 и t_3-t_4 , где $V > V_\phi$,

$$S_v = K \left(1 - \frac{V_\phi}{V} \right), \quad (6.13)$$

$$S_n = K_n \frac{V_\phi}{V}. \quad (6.14)$$

Скоростные характеристики ФВС и ФНС показаны на рис. 6.5.

Крутизна СХ базового фильтра невелика. В тех случаях, когда требуется более высокая крутизна, используют фильтры с регулируемой крутизной СХ. Это, по сути дела, модернизированные базовые фильтры, в которых установлены дополнительные блоки - усилитель У и блок

вычитания БВ2, образующие положительную обратную связь (ПОС) по напряжению $u_{вс}$. Блок-схема фильтра с регулируемой крутизной СХ приведена на рис. 6.9.

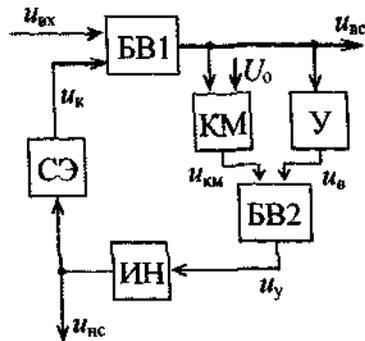


Рис. 6.9. Блок-схема фильтра с регулируемой крутизной СХ

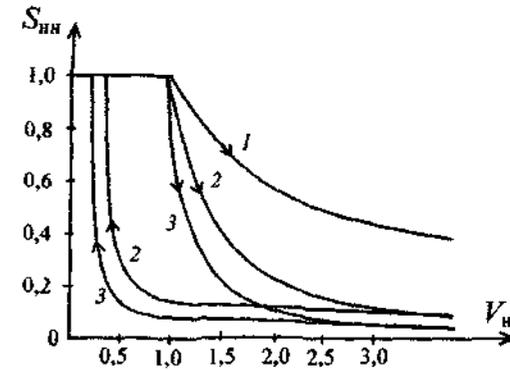
В таком фильтре при появлении напряжения $u_{вс}$ скорость настройки фильтра будет уменьшаться с ростом $u_{вс}$:

$$V_{\phi} = V_{\phi 0} (1 - \xi u_{вс}), \quad (6.15)$$

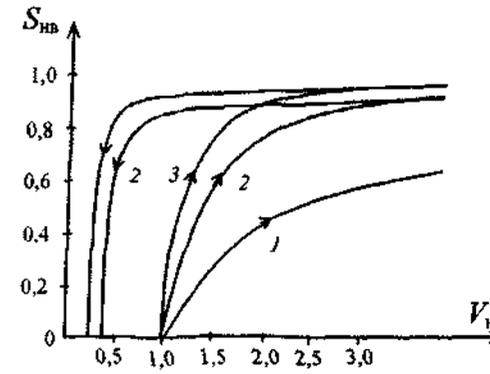
где $\xi < 1$ – коэффициент регулирования крутизны СХ; $V_{\phi 0}$ – первоначальная скорость настройки, т. е. при $u_{вс} = 0$.

За счет уменьшения V_{ϕ} при появлении $u_{вс}$ крутизна СХ существенно возрастает. Устанавливая различные значения ξ , можно получать любую крутизну скоростной характеристики. При этом выходные напряжения ФВС и ФНС будут определяться уравнениями (6.9) и (6.10), в которых V_{ϕ} изменяется согласно уравнению (6.15)

На рис. 6.10 показаны нормированные скоростные характеристики фильтра с регулируемой крутизной СХ, т. е. для ФВС $S_{нв} = f(V_{н})$, для ФНС $S_{ни} = f(V_{н})$, где принято: нормированные коэффициенты передачи фильтров $S_{нв} = \frac{S_{н}}{K}$, $S_{ни} = \frac{S_{н}}{K_{н}}$, и нормированная скорость $V_{н} = \frac{V}{V_{\phi}}$.



а)



б)

Рис. 6.10 Нормированные скоростные характеристики: а – ФНС, б – ФВС 1 – $\xi = 0$, 2 – $\xi = 0,2$, 3 – $\xi = 0,4$

Так как скорость настройки фильтра V_{ϕ} при появлении $u_{вс}$ уменьшается по сравнению с первоначальной $V_{\phi 0}$, то скоростные характеристики фильтра с регулируемой крутизной СХ имеют гистерезис, как видно из рис. 6.10. Однако на работу фильтров и качество фильтрации гистерезис не оказывает существенного влияния.

6.4. Полосовые и заграждающие фильтры

Полосовые скоростные фильтры (ПСФ) используют для выделения сигналов в определенной полосе скоростей. Для построения полосовых скоростных фильтров используют ФВС и ФНС, как показано на рис. 6.11.

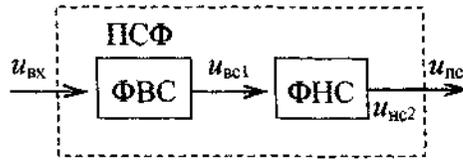


Рис 6.11. Блок-схема ПСФ

Когда не требуется высокая крутизна СХ, то используют два последовательно соединенных базовых фильтра (блок-схема на рис. 6.6). Скорость ФВС выбирают из условия

$$V_{\phi 1} = \alpha V_{n \max}, \quad (6.16)$$

где $V_{n \max}$ – максимальная скорость изменения гладкой помехи; $\alpha > 1$ – коэффициент запаса, учитывающий неточности в определении $V_{n \max}$.

Скорость ФНС выбирают из условия

$$V_{\phi 2} = V_{c \max}, \quad (6.17)$$

где $V_{c \max}$ – максимальная скорость изменения полезного сигнала.

В тех случаях, когда требуется высокая крутизна скоростной характеристики, для построения ПСФ необходимо использовать ФВС и ФНС с регулируемой крутизной СХ (блок-схема на рис. 6.9).

Как известно, основной характеристикой скоростных фильтров является скоростная характеристика (СХ) $S = f(V)$, где $S = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$, при $V \Rightarrow \text{const}$ – коэффициент передачи фильтра. Более удобно использовать нормированную скоростную характеристику (НСХ) $S_n = f(V_n)$, где $S_n = \frac{S}{S_{\max}}$, $V_n = \frac{V}{V_{\phi 1}}$. На рис. 6.12 показаны НСХ полосовых фильтров.

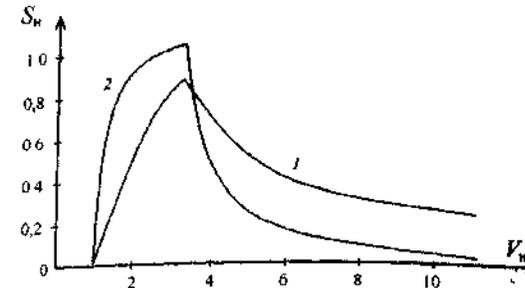


Рис 6.12. НСХ ПСФ:
1 – без регулирования крутизны СХ,
2 – с регулированием крутизны СХ

Нормированная скоростная характеристика 2 ПСФ на фильтрах с регулируемой крутизной СХ построена при отношении $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}} = 3$,

а НСХ 1 ПСФ на базовых фильтрах – при отношении $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}} = 1,5$. Несмотря на то что отношение заданных скоростей в ПСФ на основе базовых схем в 2 раза меньше, ширина полосы пропускания у него больше, чем у ПСФ на основе фильтров с регулируемой крутизной, а крутизна характеристики меньше.

Заграждающие скоростные фильтры (ЗСФ) не пропускают сигналы в заданном диапазоне скоростей и пропускают сигналы вне заданного диапазона скоростей. Заграждающие фильтры можно получить путем параллельного соединения ФВС и ФНС, выходные напряжения $u_{\text{вс}}$ и $u_{\text{нс}}$ которых суммируются при помощи блока суммирования БС. Как и в ПСФ, здесь также можно использовать базовые схемы фильтров и фильтры с регулируемой крутизной СХ.

На рис. 6.13 приведена блок-схема ЗСФ.

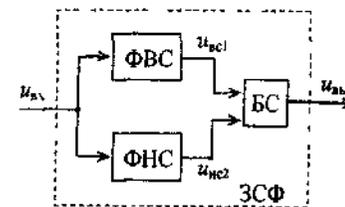


Рис 6.13 Блок-схема ЗСФ

В ФВС скорость настройки фильтра выбирают из условия $V_{\phi 2} = V_{3 \max}$, где $V_{3 \max}$ – максимальная скорость задерживаемого фильтром сигнала. В ФНС скорость настройки фильтра выбирают из условия $V_{\phi 1} = V_{3 \min}$, где $V_{3 \min}$ – минимальная скорость задерживаемого фильтром сигнала.

Напряжение на выходе ЗСФ

$$u_{3c} = K_c (u_{nc1} + u_{nc2}), \quad (6.18)$$

где K_c – коэффициент передачи блока суммирования БС.

На рис. 6.14 показана НСХ ЗСФ на основе фильтров с регулируемой крутизной СХ для отношения $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}} = 3$.

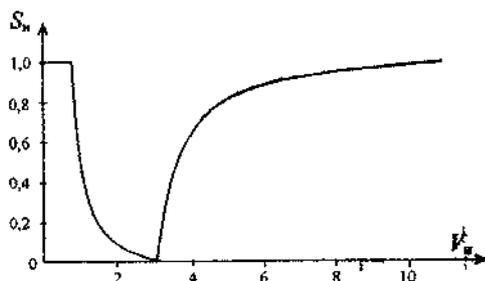


Рис. 6.14. НСХ ЗСФ

Можно изготовить такое электронное устройство, которое позволит путем несложной перенастройки (изменение некоторых параметров схемы) получать характеристики ФВС, ФНС, ПСФ, ЗСФ. Это устройство является универсальным скоростным фильтром. Такой фильтр можно изготовить в виде отдельной микросхемы, а перенастройку осуществлять путем подключения внешних резисторов и конденсаторов. Это позволит резко повысить надежность и снизить стоимость скоростных фильтров. В общем случае, блок-схему универсального скоростного фильтра можно представить в виде, показанном на рис. 6.15.

Универсальный скоростной фильтр состоит из двух последовательно соединенных скоростных фильтров $\Phi 1$, $\Phi 2$, представленных на рис. 6.6 или 6.9, и блока суммирования БС, на входы которого подаются напряжение u_{nc1} первого фильтра $\Phi 1$ и напряжение u_{nc2} вто-

рого фильтра $\Phi 2$. При одном входе универсальный фильтр имеет четыре выхода. В зависимости от настройки фильтра и от того, с какого выхода будет сниматься напряжение, устройство будет выполнять функции ФНС (выход u_{nc}), ФВС (выход u_{vc}), ПСФ (выход u_{pc}), ЗСФ (выход u_{3c}).

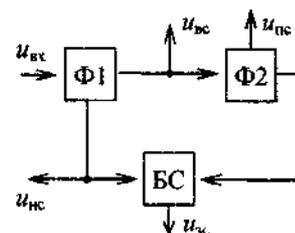


Рис. 6.15. Обобщенная блок-схема универсального фильтра

Контрольные вопросы

1. Что такое скоростные фильтры?
2. Чем отличаются скоростные фильтры от частотных фильтров?
3. Что такое тангенсальная скорость $V(t)$ изменения напряжения u ?
4. Какие основные параметры и характеристики присущи скоростным фильтрам?
5. Классификация скоростных фильтров по виду скоростной характеристики $S = f(V)$.
6. ФВС и его функции.
7. ФНС и его функции.
8. ПСФ и его функции.
9. ЗСФ и его функции.
10. Из каких блоков состоит базовый скоростной фильтр?
11. Как работает базовый скоростной фильтр?
12. Чем отличается фильтр с регулируемой крутизной СХ от базового фильтра (схемно и по СХ)?
13. Как построен ПСФ?
14. Дайте анализ СХ-1 и СХ-2 на рис. 6.12.
15. Как построен ЗСФ?
16. Как работает универсальный скоростной фильтр в режимах ФВС, ФНС, ПСФ, ЗСФ?

Лабораторная работа № 6.1

Исследование базового скоростного фильтра сигналов

Цель работы. экспериментально снять и построить скоростные характеристики фильтра нижних скоростей, фильтра верхних скоростей и определить диапазон работы фильтров своего варианта.

Последовательность выполнения лабораторной работы

- Из табл. 6.1.2 выпишите задание своего варианта.
- Рассчитайте значения R и C по формулам (6.4), (6.5).
- На стенде соберите фильтр по схеме, приведенной на рис 6.7, и подключите его к источнику питания ± 15 В.
- Установите синусоидальное входное напряжение амплитудой $U_{\text{вх}} = 2$ В. Измерения производите при помощи осциллографа.
- Изменяя частоту f напряжения $u_{\text{вх}}$, уменьшайте напряжение $U_{\text{вс}}$ на выходе фильтра верхних скоростей до нуля (до момента исчезновения $u_{\text{вс}}$ на экране осциллографа). Измерьте частоту f . По формуле $V = 2\pi f U_{\text{вх}}$ рассчитайте максимальную скорость изменения напряжения $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$. Сравните с заданным значением V_ϕ . Что получили? Почему?
- Измерьте амплитуду напряжения $U_{\text{нс}}$ на выходе фильтра нижних скоростей. Обратите внимание на форму $u_{\text{нс}}$, сравните с формой $u_{\text{вх}}$. Умножьте $U_{\text{нс}}$ на q и сравните с $U_{\text{вх}}$. Объясните полученные результаты.
- Не меняя частоту f , измеренную в п. 5, увеличивайте $U_{\text{вх}}$ от 2 В до 6 В через 1 В, измеряйте $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вс}}$, $U_{\text{нс}}$ и записывайте результаты измерений в табл. 6.1.1, не меняя частоту f , измеренную в п. 5.

Таблица 6.1.1

$U_{\text{вх}}, \text{В}$	2	3	4	5	6	6	6	6	6	6
$U_{\text{вс}}, \text{В}$										
$U_{\text{нс}}, \text{В}$										1.0
$f, \text{кГц}$										
$V, \text{В/мс}$										
$S_{\text{вс}}$										
$S_{\text{нс}}$										

8. После пяти измерений увеличивайте частоту f при $U_{\text{вх}} = 6$ В до достижения $U_{\text{нс}} \approx 1$ В. Результаты всех измерений записывайте в табл. 6.1.1.

9. Рассчитайте $V = 2\pi f U_{\text{вх}}$, а также $S_{\text{вс}} = \frac{U_{\text{вс}}}{U_{\text{вх}}}$, $S_{\text{нс}} = \frac{U_{\text{нс}}}{U_{\text{вх}}}$ и результаты запишите в табл. 6.1.1.

10. Постройте в масштабе скоростные характеристики ФВС $S_{\text{вс}} = f(V)$, ФНС $S_{\text{нс}} = f(V)$.

11. Сделайте анализ и выводы по работе.

12. На основе полученных результатов придумайте возможные применения исследованных фильтров.

Варианты задания к лабораторной работе № 6.1

Для всех вариантов. $R_1 = 5,1$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 30$ кОм, $R_4 = 10$ кОм, $R_5 = 3$ кОм, $R_6 = 7,5$ кОм, $R_7 = 1,5$ кОм, $q = 0,38$, $U_y = 3$ В.

Таблица 6.1.2

Номер стенда	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Номер подгруппы
$V_\phi, \text{В/мс}$	3,8	6,3	8,8	11,3	13,8	16,3	18,8	21,3	23,9	1
$V_\phi, \text{В/мс}$	5,0	7,5	10,0	12,6	15,1	17,6	20,1	22,6	25,0	2

Глава 7 ЛОГИЧЕСКИЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

7.1. Общие сведения

Как было указано в § 1.1, импульсно-числовой метод передачи и обработки сигналов позволяет обеспечить высокую надежность и высокую точность получения, обработки и использования информации. В этих целях широко используются самые различные логические и цифровые устройства – как простые, отдельные, самостоятельные устройства обработки сигналов, так и весьма сложные управляющие вычислительные системы, состоящие из этих устройств. Вначале они строились на базе электронных ламп и еще не обладали высокой надежностью и экономичностью. В 1952 г. под руководством С. А. Лебедева была построена первая отечественная ЭВМ типа БЭСМ-1, которая в то время была одной из лучших серийно выпускаемых машин в мире. Она содержала 5 тысяч ламп, время ее работы без сбоев составляло до 10 часов, быстродействие достигало 10 тысяч операций в секунду. ЭВМ второго поколения были построены на транзисторах в конце 50-х годов. Это – отечественные машины «Мир», «Минск-22», «Минск-32», БЭСМ-4 и др. Лучшая из них, БЭСМ-6, уже имела быстродействие до 1 млн операций в секунду. В 60-е годы возникла интегральная электроника. Использование интегральных микросхем резко улучшило качество ЭВМ, уменьшило габариты и потребление энергии, увеличило быстродействие машин. Была разработана единая система ЭВМ (ЕС ЭВМ) от ЕС-1020 до ЕС-1065. У них существенно увеличилась производительность и расширились функциональные возможности.

Четвертое поколение ЭВМ базируется на больших интегральных схемах (БИС) и сверхбольших интегральных схемах (СБИС). Отечественной промышленностью выпускаются микропроцессорные комплекты с частотой тактовых импульсов от 1 до 36 МГц.

Вначале цифровые системы управления строились на основе «жесткой логики». В них алгоритмы выработки и хранения информации были жестко связаны со схмотехникой. А это значит, что изменение алгоритмов в них возможно только путем изменения структуры системы замены электронных узлов и связей между ними. По сути дела, необходимо сконструировать, изготовить, установить и наладить новую цифровую систему управления. То есть такая система на

основе «жесткой логики» является специализированной системой, настроенной на решение одной задачи управления. Это имеет свои преимущества (в отличие от универсальной системы): нет аппаратной избыточности, т. е. каждый элемент работает «в полную силу» и быстродействие максимально высокое. Однако большим недостатком такой системы на основе «жесткой логики» является необходимость для каждой новой задачи проектировать и изготавливать новую систему. Этот процесс длительный и дорогостоящий.

В настоящее время оказалось выгоднее создавать гибкие, так называемые программируемые системы, которые перестраиваются на решение новой задачи путем замены программы функционирования и, в определенных условиях, путем самонастройки. Такими системами являются микропроцессорные системы МПС.

Современные микропроцессоры позволяют создавать микропроцессорные системы, представляющие собой сверхминиатюрные, дешевые устройства, потребляющие для своего функционирования очень малую мощность. Благодаря этому они получили широкое применение в устройствах автоматического управления, в устройствах измерения и контроля, в научных исследованиях. Такие микропроцессорные системы можно встраивать непосредственно в прибор. При помощи введенной в них программы они будут выполнять заданные функции.

В отличие от ЭВМ микропроцессорная система дополнительно имеет устройства сопряжения с объектом управления и контроля. К ним относятся датчики, усилители, аналого-цифровые преобразователи для ввода информации в цифровой форме, а также цифроаналоговые преобразователи для воздействия на объект управляющими сигналами в аналоговой форме.

7.2. Микропроцессорная система

В настоящее время микропроцессорные системы широко используются в системах контроля и управления технологическими процессами и объектами. При помощи микропроцессорных систем (МПС) достигается высокая точность и надежность контроля и управления. На рис. 7.1 приведена упрощенная блок-схема МПС.

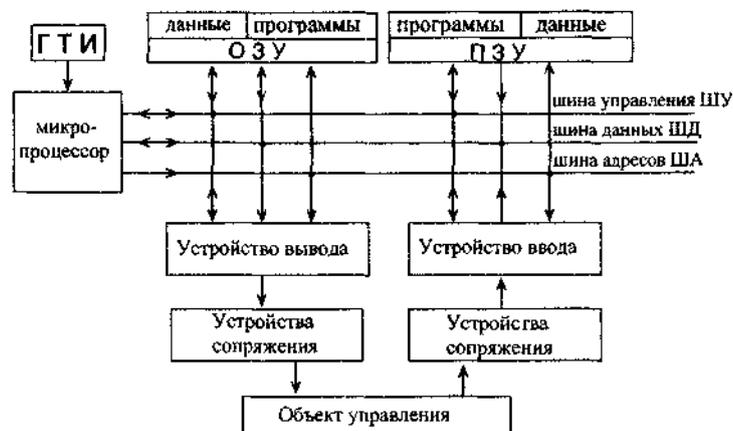


Рис 7.1. Микропроцессорная система

Микропроцессор является главным устройством, главным «действующим лицом» всей микропроцессорной системы. Микропроцессор производит обработку сигналов, несущих информацию о параметрах и состояниях объекта управления. Обработка сигналов производится в цифровой форме по определенным программам или с элементами самонастройки. В процессе обработки сигналов микропроцессор осуществляет математические операции, логические операции, «принимает решения» по управлению объектом, формирует сигналы управления и через внешние устройства воздействует на объект; получает сигналы о результатах управления, сравнивает результаты с заданием, корректирует управляющие программы и воздействия и т. д. Все эти операции производятся последовательно во времени – шаг за шагом (такт за тактом). Каждому такту соответствует одно изменение состояния микропроцессора. Для управления тактами в микропроцессор подаются импульсы от генератора тактовых импульсов ГТИ.

Для нормальной работы микропроцессорной системы, управляющей технологическим процессом, кроме микропроцессора, требуются внешние устройства: памяти, ввода-вывода, сопряжения. Для хранения «жестких» (неизменных) программ и неизменных данных (констант, коэффициентов и т. п.) используется *постоянное запоминающее устройство ПЗУ*. Оно работает только в режиме хранения и в режиме считывания. Записать в ПЗУ новые программы и данные

пользователь не может. Записанная в ПЗУ информация не стирается при отключении питания.

Для хранения данных, подлежащих обработке, результатов вычислений, скорректированных или самонастраивающихся программ, используется *оперативное запоминающее устройство ОЗУ*. Оно используется в условиях, когда необходимо выбирать и обновлять хранимую информацию в высоком темпе работы микропроцессора. Следовательно, ОЗУ должно работать: в режиме хранения информации при отсутствии обращения к нему, в режиме считывания хранимой информации (данных и программ) и в режиме записи новой информации. При этом в режимах чтения и записи ОЗУ работает с высоким быстродействием – доли микросекунды на запись или чтение одного слова.

Содержимое ОЗУ стирается при отключении источника питания.

Сигналы управления объектом, сформированные микропроцессором и хранимые во внутренних регистрах памяти микропроцессора или в ОЗУ, должны воздействовать на объект управления. С этой целью используется *устройство вывода и устройства сопряжения*. Устройство вывода по команде микропроцессора воспринимает сигналы управления в цифровой форме и через устройства сопряжения передает их на объект управления. Для временного хранения сигналов устройство вывода имеет свой регистр памяти.

Чаще всего для управления технологическим процессом или объектом требуются аналоговые величины – напряжение, ток, механическое воздействие и т. п. Поэтому в устройствах сопряжения имеются цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), усилители, электро-механические элементы и т. д.

Для получения информации о параметрах и состояниях технологического процесса или объекта управления в МПС предусмотрено устройство ввода. У него также имеется регистр памяти для временного хранения сигналов.

Сигналы, несущие информацию о параметрах и состояниях объекта управления и результатах управления, получаемые при помощи разнообразных датчиков, обычно имеют аналоговую форму и часто небольшую величину. А для ввода в микропроцессор необходимо иметь цифровые сигналы. Поэтому аналоговые сигналы, полученные при помощи датчиков, в устройствах сопряжения усиливаются до необходимой величины и при помощи аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преобразуются в цифровую форму перед поступлением на вход устройства ввода МПС.

Обмен информацией между микропроцессором и внешними блоками микропроцессорной системы (ОЗУ, ПЗУ, ввода-вывода) осуществляется по трем магистральным шинам: адресной, данных, управления. Магистральная шина представляет собой группу линий (проводов) передачи сигналов, выполняющих функции информационной связи между блоками. Число линий передачи в шине зависит от разрядности передаваемого слова. Для передачи каждого разряда требуется одна линия. Так, например, для передачи 8-разрядного слова в шине должно быть 9 проводов: 8 – на каждый разряд и один общий провод.

Шина данных двунаправленная. Это значит, что имеется возможность передачи данных как от микропроцессора к блокам (ОЗУ, вывода), так и к микропроцессору от блока (ОЗУ, ПЗУ, ввода). Передачи разделены во времени и осуществляются по сигналам управления, вырабатываемым специальным блоком управления, находящимся внутри микропроцессора.

Шина управления также двунаправленная. По ней передаются внешним блокам сигналы управления от блока управления, находящегося внутри микропроцессора, а также от внешних блоков к микропроцессору (например, сигнал прерывания от устройства ввода). Это – не сигналы управления объектом или технологическим процессом. Это – сигналы синхронизации работы всех блоков МПС, в том числе и находящихся внутри микропроцессора (МП). Все блоки МПС работают в определенной временной последовательности согласно выполняемой программе и поэтому их работа должна быть синхронизирована. На рис. 7.1 двунаправленность шин данных и управления показана двумя противоположно направленными стрелками.

Шина адресов однонаправленная. По ней передается информация от микропроцессора к ОЗУ, ПЗУ и устройствам ввода-вывода. Сигналы в двоичном коде передают адрес, согласно которому требуется из ячейки памяти извлечь необходимую в данный момент информацию и передать ее в микропроцессор.

7.3. Микропроцессор

Микропроцессор (МП) – это довольно сложное электронное устройство, состоящее из множества разнообразных взаимосвязанных функциональных блоков, выполняющих свои функции в определенной последовательности во времени. В принципе, каждый функциональный блок может быть изготовлен отдельно, и из них можно со-

брать процессор, который будет выполнять необходимую обработку сигналов по программе. Однако это будет не микропроцессор, а достаточно громоздкое малонадежное вычислительное устройство. Микропроцессоры выполняют с использованием технологии больших интегральных схем (БИС). В этом случае получают сверхмалые габариты и высокую надежность. Для пользователя полезно иметь хотя бы весьма упрощенное представление о структуре микропроцессора. Такая упрощенная обобщенная структурная схема МП приведена на рис. 7.2.

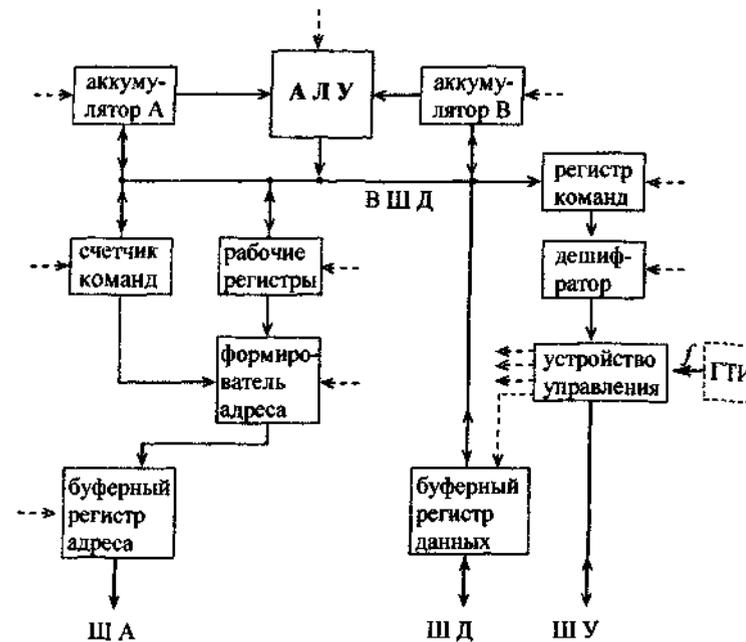


Рис 7.2. Упрощенная структурная схема микропроцессора

Главным функциональным блоком МП является арифметико-логическое устройство АЛУ, которое по командам выполняет операции сложения, вычитания, сравнения, сдвига, логического сложения (ИЛИ), логического умножения (И) над двумя числами (операндами). Вид операции определяется командным кодом, который содержится в регистре команд.

Код очередной команды декодируется дешифратором и подается в устройство управления, которое, в зависимости от содержания команды, подает тактирующие управляющие сигналы на соответствующие функциональные блоки микропроцессора (на рис. 7.2 показаны пунктирными стрелками), или в магистральную шину управления ШУ на внешние устройства: ОЗУ, ПЗУ, ввода, вывода.

АЛУ при своем функционировании обменивается информацией (исходными данными, промежуточными и окончательными результатами вычислений) со сверхоперативной памятью – аккумулятором А, аккумулятором В, рабочими регистрами, которые подсоединены к внутренней шине данных ВШД. По сигналу устройства управления ВШД через буферный регистр данных подключается к внешней шине данных ШД для обмена информацией между микропроцессором и внешними устройствами.

Счетчик команд фиксирует номер выполняемой команды. В соответствии с номером следующей команды формирователь адреса определяет адрес следующего операнда, который через буферный регистр адреса по сигналу устройства управления передается во внешнюю шину адреса ША. По этому адресу из внешних устройств извлекается требуемая информация и, посредством ШД, через буферный регистр данных передается в ВШД для использования в арифметических и логических операциях.

Особенность буферных регистров состоит в том, что в каждом разряде в них используются логические элементы с тремя состояниями: лог.0, лог.1 и «отключено». В состоянии «отключено» буферный регистр отключает микропроцессор от внешних шин (шин данных и адреса), предоставляя их в распоряжение внешних устройств, а также позволяет использовать одну и ту же шину данных ШД как для приема данных (т. е. в качестве входной шины), так и для выдачи данных (т. е. в качестве выходной шины). Такое использование шины данных позволяет существенно сократить число выводов в корпусе микропроцессора – микросхемы.

Микропроцессорная система работает следующим образом (рис. 7.1, 7.2).

Пусть управление технологическим процессом (объект управления) происходит по программе, которая хранится в ОЗУ. Микропроцессор по известному адресу из ОЗУ выбирает очередную команду и через буферный регистр данных записывает в регистр команд. Эта команда декодируется дешифратором и устройство управления вклю-

чает соответствующее устройство, например, АЛУ, которое выполняет соответствующую программе операцию. Счетчик команд фиксирует выполнение этой команды (записывает номер команды) и подает информацию на формирователь адресов, который, с учетом информации в рабочих регистрах, определяет следующий адрес, по которому микропроцессор выбирает из ОЗУ требуемую информацию (данные) и через буферный регистр данных записывает в рабочие регистры (или в аккумуляторы) для расчетов в АЛУ. Таким образом рассчитывается очередное управляющее воздействие по программе на объект управления. Это воздействие в виде информации в цифровом коде через буферный регистр данных и шину данных ШД поступает в регистр устройства вывода, где запоминается.

Микропроцессор производит следующие операции по программе.

Цифровой код из регистра устройства вывода передается в устройство сопряжения, где при помощи цифро-аналогового преобразователя ЦАП преобразуется в соответствующее ему напряжение управления U_y . Обычно этого напряжения недостаточно для непосредственного воздействия на объект управления. Поэтому в устройстве сопряжения установлены усилители напряжения и мощности, которые и усиливают управляющий электрический сигнал.

Далее, в зависимости от конкретного объекта управления, либо непосредственно, либо через электромеханическое устройство (например, электродвигатель) этот управляющий электрический сигнал воздействует на объект управления (изменяет его состояние или параметры).

Результаты управляющего воздействия измеряются при помощи соответствующих датчиков (преобразователей параметров технологического процесса в пропорциональный сигнал – обычно, напряжение), находящихся в устройстве сопряжения (см. рис. 7.1). Напряжения датчиков усиливаются до необходимой величины и при помощи аналого-цифровых преобразователей АЦП преобразуются в соответствующие цифровые коды, которые поступают в устройство ввода, где записываются в регистры памяти.

По сигналу прерывания, поступившего от устройства ввода в микропроцессор, микропроцессор прерывает вычисления, переводит информацию о результатах управления из устройства ввода в регистры данных ОЗУ, производит сравнение и корректировку своих управляющих сигналов и вновь через устройство вывода воздействует на объект управления, и т. д.

Анализируя функциональную структуру микропроцессорной системы и микропроцессора, и работу МПС, мы видим, что они состоят из ограниченного количества логических и цифровых устройств: логических элементов, дешифраторов, счетчиков, регистров, ЦАП, АЦП и др. Они могут быть и как часть микропроцессора (изготовленные на одном кристалле), а также выпускаются промышленностью в виде отдельных микросхем.

В последующих разделах мы познакомим читателя с этими устройствами, с их назначением, работой, параметрами, характеристиками.

7.4. Логические устройства

Логические устройства предназначены для выполнения логических операций «ИЛИ», «И», «НЕ». Они широко используются в микропроцессорной технике, а также в других цифровых электронных устройствах.

1. Логическая операция «ИЛИ» представляет собой логическое сложение (дизъюнкция). Она означает, «выходное событие произойдет тогда, когда произойдет хотя бы одно из нескольких управляющих (входных) событий». Это можно пояснить при помощи электрической цепи, показанной на рис. 7.3, а. Для того, чтобы лампа накаливания ЛН засветилась (событие y), достаточно замкнуть ключ K_1 (событие x_1), ИЛИ ключ K_2 (событие x_2), ИЛИ оба ключа (событие $x_1 + x_2$). На рис. 7.3, б приведено обозначение логического элемента «ИЛИ», имеющего два входа x_1, x_2 и один выход y . Принципиально число входов x может быть значительно больше двух. Используя двоичную систему счисления для определения состояния событий x и y , можно составить таблицу истинности (табл. 7.1) для двухвходового логического элемента ИЛИ, указанного на рис. 7.3, б.

Таблица 7.1

x_1	x_2	y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

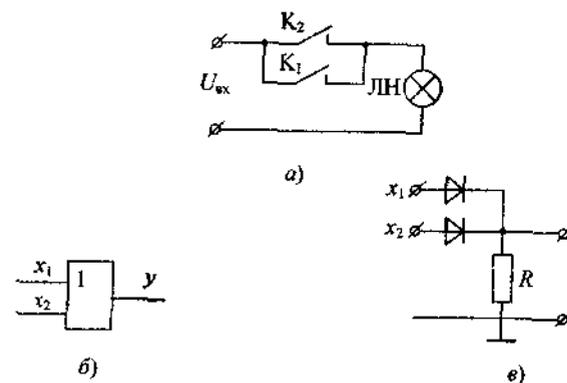


Рис 7.3. Операция и элемент ИЛИ.
а – электрическая модель операции ИЛИ, б – обозначение элемента ИЛИ,
в – диодная схема элемента ИЛИ

Будем считать, что если состоялось событие (ключ K включен, ЛН засветилось), то это обозначается цифрой 1 ($x_1 = 1, y = 1$), если не состоялось событие (ключ не замкнут, или ЛН не засветилось), то это обозначается цифрой 0 ($x_1 = 0$, или $y = 0$). Тогда таблица истинности 7.1 для элемента ИЛИ определяется формулой $y = x_1 \vee x_2$ (читается « x_1 или x_2 »).

2. Логическая операция «И» представляет собой логическое умножение (конъюнкция). Она означает, что «выходное событие произойдет только тогда, когда произойдут все управляющие (входные) события одновременно». Это можно пояснить при помощи электрической цепи, показанной на рис. 7.4, а. Для того, чтобы лампа накаливания ЛН засветилась (событие y), необходимо, чтобы были замкнуты: И ключ K_1 (событие x_1), И ключ K_2 (событие x_2), т. е. $y = x_1 \wedge x_2$ (читается « x_1 и x_2 »). Число входов x (ключей K) может быть больше двух.

На рис. 7.4, б приведено обозначение логического элемента И на два входа. Таблица истинности 7.2 отражает работу элемента И, указанного на рис. 7.4, б.

Таблица 7.2

x_1	x_2	y
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

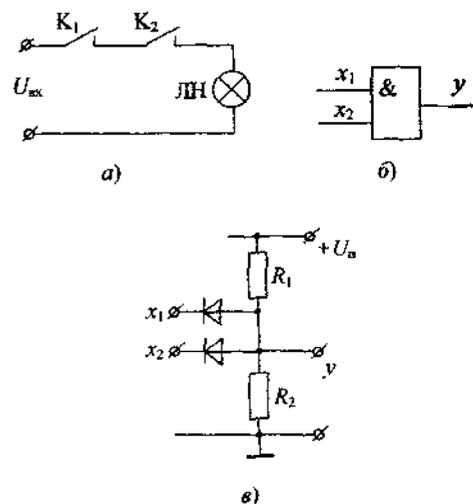


Рис. 7.4. Операция и элемент И:
а – электрическая модель операции И; б – обозначение элемента И;
в – диодная схема элемента И

3. Логическая операция «НЕ» представляет собой логическое отрицание (инверсия). Она означает, что «выходное событие произойдет тогда, когда управляющее (входное) событие отсутствует». Как и ранее, поясним это логическое утверждение с помощью электрической цепи, показанной на рис. 7.5, а.

Для того чтобы лампа накаливания ЛН загорелась (событие y), необходимо, чтобы ключ К был НЕ включен (нет события \bar{x}), т. е., $y = \bar{x}$ (читается «не x »). На рис. 7.5, б приведено обозначение логического элемента НЕ. Таблица истинности 7.3 отражает работу элемента НЕ.

Таблица 7.3

x_1	y
0	1

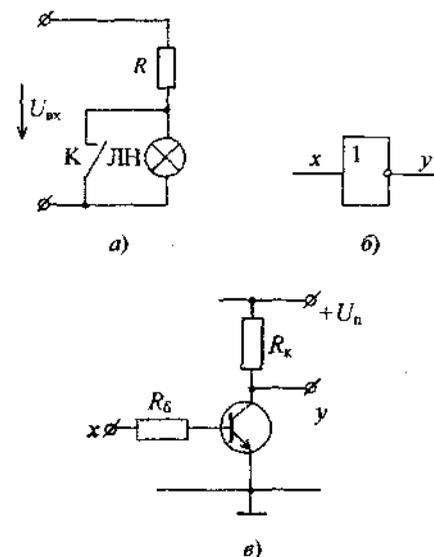


Рис. 7.5. Операция и элемент НЕ:
а – электрическая модель операции НЕ; б – обозначение элемента НЕ;
в – схема элемента НЕ

Логические элементы изготавливают по интегральной технологии и выпускают в виде микросхем различных серий, схемы и параметры которых указаны в соответствующих справочниках. Логические элементы выполняют на основе диодов и транзисторов (тип логики ДТЛ), на основе транзисторов (тип логики ТТЛ), на основе полевых транзисторов (тип логики:МОП-структуры), которые отличаются между собой различными параметрами: быстродействием, входным сопротивлением, стабильностью входного напряжения и т. д. (см. справочники).

Примеры микросхем: К131ЛН1 – 6 элементов НЕ в одном корпусе, К555ЛН2 – 6 элементов НЕ с открытым коллекторным выходом, К555ЛИ1 – 4 элемента 2И (с двумя входами), К555ЛЛ1 – 4 элемента 2ИЛИ.

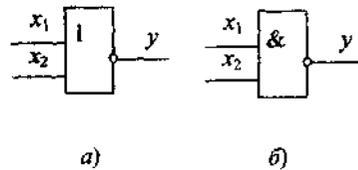
Большее распространение получили комбинированные логические элементы ИЛИ-НЕ, а также И-НЕ. Они более удобны как в изготовлении, так и в применении в конкретных цифровых устройствах. На рис. 7.6 показаны их обозначения. В таблице истинности 7.4 отражена работа логического элемента ИЛИ-НЕ (сравни с табл. 7.1), а в табл. 7.5 – логического элемента И-НЕ (сравни с табл. 7.2).

Таблица 7 4

x_1	x_2	y
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Таблица 7 5

x_1	x_2	y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Рис 7 6 Логические элементы
а – ИЛИ-НЕ, б – И-НЕ

Примеры микросхем: 555ЛА1 – 2 элемента 4И-НЕ (4 входа), 555ЛА2 – элемент 8И-НЕ (8 входов). 555ЛА3 – 4 элемента 2И-НЕ, К555ЛЕ1 – 4 элемента 2ИЛИ-НЕ.

На рис. 7.7 показано обозначение микросхемы К555ЛА1.

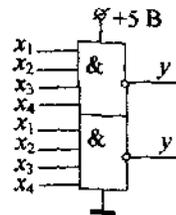


Рис. 7.7. Обозначение двух элементов 4И-НЕ в одном корпусе

В одном корпусе размещено два независимых логических элемента 4И-НЕ с четырьмя входами каждый. При этом для обоих элементов имеется один общий вывод и вывод питания +5 В.

7.5. Комбинационные устройства

На основе ранее рассмотренных логических элементов могут быть построены более сложные комбинационные логические устройства, решающие более сложные логические задачи. Рассмотрим построение таких комбинационных устройств на простом примере.

Пусть в технологическом процессе задействованы четыре двигателя, состояние которых существенно влияет на параметры технологического процесса. Включенное состояние каждого двигателя обозначим при помощи знаков x_1, x_2, x_3, x_4 , а отключенное состояние обозначим при помощи инверсий $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \bar{x}_4$. Предположим, что аварийное состояние технологического процесса определяется логическим уравнением

$$y = (x_1 \bar{x}_2)(x_3 + x_4). \quad (7.1)$$

Согласно уравнению, $y=1$ будет только тогда, когда $x_1=1, x_2=0$, а также когда $x_3+x_4=1$, т. е. при комбинациях $x_3=1, x_4=0$, или $x_3=0, x_4=1$, или $x_3=1, x_4=1$. Это значит, что при работающем хотя бы одном из двух двигателей (x_3 и x_4) аварийное состояние наступит при отключении второго двигателя (\bar{x}_2). Следовательно, от такой комбинации состояний двигателей необходимо защитить технологический процесс. Для включения защиты необходимо сформировать сигнал, соответствующий только аварийному состоянию. С этой целью построим комбинационное устройство на основе логических элементов И, ИЛИ, НЕ, которое будет на выходе формировать сигнал, соответствующий аварийной комбинации состояний двигателей, описываемой вышеприведенным логическим уравнением (7.1). На рис 7 8 показана схема такого комбинационного логического устройства, на выходе которого появится сигнал (логическая 1) только при аварийной комбинации состояний двигателей. Составим таблицу истинности 7.6, отражающую работу комбинационного устройства на рис. 7.8. Как видим из табл. 7.6, на выходе комбинационного устройства на рис. 7.8 появляется сигнал ($y=1$) только при вышеуказанных комбинациях состояний двигателей.

Таблица 7.6

x_1	x_2	x_3	x_4	y
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0

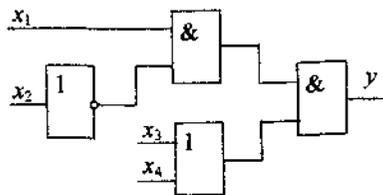


Рис 7.8. Комбинационное устройство

Для решения часто встречающихся логических комбинационных задач электротехнической промышленностью изготавливаются комбинационные устройства в микросхемном исполнении. Применение таких микросхем существенно упрощает создание сложных цифровых устройств, снижает стоимость и повышает их надежность. Рассмотрим некоторые наиболее часто применяемые комбинационные интегральные микросхемы.

7.5.1. Дешифраторы

В общем случае дешифраторы используются для преобразования n -разрядного двоичного кода на входе в соответствующую комбинацию сигналов на выходе. В микропроцессорной технике дешифратор чаще всего применяют для преобразования n -разрядного двоичного кода в унитарный код на 2^n выходах, при котором каждому n -разрядному двоичному коду на входе соответствует сигнал только на одном из 2^n выходов. Номер этого выхода в десятичном коде определяется из уравнения (1.1)

$$N = a \cdot 2^0 + a \cdot 2^1 + a \cdot 2^2 + \dots + a \cdot 2^{n-1},$$

где n – число разрядов двоичного кода; a – состояние разряда двоичного кода, т. е. $a = 0$, либо $a = 1$.

Например, если на вход подан двоичный код 1011, то $N = 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 = 1 + 2 + 0 + 8 = 11$, т. е. этому двоичному коду на входе соответствует 11 выход. Для примера рассмотрим дешифратор на микросхеме К555ИДЗ, схема которого приведена на рис. 7.9.

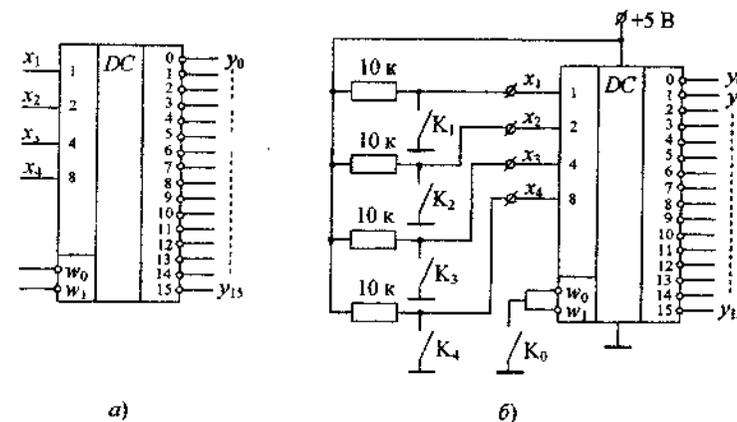


Рис 7.9 Обозначение и работа дешифратора.
а – дешифратор К553ИДЗ, б – схема получения таблицы истинности дешифратора

Микросхема имеет четыре прямых входа (x_1-x_4), 16 инверсных выходов (y_0-y_{15}) и два дополнительных инверсных входа w_0, w_1 , расширяющих возможности управления дешифратором. Логика работы дешифратора К533ИДЗ отражена в табл. 7.7, полученной экспериментально по схеме на рис. 7.9, б. Из таблицы видно, что при $w_0 = 0$ и $w_1 = 0$ каждому двоичному коду на входе (x_1-x_4) соответствует один единственный инверсный выход, логический сигнал 0, а на всех остальных выходах нет сигнала, логический сигнал 1, согласно уравнению (1.1) с учетом инверсии. При $w_0 \neq 0$ и $w_1 \neq 0$ дешифратор не работает (на выходах нет сигнала, т. е. на всех выходах 1). Разрешающие выходы w_0, w_1 также можно использовать для наращивания числа входов и выходов дешифратора путем подключения дополнительных микросхем К533ИДЗ.

Для указанного в примере кода 1011 в дешифраторе на рис. 7.9 будет $x_1 = 1, x_2 = 1, x_3 = 0, x_4 = 1$, чему в таблице соответствует выход y_{11} .

Таблица 7.7

w_1	w_2	x_4	x_3	x_2	x_1	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9	y_{10}	y_{11}	y_{12}	y_{13}	y_{14}	y_{15}	
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	1	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

7.5.2. Мультиплексоры

Часто появляется необходимость одну цепь подключать к другим различным цепям, каждая из которых имеет свой адрес, выраженный в двоичном или десятичном коде. Например, при пользовании телефоном мы можем соединиться с любым абонентом, набрав его номер телефона (адрес выбираемой цепи из множества возможных). Это подключение осуществляет специальное коммутирующее устройство, находящееся на телефонной станции. Этот процесс можно проиллюстрировать при помощи схемы на рис. 7.10, где осуществляется подключение абонента y к цепи x_i в соответствии с двоичным кодом, определяющим адрес цепи x_i .

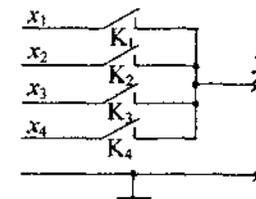


Рис 7.10 Коммутатор

Пусть адрес цепи определяется двухразрядным двоичным кодом V_1, V_2 (цепи адресного управления ключами не показаны). При $V_1 = 0, V_2 = 0$ замыкается ключ K_1 и абонент y подсоединяется к цепи x_1 ; при $V_1 = 1, V_2 = 0$ — к цепи x_2 ; при $V_1 = 0, V_2 = 1$ — к цепи x_3 ; при $V_1 = 1, V_2 = 1$ замыкается K_4 и подсоединяет y к цепи x_4 . Такую же функцию выполняет и мультиплексор.

Мультиплексор — это электронный коммутатор, представляющий собой комбинационное устройство с одним выходом y . На входе он имеет N информационных входов $x_0, x_1, x_2, \dots, x_k$, а также n адресных входов V_1, V_2, \dots, V_n , на которые подаются сигналы, определяющие адрес информационного входа x_i . На рис. 7.11 показано обозначение мультиплексора.

В этом мультиплексоре инверсный выход y соединяется с любым из информационных входов $x_0 - x_7$ согласно адресу, определяемому трехразрядным двоичным кодом. Число информационных входов x определяется числом адресных входов (числом n разрядов двоичного кода) $N = 2^n$. В данной микросхеме $N = 2^3 = 8$.

Пусть на адресные входы подана комбинация $V_1 = 0, V_2 = 1, V_3 = 1$ (двоичный код 110). В соответствии с уравнением (1.1), этому коду будет соответствовать цепь x_6 , т. к. $N = 0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 = 6$. Следовательно, при коде 110 выход мультиплексора будет подключен к входу x_6 , т. е. информация с входа x_6 будет передаваться на выход y .

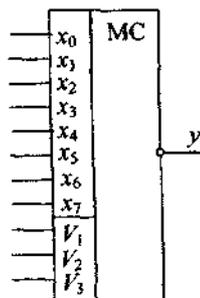


Рис. 7.11. Мультиплексор

Мультиплексоры применяются в микропроцессорных системах, например, при выборе регистра, в котором хранятся требуемые данные для вычислений по программе.

7.6. Триггеры

В цифровых электронных устройствах, в том числе и в микропроцессорных системах, информация обрабатывается в двоичном коде. Это значит, что сигналы, несущие эту информацию, имеют всего два значения: 1 или 0. Следовательно, цифровые устройства, работающие в двоичном коде, должны иметь два устойчивых состояния. При одном состоянии выходное напряжение мало ($U_{\text{вых}} \rightarrow 0$), а при втором состоянии выходное напряжение достаточно большое ($U_{\text{вых}} \rightarrow U_{\text{пит}}$). Обычно состояние $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{пит}}$ принимают за цифру 1, а состояние $U_{\text{вых}} \approx 0$ – за цифру 0.

Устройство, имеющее два устойчивых состояния, называют триггером. В триггере действует положительная обратная связь (ПОС), которая, при поступлении на вход триггера запускающего импульса, скачком переводит триггер в другое состояние, например, из состояния, соответствующего 0, в состояние, соответствующее 1.

При отсутствии запускающего импульса триггеры сохраняют свое состояние сколько угодно долго, естественно, при включенном источнике питания.

Триггеры широко используются в импульсных и цифровых устройствах: в качестве бесконтактного реле, делителя на 2 частоты импульсов, а также для создания счетчиков импульсов, регистров памяти и других устройств. В зависимости от функционального назначения триггеры подразделяются на: *RS*-триггеры, *D*-триггеры, *T*-триггеры и *JK*-триггеры. В зависимости от внутренней структуры триггеры бывают одноступенчатыми и двухступенчатыми. Двухступенчатые триггеры состоят из двух одноступенчатых триггеров, соединенных последовательно и работающих последовательно во времени. Это повышает надежность их функционирования. Однако быстродействие их вдвое ниже, чем у одноступенчатых триггеров. Триггер *RS* из них является простейшим. Условное обозначение *RS*-триггера показано на рис. 7.12.

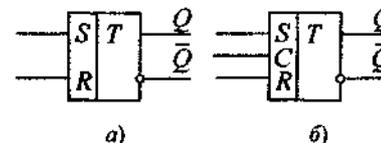


Рис. 7.12. *RS*-триггеры:
а – асинхронный; б – синхронный

Триггер имеет два выхода: прямой Q и инверсный \bar{Q} . В асинхронном триггере установка его состояния, т. е. запись поступившей на вход информации, происходит сразу же с поступлением сигнала на один из входов. В синхронном триггере имеется дополнительный вход C для тактового (синхронизирующего) сигнала. В нем информация (в какое состояние надо переключить триггер) также поступает на вход S или вход R , но установка состояния триггера, т. е. запись информации, происходит при поступлении на вход C тактового импульса, т. е. $C = 1$. При этом переход в другое состояние происходит, как правило, по заднему фронту синхронизирующего импульса. При отсутствии тактового импульса, т. е. $C = 0$, триггер находится в режиме хранения предыдущей информации, независимо от состояния входов R и S . На рис. 7.13 показаны временные диаграммы работы *RS*-триггера.

Таблица 7.8

S	R	Q
0	0	Q_0
1	0	1
0	1	0
1	1	-

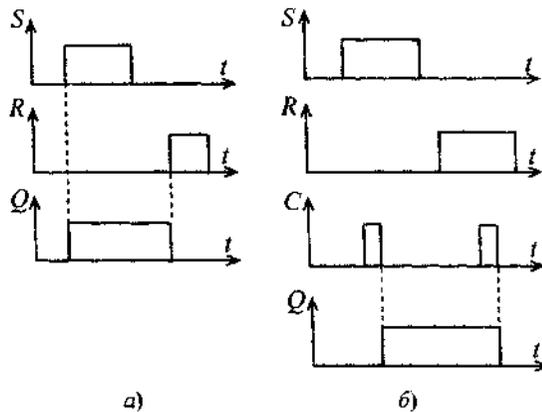


Рис. 7.13. Временные диаграммы работы RS-триггера: а – асинхронного, б – синхронного

Состояния RS-триггера показаны в табл. 7.8. Как видно из таблицы, при отсутствии информации на входах, т. е. $S = 0$ и $R = 0$, триггер находится в режиме хранения прежде поступившей информации – $Q = Q_0$. При комбинации $S = 1, R = 0$ триггер переходит в состояние $Q = 1$ и наоборот, при $S = 0, R = 1$ триггер переходит в состояние $Q = 0$. Комбинация $S = 1$ и $R = 1$ дает неопределенный результат (или $Q = 1$, или $Q = 0$) и поэтому ее называют запрещенной. RS-триггеры используют как элементы памяти в запоминающих устройствах и регистрах.

D-триггер имеет один информационный вход D и тактовый вход C , а также, как и все триггеры, два выхода: прямой Q и инверсный \bar{Q} . Условное обозначение D-триггера показано на рис. 7.14.

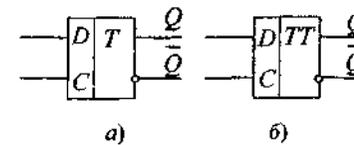


Рис. 7.14. D-триггер: а – одноступенчатый; б – двухступенчатый

Информационный вход D определяет состояние триггера, в которое он перейдет после поступления тактового импульса на вход C . Это состояние определяется соотношением $Q = D$, т. е. при $D = 1$ и $Q = 1$, а при $D = 0$ и $Q = 0$. Временные диаграммы работы D-триггера приведены на рис. 7.15, а состояния указаны в табл. 7.9.

Таблица 7.9

D	C	Q
0	0	Q_0
0	1	0
1	1	1
1	0	1

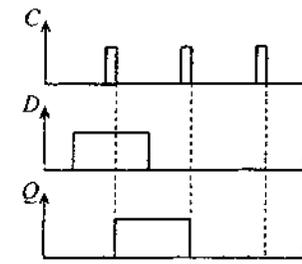


Рис. 7.15. Временные диаграммы D-триггера

Как видно из рис. 7.15 и табл. 7.9, переход D-триггера из одного состояния в другое происходит только при $C = 1$, т. е. при поступлении тактового импульса по его заднему фронту (в момент его исчезновения). При $C = 0$ триггер находится в режиме хранения, т. е. сохраняет состояние $Q_0 = 1$ (или $Q_0 = 0$) до прихода тактового импульса. Нередко для расширения возможностей управления в D-триггере устанавливают дополнительный вход. Так, например, в DV-триггере (рис. 7.16) уста-

навливают вход V , при помощи которого можно изменять режим работы триггера. При $V = 1$ триггер работает в режиме D -триггера, а при $V = 0$ – в режиме хранения информации, невзирая на поступления тактовых импульсов на вход C .

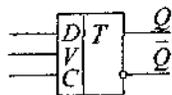


Рис 7.16. DV -триггер

D -триггеры используются в различных устройствах памяти, особенно в последовательных регистрах.

T -триггер (его называют счетным триггером) имеет один вход T и два выхода: Q и \bar{Q} . Особенность его заключается в том, что каждый входной импульс (на входе T) изменяет состояние триггера на обратное. Следовательно, в T -триггере происходит деление количества входных импульсов на два. Обычно для установки T -триггера в требуемое начальное состояние перед подачей входных импульсов в нем устанавливают дополнительный управляющий вход V . Если надо установить T -триггер в начальное состояние $Q = 0$, то вход V выполняет функцию входа R – как в RS -триггере. Если же необходимо T -триггер установить в начальное состояние $Q = 1$, то вход V должен быть типа S – как в RS -триггере. На рис. 7.17 показаны обозначения T -триггера и временная диаграмма его работы.

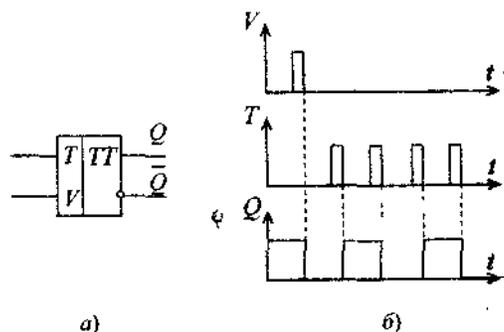


Рис 7.17. Обозначение и работа T -триггера:
а – T -триггер; б – временные диаграммы

Как видим из временной диаграммы, T -триггер до прихода входных импульсов находился в состоянии $Q = 1$. Для перевода его в начальное состояние на вход V подан управляющий импульс, который установил T -триггер в состояние $Q = 0$. Здесь вход V -типа входа R в RS -триггере. При поступлении импульсов на вход T каждый импульс изменяет состояние триггера на обратное. В результате, вместо четырех импульсов на входе, на выходе получилось только два импульса, т. е. происходит пересчет импульсов с коэффициентом два.

На основе T -триггеров (триггеры со счетным входом) строят различные счетчики и делители числа импульсов.

JK -триггер является универсальным триггером, который способен выполнять функции каждого из рассмотренных выше триггеров. Поэтому он широко представлен в современных сериях интегральных схем, выпускаемых нашей промышленностью. Обозначение JK -триггера показано на рис. 7.18.

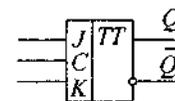


Рис 7.18. JK -триггер

Если JK -триггер должен работать в режиме RS -триггера, то вход J должен выполнять роль входа S (J есть S), а вход K должен выполнять роль R (K есть R). Тогда получится синхронный RS -триггер. Временная диаграмма его работы будет такой же, что показана на рис. 7.13, б. Если JK -триггер должен выполнять функцию T -триггера, то в этом случае на входы J и K подается от источника питания потенциал, соответствующий логической единице, т. е. $J = K = 1$. Тогда роль входа T в JK -триггере будет выполнять вход C . В этом случае после каждого тактового импульса по его срезу триггер будет переходить в другое состояние, как показано на временной диаграмме рис. 7.17, б. JK -триггер можно использовать и в качестве D -триггера. Но оказалось более выгодным применять D -триггеры в виде специальных микросхем, где можно в одном корпусе располагать два или четыре триггера.

Для расширения функциональных возможностей JK -триггеров обычно в реальных микросхемах устанавливают дополнительные входы, например, как в JK -триггере типа $K555TB6$, обозначение которого показано на рис. 7.19.

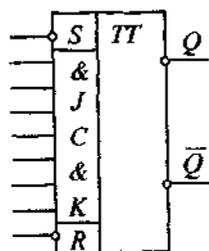


Рис 7 19. JK-триггер типа K555TB6

Микросхема K555TB6 имеет в одном корпусе два JK-триггера, в которых установлены дополнительные входы R для сброса триггеров в исходное состояние.

Примечание. Как и раньше, в обозначениях цепи питания не показаны.

Контрольные вопросы

1. Что такое микропроцессорная система? Какова ее функция?
2. Из каких основных устройств состоит микропроцессорная система?
3. Какие функции выполняет ОЗУ и ПЗУ в микропроцессорной системе?
4. Какую функцию выполняет ГТИ?
5. Каково назначение микропроцессора в МПС?
6. Какие функции выполняет устройство вывода и устройство ввода в МПС?
7. Для чего в МПС установлены устройства сопряжения?
8. Назначение шины данных, шины управления и шины адресов. Направления передачи информации по этим шинам.
9. Дайте словесное описание работы МПС.
10. Из каких основных устройств состоит микропроцессор?
11. Каково назначение устройства управления? Как оно выбирает, в какое устройство подать следующую команду?
12. Какую роль выполняют АЛУ в микропроцессоре?
13. Для чего к АЛУ подключены аккумуляторы A и B?
14. Роль буферных регистров в микропроцессоре.
15. Чем отличаются друг от друга счетчик команд и регистр команд в микропроцессоре?

16. Каково назначение формирователя адреса в микропроцессоре?
17. Какова функция логического элемента «ИЛИ» и его таблица истинности?
18. Какова функция логического элемента «И» и его таблица истинности?
19. Какова функция логического элемента «НЕ»?
20. Каковы таблицы истинности логических элементов «ИЛИ-НЕ» и «И-НЕ»?
21. Что такое дешифратор и какова его функция?
22. Что такое мультиплексор и какова его функция?
23. RS-триггер и его назначение.
24. Чем отличается D-триггер от RS-триггера и каковы его функции?
25. Какова функция T-триггера и где он используется?
26. Какие функции может выполнять JK-триггер?
27. Чем отличается двухступенчатый триггер от одноступенчатого?

7.7. Счетчики импульсов

Счетчик импульсов – это электронное устройство, которое осуществляет счет поступивших на его счетный вход импульсов, формирует результат счета в заданном коде, например, двоичном, и, при необходимости, хранит этот результат. Обычно счетчики строят на основе двухступенчатых T-триггеров.

По выполняемым функциям счетчики можно подразделить на суммирующие, вычитающие, реверсивные. По формируемому коду счетчики подразделяют на двоичные, двоично-десятичные.

Основными параметрами счетчиков являются быстродействие и емкость (число разрядов).

На рис. 7.20 приведены схема четырехразрядного двоичного суммирующего счетчика и временные диаграммы. Счетчик собран на четырех T-триггерах. Установочные входы R всех триггеров соединены вместе. При подаче на входы R импульса все разряды счетчика устанавливаются в нулевое состояние, т. е. $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$.

На информационный вход T триггера младшего разряда (вход счетчика) подаются импульсы, подлежащие счету. Остальные триггеры счетчика соединены последовательно: прямой выход Q предыдущего триггера соединен со входом T последующего триггера, как показано на рис. 7.20, а.

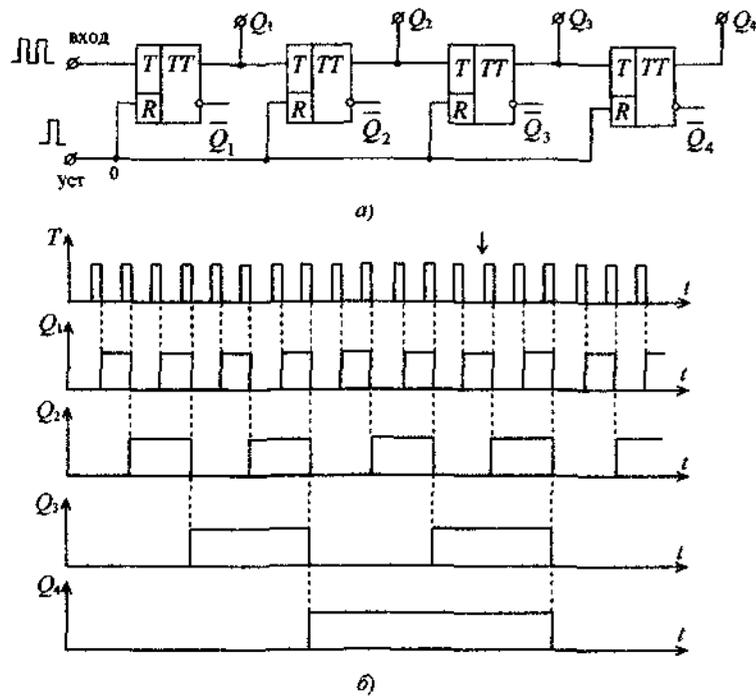


Рис. 7.20. Схема и работа счетчика:
а – суммирующий счетчик; б – временные диаграммы

Как видно из временных диаграмм, каждый импульс, поступающий на вход счетчика, задним фронтом (срезом) переводит младший разряд (выход Q_1) в другое состояние, т. е. происходит деление количества импульсов на 2. Импульсы Q_1 на выходе триггера первого (младшего) разряда задним фронтом переводят триггер второго разряда (выход Q_2) в другое состояние, т. е. осуществляется деление импульсов с выхода Q_1 на 2. Импульсы с выхода Q_2 переключают триггер третьего разряда, который тоже делит на 2 количество импульсов с выхода Q_2 , и т. д. (рис. 7.20, б). Шестнадцатый импульс задним фронтом возвращает четырехразрядный двоичный счетчик на рис. 7.20 в исходное состояние $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$. При этом импульс с выхода Q_4 задним фронтом возбуждает пятый триггер счетчика

(если счетчик многоразрядный) и т. д. Состояния разрядов счетчика определяет накопленное число импульсов в двоичном коде, т. е., счетчик одновременно формирует результат счета в двоичном коде. Связь между числом накопленных в счетчике импульсов в десятичном коде и двоичным кодом определяется уравнением (1.1). Пусть на вход счетчика поступило 13 импульсов и на этом поступление серии импульсов прекратилось (на рис. 7.20, б указано стрелкой). Этому, как видно из временных диаграмм, соответствует состояние $Q_1 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_3 = 1$, $Q_4 = 1$, т. е. двоичный код 1101. Следовательно,

$$N = 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 = 1 + 0 + 4 + 8 = 13.$$

Суммирующие двоичные счетчики выпускаются промышленностью в виде микросхем, например, в серии К555 двоичный счетчик К555ИЕ5, обозначение которого приведено на рис. 7.21.

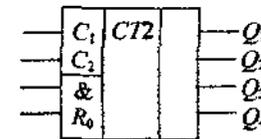


Рис. 7.21. Двоичный счетчик

В этой микросхеме имеется суммирующий трехразрядный счетчик, входом которого является C_2 , а выходами Q_2 , Q_3 , Q_4 . Вход C_1 и выход Q_1 принадлежат отдельному триггеру, который может быть использован как ячейка памяти для расширения возможностей микросхемы. Для получения четырехразрядного счетчика выход Q_1 соединяется со входом C_2 . Тогда вход C_1 будет являться входом четырехразрядного счетчика.

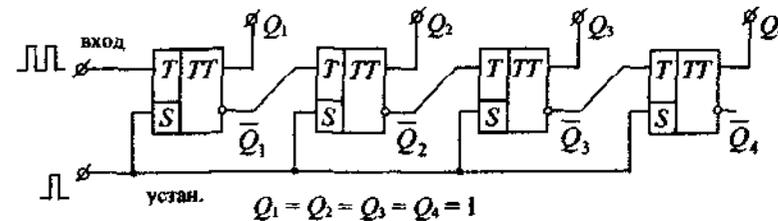


Рис. 7.22. Вычитающий счетчик

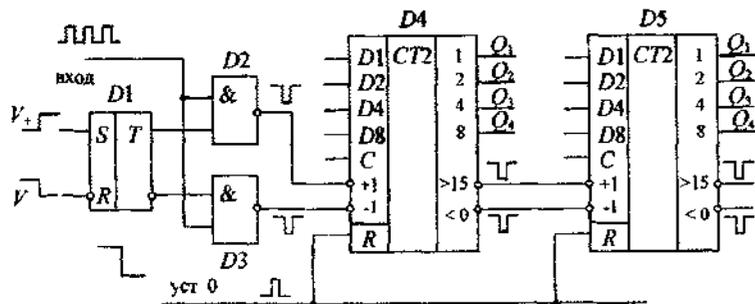


Рис 7 24. Схема 8-разрядного реверсивного двоичного счетчика

Подключив еще одну микросхему счетчика, получим двенадцатизрядный реверсивный двоичный счетчик емкостью $N = 2^{12} - 1 = 4095$.

Кроме двоичных счетчиков широкое распространение получили двоично-десятичные счетчики. Они имеют число состояний, равное 10, а не 2^n , при $n = 4$ (четырёхразрядный двоичный счетчик). В двоично-десятичном счетчике каждый десятый входной импульс возвращает счетчик в исходное нулевое состояние, а на выходе появляется импульс переполнения (или «заема»), который поступает на вход следующей микросхемы, например, К555ИЕ14.

7.8. Регистры

Регистром называют электронное цифровое устройство, предназначенное для записи, хранения и считывания кода, как правило, двоичного, несущего определенную информацию. Кроме этих функций некоторые виды регистров могут выполнять и другие функции: преобразовывать последовательный двоичный код в параллельный, осуществлять сдвиг двоичного кода в сторону младшего или старшего разряда.

В соответствии с выполняемыми функциями регистры подразделяют на регистры хранения (*параллельные регистры*) и регистры сдвига (*последовательные регистры*), которые также могут хранить информацию.

Регистры построены на триггерах (чаще на *D*-триггерах) и при наличии напряжения питания могут сохранять записанную в них ин-

формацию сколь угодно долго. При отключении источника питания информация стирается.

Основными параметрами регистров являются количество разрядов и быстродействие, определяемое максимальной частотой тактовых импульсов, при которой еще можно получить надежную запись, считывание и сдвиг информации.

На рис 7 25 приведена схема *параллельного* четырехразрядного регистра, построенного на *D*-триггерах микросхемы К555ТМ8. Для считывания информации установлены 4 логических элемента «И».

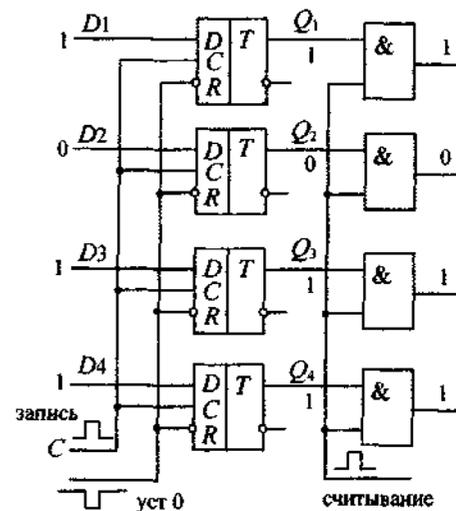


Рис 7 25 Параллельный регистр

В параллельном регистре информация в виде параллельного двоичного кода поступает на входы *D*, например $D_1 = 1, D_2 = 0, D_3 = 1, D_4 = 1$, т. е. двоичное число 1101, что соответствует числу 13 в десятичном коде. Напомним, что 1 соответствует напряжению $U > 2,4$ В, а числу 0 соответствует $U \approx 0$. Для записи этой информации в регистр на общий тактовый вход *C* всех триггеров подается положительный импульс ($C = 1$) зависящий от заднего фронта тактового импульса (по заднему фронту) происходит запись информации согласно соотноше-

нию $Q = D$, т. е. $Q_1 = 1, Q_2 = 0, Q_3 = 1, Q_4 = 1$. Далее, при $C = 0$ регистр переходит в режим хранения. В это время ко входам D может быть подведено следующее число для хранения, которое при появлении тактового импульса ($C = 1$) запишется в регистр вместо прежнего.

Запись и хранение информации происходит при напряжении высокого уровня на входе R ($R = 1$). Для установки регистра в нулевое состояние (сброс информации) к входу R подводят инверсный импульс ($R = 0$), в результате чего все триггеры переходят в нулевое состояние $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$.

Считывание информации должно производиться таким образом, чтобы хранимое в регистре число осталось без изменения (не стиралось). Такое считывание осуществляют при помощи логических элементов «И», как показано на рис. 7.25. Для считывания на вторые входы элементов «И» подается положительный импульс (логическая 1), на первые входы которых поданы значения разрядов регистра, т. е. $Q_1 = 1, Q_2 = 0, Q_3 = 1, Q_4 = 1$, как в примере на рис. 7.25. Согласно таблице истинности элемента «И», получим считанный код 1101. При этом процесс считывания никак не влияет на хранимое в регистре число.

Промышленностью выпускаются параллельные регистры (регистры хранения) в интегральном исполнении с различными дополнительными возможностями управления, например, регистры К555ИР26, К555ИР30.

Регистры сдвига построены на двухступенчатых D -триггерах, последовательно соединенных между собой, когда выход более старшего разряда соединен со входом последующего младшего разряда. Вход D -триггера самого старшего разряда является входом регистра сдвига. Число разрядов записываемого в регистр двоичного кода не должно превышать число триггеров, т. е. число разрядов регистра. В зависимости от направления сдвига регистры подразделяют на: регистры прямого сдвига, у которых сдвиг осуществляется в сторону младшего разряда (вправо); регистры обратного сдвига, когда сдвиг осуществляется в сторону старшего разряда (влево); реверсивные регистры, у которых сдвиг возможен в обоих направлениях. Сдвиг в сторону старшего разряда соответствует умножению на 2, сдвиг в сторону младшего разряда соответствует делению на 2.

На рис. 7.26 приведена типовая схема последовательного четырехразрядного регистра (регистра сдвига), который построен на четырех двухступенчатых D -триггерах.

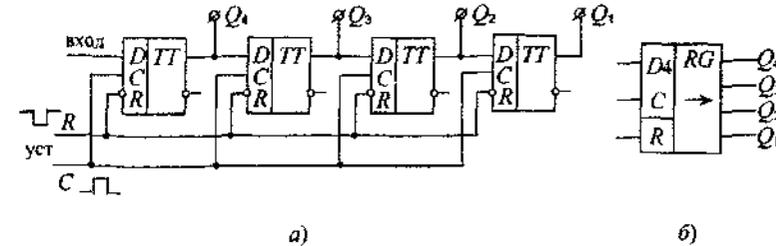


Рис. 7.26 Последовательный регистр:
а — функциональная схема, б — условное обозначение
(стрелка показывает направление сдвига. Здесь — вправо)

Тактовые импульсы (импульсы сдвига) поступают одновременно на выходы C всех триггеров. Информационным входом регистра является вход D -триггера старшего разряда. Для принудительной установки регистра в нулевое состояние используются входы R , соединенные все вместе. Число выходов равно числу разрядов регистра. На рис. 7.26 это выходы Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 .

Запись двоичного кода в регистр производится последовательно во времени, начиная с младшего разряда, путем продвижения кодовой комбинации от старшего разряда к младшему разряду с каждым тактовым импульсом от разряда к разряду. Следовательно, для записи n -разрядного двоичного кода необходимо n тактовых импульсов. В нашем примере на рис. 7.26 требуется 4 тактовых импульса. Пусть необходимо записать число в двоичном коде 1101. Сначала на вход регистра необходимо подать младший разряд, т. е. 1 (напряжение $U > 2,4$ В). После первого тактового импульса эта 1 запишется в старший разряд $Q = 1$. В остальных младших разрядах может быть любая информация, в том числе и нулевая, — во время записи это не имеет значения. Далее на вход регистра должно быть подано значение второго разряда, т. е. 0 (напряжение $U < 0,4$ В). После второго тактового импульса 0 запишется в старший, четвертый, разряд $Q_4 = 0$, а 1 на входе третьего разряда (вход соединен с Q_4) запишется в третий разряд (третий триггер), т. е. произойдет сдвиг кода вправо. После

этого на вход подается третий разряд кода, т. е. 1. Третьим тактовым импульсом производится третий сдвиг вправо, т. е. запишется $Q_4 = 1$, $Q_3 = 0$, $Q_2 = 1$. Далее на вход регистра подается четвертый разряд кода, т. е. 1. Четвертый тактовый импульс произведет четвертый сдвиг вправо и все разряды кода запишутся в регистр, то есть будет $Q_4 = 1$, $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_1 = 1$. Запись окончена.

Считывание информации из регистра можно выполнить двумя способами. Первый способ – считывание параллельно во времени, т. е. одновременно считываются все разряды, как это делается в параллельных регистрах на рис. 7.25. Таким образом, при помощи регистра сдвига можно преобразовать последовательный двоичный код в параллельный двоичный код.

Во втором способе информацию снимают последовательно во времени поразрядно с выхода младшего разряда Q_1 , тактовыми импульсами, продвигая код слева направо (как при записи).

Промышленностью выпускаются последовательные регистры (регистры сдвига) в интегральном исполнении с различными возможностями и различными характеристиками. Например, 8-разрядный регистр прямого сдвига типа К555ИР8, 24-разрядный регистр обратного сдвига типа К1533ИР31 и др.

7.9. Цифро-аналоговые преобразователи

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования цифровой формы представления информации (обычно двоичного кода) в аналоговую форму представления информации, чаще всего в электрическое напряжение и ток. ЦАП широко применяется в автоматизированных системах управления, в которых используется микропроцессорная техника и цифровая обработка сигналов. При помощи ЦАП управляющие цифровые сигналы микропроцессорной системы преобразуются в аналоговую форму для воздействия на исполнительные органы управляемого объекта или процесса.

Цель преобразования заключается в следующем. Согласно уравнению (1.1), число в десятичном коде N можно записать в двоичном коде

$$N = a \cdot 2^0 + a \cdot 2^1 + a \cdot 2^2 + \dots + a \cdot 2^{n-1},$$

где n – число разрядов двоичного кода; a – состояния разрядов, т. е. $a = 0$ или $a = 1$.

Выберем масштаб преобразования двоичного кода в ток из условия $\delta I = \frac{I_{\text{вых max}}}{2^n - 1}$, где $I_{\text{вых max}}$ – максимальный выходной ток ЦАП; $2^n - 1$ – максимальное десятичное число в уравнении (7.2). Тогда $I_{\text{вых}}$ ЦАП будет пропорциональным преобразуемому двоичному коду

$$I_{\text{вых}} = \delta I N = \delta I a \cdot 2^0 + \delta I a \cdot 2^1 + \delta I a \cdot 2^2 + \dots + \delta I a \cdot 2^{n-1}. \quad (7.3)$$

Здесь каждый разряд имеет свой «двоичный вес» по току:

$$I_1 = \delta I, \quad I_2 = \delta I \cdot 2, \quad I_3 = \delta I \cdot 4, \quad I_4 = \delta I \cdot 8, \dots, I_n = \delta I \cdot 2^{n-1}.$$

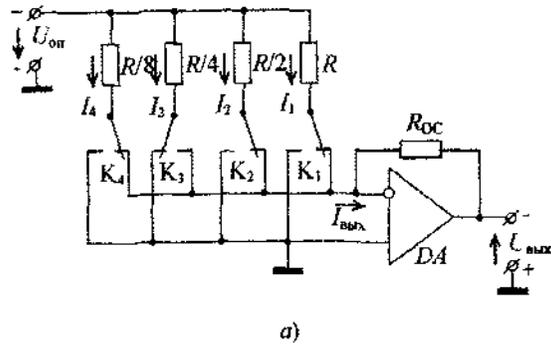
Следовательно, чтобы преобразовать двоичный код в пропорциональный ему ток $I_{\text{вых}}$, необходимо сформировать эти «весовые токи» I_1, I_2 и т. д. с достаточной точностью и суммировать их согласно уравнению (7.3), подключая к сумматору «весовые токи» тех разрядов, в которых $a = 1$.

Для формирования «весовых токов» используют резистивные матрицы со «взвешенными резисторами», или с резистивной сеткой R - $2R$ (матрицы постоянного сопротивления). Для примера на рис. 7.27 приведены схемы четырехразрядных ЦАП на таких матрицах.

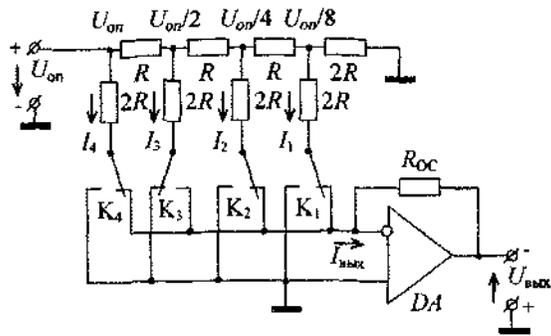
В ЦАП на рис. 7.27, а используется матрица, у которой резисторы последующего разряда меньше предыдущего в 2 раза, начиная с младшего разряда, сопротивление которого максимально, т. е. получается ряд резисторов в двоичном коде $R, \frac{R}{2}, \frac{R}{4}, \frac{R}{8}$. Следовательно,

при опорном стабильном напряжении $U_{\text{оп}} = \text{const}$ $I_1 = \frac{U_{\text{оп}}}{R} = \delta I$,

$I_2 = \frac{U_{\text{оп}}}{\frac{R}{2}} = 2 \cdot \delta I$, $I_3 = \frac{U_{\text{оп}}}{\frac{R}{4}} = 4 \cdot \delta I$, $I_4 = \frac{U_{\text{оп}}}{\frac{R}{8}} = 8 \cdot \delta I$. Тогда, согласно уравнению (7.3), $I_{\text{вых}} = \delta I (a \cdot 1 + a \cdot 2 + a \cdot 4 + a \cdot 8)$, а выходное напряжение ЦАП $U_{\text{вых}} = -R_{\text{ос}} I_{\text{вых}}$.



а)



б)

Рис 7.27 Цифро-аналоговые преобразователи на матрицах: а – со «звешенными резисторами», б – с матрицей R-2R

Пусть $U_{он} = 15$ В, сопротивление матрицы $R = 60$ кОм, $\frac{R}{2} = 30$ кОм, $\frac{R}{4} = 15$ кОм, $\frac{R}{8} = 7,5$ кОм, а это значит: $I_1 = \frac{15}{60} = 0,25$ мА, $I_2 = 0,5$ мА, $I_3 = 1,0$ мА, $I_4 = 2,0$ мА. Пусть преобразуемый двоичный код 1011. Следовательно, ключи K_1, K_2, K_4 находятся в правом положении, а K_3 – в левом, как показано на рис. 7.27. Значит, $I_{вых} = 0,25 \cdot (1 + 2 + 0 + 8) = 0,25 \cdot 11 = 2,75$ мА. Тогда, при $R_{ос} = 3$ кОм $U_{вых} = -3 \cdot 10^3 \cdot 2,75 \cdot 10^{-3} = -8,25$ В.

Недостатком ЦАП на рис. 7.27, а является технологическая сложность получения резисторов матрицы с достаточной степенью

точности, особенно для старших разрядов многоразрядных ЦАП. Так, для $n = 4$ разброс сопротивления резистора не должен превышать 3%, а для $n = 10$ уже 0,05%. Только при таких условиях погрешность установки тока разряда не будет превышать ток младшего разряда.

В матрице R-2R требуется изготавливать только 2 номинала сопротивлений резисторов, при помощи которых строят делитель напряжения. Так, на рис. 7.27, б при помощи матрицы R-2R получают напряжение для младшего разряда $U_1 = \frac{U_{он}}{8}$, для следующих разрядов $U_2 = \frac{U_{он}}{4}$, $U_3 = \frac{U_{он}}{2}$, $U_4 = U_{он}$. Тогда, при $R = 3,75$ кОм и $U_{он} = 15$ В

$$I_1 = \delta I = \frac{U_{он}}{8 \cdot 2R} = \frac{15}{8 \cdot 7,5} = 0,25 \text{ мА}, I_2 = \frac{U_{он}}{4 \cdot 2R} = 2 \cdot \delta I = 0,5 \text{ мА},$$

$$I_3 = \frac{U_{он}}{2 \cdot 2R} = 4 \cdot \delta I = 1,0 \text{ мА}, I_4 = \frac{U_{он}}{2R} = 8 \cdot \delta I = 2,0 \text{ мА}.$$

В остальном ЦАП на рис. 7.27, б работает также, как и на рис. 7.27, а.

Выше при описании принципов работы ЦАП мы использовали механические ключи для переключения токов. В реальных электронных преобразователях используют быстродействующие электронные ключи на транзисторах, например, как показано на рис. 7.28, где перекидной ключ (рис. 7.27) построен на двух МОП-транзисторах (полевых транзисторах).

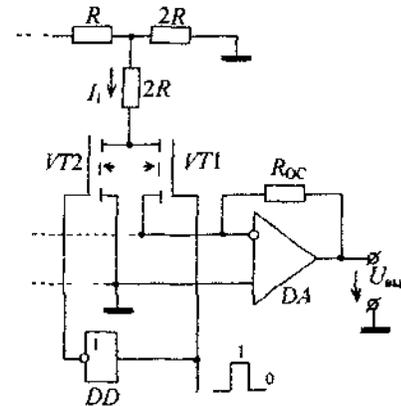


Рис 7.28. Один разряд ЦАП с электронным ключом

Если состояние разряда 1, то подается положительное напряжение на затвор $VT1$ и нулевое напряжение на затвор $VT2$ (1 после логического элемента НЕ превращается в 0). При этом $VT1$ открывается и подает ток I_1 на вход преобразователя тока в напряжение на микросхеме DA , а $VT2$ закрывается. Если состояние разряда 0, то, наоборот, $VT1$ закрывается, а $VT2$ открывается и ток I_1 поступает на общую шину, минуя вход микросхемы DA . И так для всех разрядов ЦАП.

Промышленно выпускаются ЦАП в виде интегральных микросхем различных серий, схемы и характеристики которых можно найти в справочниках. Например, микросхема $K572\Pi A1$ представляет собой десятиразрядный преобразователь двоичного кода в ток, построенный на резистивной матрице $R-2R$. В нем используются ключи на МОП-транзисторах, как на рис. 7.28. Для преобразования тока в напряжение необходимо установить на выходе ЦАП дополнительно операционный усилитель (ОУ), как DA на рис. 7.28. Основные параметры АЦП: быстродействие, погрешность преобразования.

7.10. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи предназначены для преобразования аналоговой формы представления информации (электрическое напряжение или ток) в цифровую форму представления информации. В микроэлектронных АЦП входным сигналом является напряжение, а выходным – соответствующее ему значение цифрового кода.

АЦП вместе с ЦАП широко используются в микропроцессорных системах управления в устройствах сопряжения, при цифровом измерении аналоговых сигналов, для ввода в ЭВМ аналоговых данных, при измерениях напряжений цифровыми приборами, т. е. в цифровых вольтметрах и амперметрах.

Разработаны различные методы аналого-цифрового преобразования, имеющие различное быстродействие. Рассмотрим некоторые из них.

Метод последовательного счета. Идея метода аналогична взвешиванию груза путем последовательного «бросания» на чашу весов эталонных гирек, например, однограммовых. Гирьки «бросают» до тех пор, пока они все в сумме не уравновесят взвешиваемый груз. Число гирек и будет являться цифровым кодом, пропорциональным весу груза.

В АЦП, построенном по методу последовательного счета, также имеется один эталон – это один импульс, «цена» которого – младший

разряд цифрового кода, отражающий минимальное «эталонное» напряжение δu . На рис. 7.29, а приведена блок-схема АЦП последовательного счета. На рис. 7.29, б приведена электрическая схема, реализующая блок-схему АЦП последовательного счета, показанную на рис. 7.29, а.

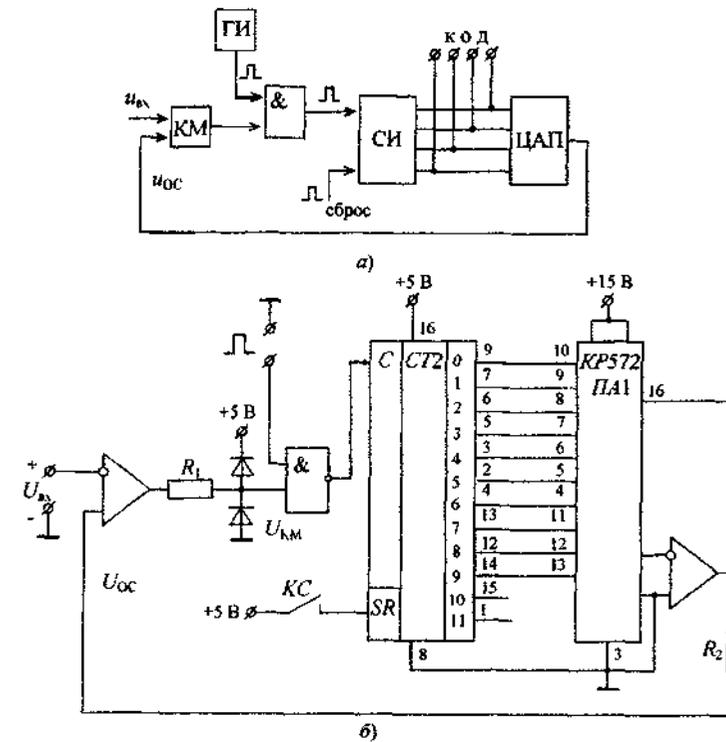


Рис 7.29. Блок-схема (а) и электрическая схема (б) АЦП последовательного счета

Преобразуемое напряжение $U_{вх}$ подано на вход компаратора $КМ$. Оно сравнивается с напряжением $U_{ОС}$ обратной связи, которое поступает на второй вход $КМ$ с выхода ЦАП. Следовательно, $U_{ОС}$ пропорционально коду. При условии $U_{вх} > U_{ОС}$ на выходе $КМ$ будет логическая 1, которая поступает на вход логического элемента «И». Если будет $U_{вх} \leq U_{ОС}$, то на выходе $КМ$ будет логический 0. На вто-

рой вход элемента «И» поступают импульсы с выхода генератора импульсов ГИ. На выходе элемента «И» появятся импульсы только тогда, когда на выходе КМ будет логическая 1, т. е. при $U_{\text{вх}} > U_{\text{ос}}$. Эти импульсы поступают на вход счетчика импульсов СИ, где они накапливаются (подсчитываются). На выходе СИ появляется двоичный код в соответствии с накопленным числом импульсов, согласно уравнению (1.1). Этот двоичный код при помощи ЦАП преобразуется в соответствующее ему напряжение $U_{\text{ос}}$ обратной связи.

На рис. 7.30 показана временная диаграмма работы АЦП.

Перед подачей $U_{\text{вх}}$ импульсом сброса обнуляют счетчик СИ. При этом становится $U_{\text{ос}} = 0$. При подаче на вход КМ напряжения $U_{\text{вх}} > U_{\text{ос}}$ на выходе КМ $U_{\text{км}} = 1$ и через элемент «И» на вход СИ поступают импульсы. С поступлением каждого импульса $U_{\text{ос}}$ увеличивается на постоянную величину δU . При достижении условия $U_{\text{ос}} \geq U_{\text{вх}}$ напряжение $U_{\text{км}} = 0$ и поступление импульсов на вход счетчика С прекращается. Двоичный код на выходе СИ будет соответствовать величине $U_{\text{вх}}$ с абсолютной погрешностью $\pm \frac{\delta U}{2}$.

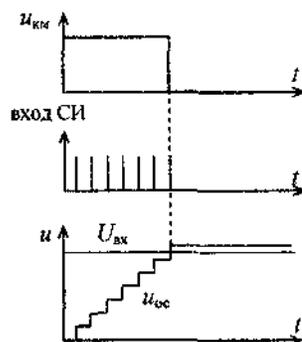


Рис. 7.30. Временная диаграмма работы АЦП

Если вместо нереверсивного счетчика на рис. 7.29, а установить реверсивный счетчик, то получится АЦП в режиме следящей системы, которая будет «следить» за всеми изменениями величины $u_{\text{вх}}$ и в каждый момент времени будет иметь двоичный код, соответствующий величине $u_{\text{вх}}$.

Как ясно из временной диаграммы работы, АЦП последовательного счета имеют малое быстродействие – не менее 0,25 мс на одно преобразование 8-разрядного АЦП.

Преобразование «напряжение→время→код». Идея метода заключается в том, что преобразуемое напряжение $U_{\text{вх}}$ каким-либо способом преобразуют в интервал времени $t_{\text{и}}$, пропорциональный величине $U_{\text{вх}}$, т. е. $t_{\text{и}} \approx K U_{\text{вх}}$, где K – коэффициент пропорциональности. А этот интервал времени $t_{\text{и}}$ преобразуют в соответствующий ему двоичный код путем подсчета двоичным счетчиком N импульсов стабильной частоты f_0 за время $t_{\text{и}}$, т. е. $N = f_0 t_{\text{и}} = f_0 K U_{\text{вх}}$. Из известных способов преобразования «напряжение→время» наиболее широкое применение получил способ двойного интегрирования как наиболее точный.

Блок-схема АЦП двойного интегрирования приведена на рис. 7.31, а временные диаграммы работы АЦП показаны на рис. 7.32.

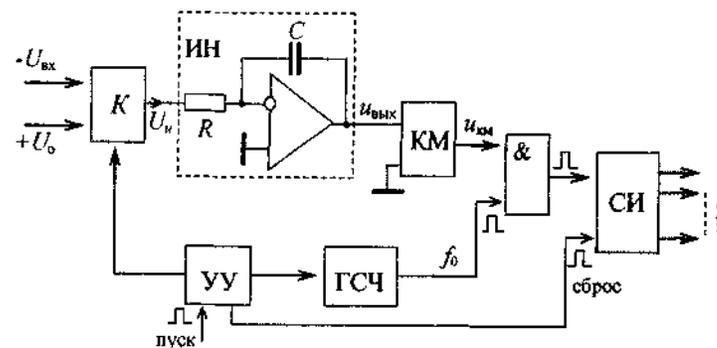


Рис. 7.31. Блок-схема АЦП двойного интегрирования

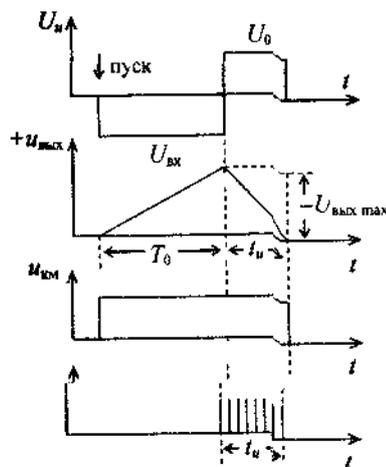


Рис 7.32 Временные диаграммы АЦП с двойным интегрированием

АЦП работает следующим образом. При поступлении импульса «пуск» управляющее устройство УУ через коммутатор K подключает $-U_{вх}$ ко входу интегратора ИН, т. е. $U_u \approx -U_{вх}$. В течение постоянно-го по величине отрезка времени T_0 интегратор ИН интегрирует $-U_{вх}$. На его выходе $u_{вых}(t) = \frac{1}{RC} \int U_{вх} dt$. Так как $|U_{вх}| = \text{const}$ на этом отрезке времени T_0 , то $u_{вых} = \frac{U_{вх}}{RC} t$. Следовательно, $U_{вых \max} = \frac{U_{вх}}{RC} T_0$. По истечении времени T_0 управляющее устройство УУ производит сброс счетчика СИ («обнуляет» его), через коммутатор K подключает стабильное напряжение $+U_0$ (противоположно полярности $U_{вх}$) ко входу интегратора и одновременно запускает генератор стабильной частоты ГСЧ. Так как $U_{вых} > 0$, то $u_{км} = 1$ и, следовательно, импульсы частотой f_0 через элемент «И» поступают на вход счетчика СИ, который производит подсчет импульсов. При $u_{вых} = 0$ $u_{км} = 0$ и поступление импульсов на вход СИ прекращается. Накопленное в счетчике число

$$N = f_0 t_u. \quad (7.4)$$

При втором интегрировании $u_{вых}$ также изменилось на величину $U_{вых \max}$. Следовательно, можно записать

$$U_{вых \max} = \frac{U_0}{RC} t_u = \frac{U_{вх}}{RC} T_0. \quad (7.5)$$

Отсюда найдем

$$t_u = \frac{T_0}{U_0} U_{вх}. \quad (7.6)$$

Подставляя значение t_u в уравнение (7.4), получим

$$N = K_0 U_{вх}, \quad (7.7)$$

где $K_0 = f_0 \frac{T_0}{U_0} = \text{const}$ – коэффициент пропорциональности.

Если СИ двоичный, то на его выходе получаем двоичный код.

АЦП двойного интегрирования выпускаются промышленностью в виде микросхем, например, 572ПВ2.

7.11. Индикаторные устройства

Человеку, использующему электронные устройства в тех или иных целях (сигнализация, автоматическое управление, измерения, вычисления), необходимо получать информацию о результатах работы устройств, о контролируемых параметрах, о результатах вычислений и т. д. Для этих целей разработаны и используются различные устройства визуального отображения информации, так называемые индикаторные устройства, которые преобразуют электрические сигналы в визуальную информацию.

В зависимости от конкретных требований и условий работы могут быть использованы различные индикаторные устройства на основе газоразрядных индикаторов (ГРИ), вакуумно-люминесцентных индикаторов (ВЛИ), светодиодов, жидких кристаллов, электронно-лучевых трубок.

Газоразрядные индикаторы (ГРИ) – это газоразрядные диоды, содержащие один анод и один или несколько катодов. ГРИ конструктивно выполнены в виде стеклянных баллонов, заполненных инертным газом, внутри которых помещены анод и катоды, имеющие выводы для внешних соединений. Катоды выполнены из тонкой проволоки в виде цифр или букв и расположены один за другим. При

увеличении разности потенциала между анодом и одним из катодов до 200–250 В ток между ними резко возрастает, газ возле катода начинает светиться и через стекло баллона видна высвечиваемая цифра или буква. Ток ограничивается сопротивлением резистора, включенным последовательно с анодом. Основным недостатком ГРИ является необходимость высокого напряжения.

Вакуумно-люминесцентные индикаторы (ВЛИ) – это вакуумные триоды, содержащие в стеклянном баллоне нить накала, катод, сетку и несколько анодов, расположенных в одной плоскости. Аноды выполнены в виде знаковинтезирующих металлических сегментов, покрытых люминофором. Каждый анод (сегмент) имеет отдельный вывод, к которому прикладывается напряжение положительной полярности относительно катода.

При пропускании тока накала I_n катод испускает электроны, которые под действием ускоряющих электрических полей сетки и анодов устремляются к анодам, к которым подано положительное напряжение. В результате бомбардировки анодов электронами люминофор анодов начинает светиться обычно сине-зеленым цветом при анодном напряжении 20–30 В. Для контрастности ВЛИ часто накрывают нейтральными светофильтрами, с помощью которых можно получить различные цвета свечения анодов.

Широкое распространение получили семисегментные ВЛИ. При помощи семи сегментов-анодов можно синтезировать любые цифры десятичного кода путем подачи анодного напряжения на соответствующие сегменты, которые и будут светиться. Для управления подачей напряжения на соответствующие аноды-сегменты используют дешифраторы, преобразующие двоичный код в семисегментный код. Для примера на рис. 7.33 приведена схема индикаторного устройства на ВЛИ.

Для управления подачей напряжения на требуемый анод в нем используется микросхема DD1 (К176ИЕ3 или К176ИЕ4), представляющая собой счетчик импульсов (обозначение CT2) с дешифратором (обозначение DC) на его выходе. Дешифратор DC преобразует накопленное в счетчике двоичное число в соответствующий ему семисегментный код. А для подачи анодного напряжения на выбранные сегменты используют электронные ключи на транзисторах VT1–VT7. Анодное напряжение подается на сегмент ВЛИ тогда, когда его транзистор будет закрыт (т. е. не пропускает через себя ток). А это будет тогда, когда на базу транзистора подается 0 (малое напряжение). При

большом напряжении на базе транзистор полностью открывается и шунтирует свой сегмент, на котором будет малое (близко к нулю) анодное напряжение и он не будет светиться. Пусть, например, в счетчике накоплено и сохраняется 6 импульсов (в двоичном коде 0110). Для отображения на ВЛИ числа 6 необходимо, чтобы светились аноды-сегменты *a, c, d, e, f, g* (кроме сегмента *b*). Следовательно, на всех выходах DC должно быть нулевое (низкое) напряжение, кроме выхода *b*. Таким образом будут закрыты все транзисторы, кроме VT2, и будут светиться все сегменты, кроме сегмента *b*, высвечивая цифру 6. А при коде 0111, что соответствует цифре 7 в десятичном коде, будут светиться только сегменты *a, b, c*, а остальные светиться не будут.

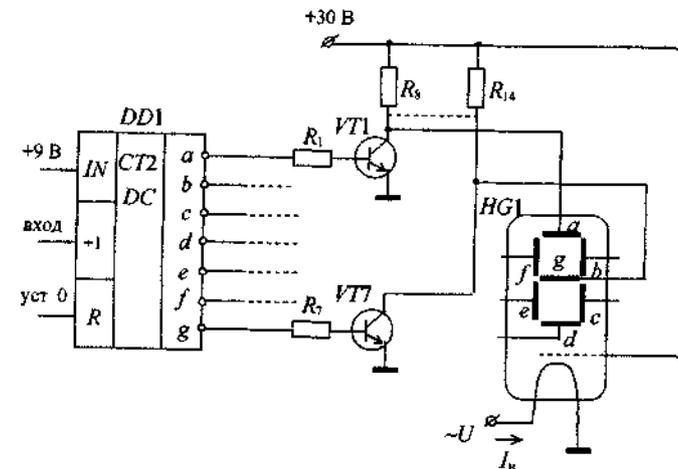


Рис 7.33. Индикаторное устройство на ВЛИ

Полупроводниковые индикаторы (ППИ) изготавливают на основе светонизлучающих диодов. Простейшими ППИ являются дискретные светодиоды, которые используются для контроля, например, за состоянием объекта: объект включен – светодиод светится; объект отключен – светодиод не светится (один двоичный разряд). ППИ хороши тем, что работают при небольших напряжениях и токах. Это дает возможность легко их согласовывать с цифровыми микросхемами. Например, светодиод можно подключить к логическому элементу, как показано на рис. 7.34.

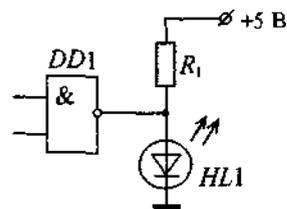


Рис 7.34. Подключение светодиода к логическому элементу И-НЕ (К555ЛА8)

Помимо дискретных светодиодов промышленность выпускает цифровые сегментные и матричные ППИ. Эти индикаторы характеризуются высокой яркостью, значительным сроком службы, низким рабочим напряжением. В семисегментных ППИ светодиоды изготавливают в виде балочных сегментов, которые в общем корпусе расположены так, как показано на рис. 7.35, а.

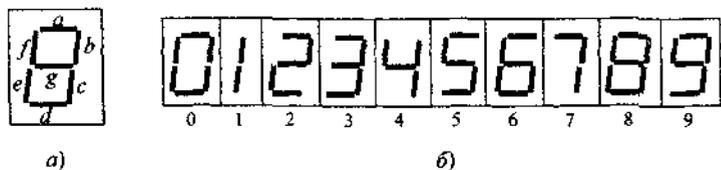


Рис 7.35. Семисегментный индикатор

В зависимости от того, какие сегменты (светодиоды) светятся, получается та или иная цифра. Так, если светятся все сегменты, то получается цифра 8, если светятся сегменты *a*, *b*, *c*, то получается цифра 7, и т. д. (рис. 7.35, б). Такие полупроводниковые индикаторы выпускаются промышленностью. Они легко согласуются с цифровыми микросхемами. Так, например, на рис. 7.36 показана схема включения индикатора АЛ304А совместно с дешифратором К514ИД1, который преобразует двоичный код на входе в семисегментный код для управления ППИ.

Например, на вход дешифратора подан двоичный код 1001, которому соответствует цифра 9 в десятичном коде. На выходе дешифратора появятся напряжения на всех выводах, кроме вывода *e*. Через светодиоды-сегменты (кроме сегмента *e*) потекут токи и ППИ покажет цифру 9 (рис. 7.35). Аналогично будут высвечиваться цифры и для других кодов в пределах от 0000 до 1001 (от 0 до 9).

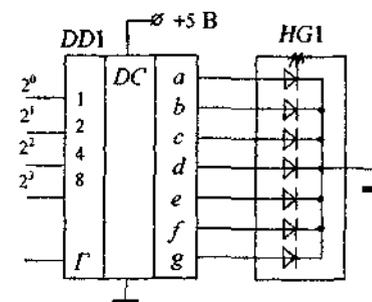


Рис 7.36. Знакосинтезирующий ППИ

В тех случаях, когда требуется преобразование двоичного кода в символы, соответствующие не только цифрам, но и буквам различных алфавитов, используются матричные ППИ, также построенные на светодиодах.

Более подробные сведения об индикаторных устройствах можно получить в соответствующей технической и справочной литературе.

Контрольные вопросы

1. Что такое счетчики импульсов, и на каких функциональных блоках они построены?
2. Какие типы счетчиков вы знаете?
3. Что такое реверсивный счетчик, и как можно управлять переключением его с одной функции на другую?
4. Что такое параллельный регистр и каково его назначение?
5. Как производится запись и считывание информации в параллельном регистре?
6. Назначение последовательного регистра.
7. Как производится запись и считывание информации в последовательном регистре?
8. Где в микропроцессорной системе используется цифро-аналоговый преобразователь?
9. На каких электрических цепях строят ЦАП?
10. Для чего в ЦАП установлены ИОУ (рис. 7.27)?
11. На каких элементах построены переключатели в ЦАП?
12. Где в микропроцессорной системе используются аналого-цифровые преобразователи?
13. Как работает АЦП последовательного счета (рис. 7.29)? Какие достоинства и недостатки этого АЦП?

14. Чем отличается АЦП двойного интегрирования на рис. 7.31 от предыдущих АЦП на рис. 7.29?

15. Как работает АЦП двойного интегрирования?

16. Что такое индикаторные устройства и для чего они предназначены?

17. Как работает индикаторное устройство на вакуумно-люминисцентных индикаторах?

18. Как работают знакосинтезирующие индикаторные устройства на полупроводниковых индикаторах?

Лабораторная работа № 7.1 **Исследование логических элементов**

Цель работы: по результатам эксперимента построить таблицы истинности логических элементов и на основе таблиц истинности указать назначение логических элементов «НЕ», «ИЛИ», «И», «ИЛИ-НЕ», «И-НЕ».

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите логический элемент НЕ, выполняющий функцию логического отрицания (инверсии), схема которого приведена на рис. 7.5, в. Возьмите $R_6 = 5,1$ кОм, $R_7 = 3$ кОм. Подключите к источнику постоянного напряжения $U_n = 12$ В.

2. На базу транзистора через R_6 подайте $U_{вх} = 4$ В (логическая 1) и на выходе посмотрите $U_к$ (логический 0). Подайте $U_{вх} = 0$ и посмотрите $U_к$ (должна быть логическая 1). Составьте таблицу истинности.

3. Не разбирая схему логического элемента НЕ, соберите слева от нее диодный логический элемент ИЛИ, выполняющий функцию логического сложения (дизъюнкции), схема которого приведена на рис. 7.3, в. Возьмите $R = 3$ кОм.

4. Подавая на входы x_1, x_2 логические 0 или 1 (0 или 4 В), составьте таблицу истинности логического элемента ИЛИ.

5. Подключите выход элемента ИЛИ ко входу элемента НЕ. Подавая на входы x_1, x_2 напряжения $U_{вх} = 0$ и $U_{вх} = 4$ В, составьте таблицу истинности логического элемента ИЛИ-НЕ.

6. Добавьте еще одну входную цепь x_3 и посмотрите, как это повлияло на работу логического элемента ИЛИ-НЕ. Функция его нарушена, или он так же выполняет свою функцию?

7. Вместо диодного логического элемента ИЛИ соберите диодный логический элемент И, выполняющий функцию логического умножения (конъюнкции), схема которого приведена на рис. 7.4, в. Возьмите $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 3$ кОм. Подключите питание +12 В.

8. Подавая на входы x_1, x_2 логические 0 или 1 (0 или 4 В), составьте таблицу истинности логического элемента И.

9. Подключите выход элемента И ко входу элемента НЕ через два диода, последовательно соединенных в прямом направлении.

10. Подавая на входы x_1, x_2 напряжения $U_{вх} = 0$ или $U_{вх} = 4$ В, составьте таблицу истинности логического элемента И-НЕ.

11. Добавьте еще одну входную цепь x_3 и проверьте выполнение функции элемента И-НЕ.

12. По каждому пункту и в сочетании с другими пунктами сделайте анализ и выводы о применении логических элементов.

Лабораторная работа № 7.2 **Исследование работы дешифратора**

Цель работы: экспериментально исследовать работу и назначение дешифратора.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите лабораторное устройство по схеме на рис. 7.9, б.

2. Подключите к источнику питания напряжением $U_n = 5$ В.

3. При помощи осциллографа измерьте напряжения на входах x_1, x_2, x_3, x_4 при замкнутых и разомкнутых ключах K_1, K_2, K_3, K_4 . Примите повышенное напряжение за $x = 1$ (+4 В), а малое напряжение (близкое к нулю) – за $x = 0$.

4. При всех замкнутых ключах измерьте напряжения на выходах дешифратора y_0, y_1, y_3 . Примите повышенное напряжение за $y = 1$, близкое к нулю – за $y = 0$.

5. Для различных комбинаций x_1, x_2, x_3, x_4 в двоичном коде по уравнению (1.1) рассчитайте соответствующие им числа в десятичном коде.

6. При замкнутом ключе K_0 устанавливайте различные комбинации x_1, x_2, x_3, x_4 (все по очереди) и определяйте соответствующие им выходы дешифратора. Составьте таблицу истинности на основе полученных результатов.

7. Проверьте влияние ключа K_0 и объясните назначение входов w_0 и w_1 .

8. По результатам исследований сформулируйте «назначение» этого конкретного дешифратора («своими словами» – как вы представляете).

Лабораторная работа № 7.3

Исследование цифро-аналогового преобразователя ЦАП

Цель работы: экспериментально исследовать принцип построения и работы ЦАП по схеме с «взвешенными резисторами».

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите свой вариант задания по табл. 7.3.2 цифро-аналогового преобразователя, схема которого приведена на рис. 7.27, а. $R = 60$ кОм, $\frac{R}{2} = 30$ кОм, $\frac{R}{4} = 15$ кОм, $\frac{R}{8} = 7,5$ кОм.

2. При помощи миллиамперметра постоянного тока измерьте «весовые» токи I_1, I_2, I_3, I_4 для заданного значения $U_{оп}, R_{OC}$ (см. табл. 7.3.2).

3. Для каждой комбинации двоичного четырехразрядного кода определите выходное напряжение $U_{вых}$ для $U_{оп}, R_{OC}$ своего варианта. Результаты измерений запишите в табл. 7.3.1.

Таблица 7.3.1

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$U_{вых}, В$														

4. По результатам измерений в табл. 7.3.1 постройте характеристику преобразования $U_{вых} = R_{OC}n$.

5. Определите относительную погрешность измерения в процентах.

6. Сделайте анализ, а на основе анализа – выводы.

7. По результатам исследований сформулируйте назначение этого ЦАП.

Таблица 7.3.2

Таблица заданий к лабораторной работе № 7.3

Номер студента	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Номер подгруппы
$U_{оп}, В$	7	8	9	10	11	12	13	14	15	Подгруппа № 1
$R_{OC}, кОм$	7,5	6,2	5,1	5,1	4,3	4,0	3,6	3,6	3,0	
$U_{оп}, В$	10	11	12	13	14	15	7	8	9	Подгруппа № 2
$R_{OC}, кОм$	5,1	4,3	4,0	3,6	3,6	3,0	7,5	6,2	5,1	

Лабораторная работа № 7.4

Исследование аналого-цифрового преобразователя АЦП

Цели работы: экспериментально исследовать принцип построения АЦП по методу последовательного счета; экспериментально снять характеристику преобразования $U_{вх} \rightarrow$ двоичный код и построить характеристику преобразования $U_{вх} \rightarrow$ унитарный код (число импульсов); оценить основные параметры АЦП: быстродействие и погрешность преобразования.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите АЦП последовательного счета, блок-схема которого приведена на рис. 7.29, а, электрическая схема – на рис. 7.29, б.

2. На инвертирующий вход компаратора на DA1 подайте постоянное напряжение $U_{вх}$ указанной на схеме полярности. На первый вход логического элемента «И-НЕ» подайте импульсы прямоугольной формы от генератора импульсов ГИ частотой 2–4 имп/с.

3. Увеличивая $U_{вх}$ от нуля, наблюдайте на экране осциллографа за изменением напряжения $U_{OC} = U_{ЦАП}$. В момент скачка напряжения обратной связи от $U_{OC} = U_{OC \max}$ до $U_{OC} = 0$, зафиксируйте и измерьте $U_{вх \max}$.

4. Установите $U_{вх} = 1$ В, а частоту $f = 2$ кГц, нажмите кнопку сброса счетчика на нуль. При этом на втором входе «И-НЕ» появится 1 и на вход счетчика импульсов СИ будут поступать импульсы от ГИ до тех пор, пока не появится $U_{OC} = 1 + \Delta U$, где ΔU – «цена» одного импульса в вольтах. В этот момент прекращается подача импульсов на вход счетчика импульсов СИ, т. к. на второй вход логического элемента «И-НЕ» будет подан 0.

5. На выходах счетчика СИ определите двоичный код и запишите его и $U_{\text{вх}} = 1$ в табл. 7.4.1.

Таблица 7.4.1

$U_{\text{вх}}$, В					
Двоичный код					
Количество импульсов					

6. Установите $U_{\text{вх}} = 2$ В, 5 В, 7 В, 9 В, заполните табл. 7.4.1 по методике п. 4 и п. 5.

7. Каждому двоичному коду в табл. 7.4.1 определите соответствующее количество импульсов n по уравнению (1.1).

8. Постройте характеристику преобразования $n = f(U_{\text{вх}})$. Определите погрешность преобразования (абсолютную и относительную) в процентах.

9. Сделайте анализ по результатам исследований, а на основе анализа – выводы.

Контрольные вопросы

1. С какой целью в АЦП установлен счетчик импульсов СИ?
2. Назначение ЦАП в АЦП.
3. Назначение логического элемента «И-НЕ» в АЦП
4. Зачем в АЦП установлены компаратор на DA1 и преобразователь уровня ПУ?
5. В чем сущность метода поразрядного взвешивания?
6. Какими основными параметрами характеризуется АЦП?
7. Чему равна погрешность дискретности в АЦП?

Глава 8 ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

8.1. Структура источников

Вторичные источники питания – это преобразовательные устройства, которые преобразуют электрическую энергию синусоидального тока в электрическую энергию постоянного тока. Обычно энергию синусоидального тока в этих случаях получают из электрической сети, куда она поступает от электростанции.

Вторичный источник постоянного тока в общем случае включает в себя трансформатор, выпрямитель, сглаживающий фильтр и стабилизатор напряжения постоянного тока. К источнику подключается нагрузка, имеющая сопротивление R_n . Блок-схема такого источника приведена на рис. 8.1. Трансформатор Tr преобразует синусоидальное напряжение u_1 сети в синусоидальное напряжение u_2 той же самой частоты, но другой, заданной величины, необходимой для получения величины напряжения U_n , требуемой нагрузкой N . Так как трансформатор передает энергию из первичной обмотки во вторичную обмотку посредством магнитного поля, то, следовательно, он осуществляет также и гальваническую развязку по постоянному току между источником питания с нагрузкой и сетью.

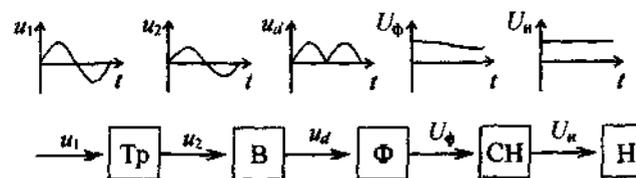


Рис 8.1. Блок-схема источника

Выпрямитель B преобразует синусоидальное напряжение u_2 в пульсирующее (в виде полусинусоид) напряжение u_d одной полярности, под воздействием которого в цепи выпрямителя протекает пульсирующий ток i_d одного направления.

Сглаживающий фильтр Φ производит сглаживание выпрямленного пульсирующего напряжения u_d и, следовательно, тока i_d до заданной (допустимой) величины пульсаций. Заданная величина пуль-

саций напряжения U_{ϕ} зависит от рода нагрузки N , которая питается от источника.

Если для надежной работы нагрузки N требуется неизменная величина постоянного напряжения U_n , то в источнике питания устанавливают стабилизатор напряжения СН, который поддерживает с заданной точностью неизменный заданный уровень напряжения U_n , независимо от изменений уровня напряжения U_1 сети и величины тока I_n нагрузки приемника.

Основными параметрами вторичного источника питания являются.

- а) величина напряжения U_n на нагрузке;
- б) максимальный (допустимый) ток $I_{n\max}$ нагрузки;
- в) коэффициент пульсаций q напряжения U_n

$$q = \frac{U_m}{U_n}, \quad (8.1)$$

где U_m – амплитуда первой гармоники пульсаций напряжения U_n ;

г) коэффициент полезного действия вторичного источника

$$\eta = \frac{P_n}{P_1} = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} = 1 - \frac{\Delta P}{P_1}, \quad (8.2)$$

где P_n – мощность, потребляемая приемником (нагрузкой), Вт, P_1 – мощность, получаемая вторичным источником из сети, Вт, ΔP – потери мощности внутри вторичного источника (во всех его блоках и элементах), Вт.

Основной характеристикой вторичного источника, как и любого источника, является внешняя характеристика – это зависимость напряжения U_n на выходе источника (напряжение на нагрузке) от тока I_n нагрузки, при неизменном действующем значении напряжения U_1 сети

$$U_n = f(I_n) \text{ при } U_1 = \text{const} \quad (8.3)$$

Источник вместе с нагрузкой заменим схемой замещения, приведенной на рис. 8.2.

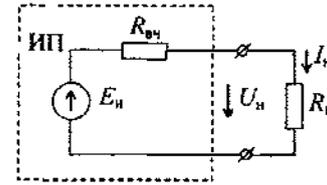


Рис 8.2 Схема замещения источника с нагрузкой

Решая схему замещения источника питания ИП с нагрузкой, имеющей сопротивление R_n , находим

$$U_n = E_n - I_n R_{вн}, \quad (8.4)$$

где $E_n = U_{нхх}$ – ЭДС идеального источника, В, $U_{нхх}$ – напряжение на выходе реального вторичного источника питания ИП в режиме холостого хода, когда $I_n = 0$, В; $R_{вн}$ – внутреннее сопротивление реального источника, Ом.

Сопротивление $R_{вн}$ не является постоянной величиной. Оно зависит от изменения сопротивления диодов в выпрямителе при изменении I_n (вольт-амперная характеристика диода нелинейная), от наличия реактивных элементов (емкостей и индуктивностей) в сглаживающем фильтре от влияния стабилизатора. Поэтому в общем случае внешняя характеристика вторичного источника имеет нелинейный характер. Тем не менее, при многих режимах работы ИП, или в определенном диапазоне изменения величины тока I_n , внешняя характеристика может быть аппроксимирована прямой, согласно уравнению (8.4).

В конкретных условиях работы ИП требования к параметрам вторичного источника питания могут быть различными. Поэтому не всегда могут быть необходимы все блоки ИП, указанные на рис. 8.1. Некоторые блоки, естественно, кроме выпрямителя В, могут отсутствовать. Выпрямители являются главным блоком вторичного источника питания. Выпрямители обычно классифицируют по мощности, по напряжению, по числу фаз первичной обмотки трансформатора, по схеме выпрямления. Классификация выпрямителей по мощности и напряжению весьма условна – так специалисты договорились («условились»).

По мощности выпрямители подразделяют на маломощные (до 1 кВт), средней мощности (до 100 кВт), мощные (свыше 100 кВт).

По напряжению подразделяют на выпрямители низкого напряжения (до 250 В), среднего (до 1000 В), высокого (свыше 1000 В).

По числу фаз выпрямители подразделяются на однофазные, трехфазные и многофазные.

По схеме выпрямления различают выпрямители: однофазный однополупериодный, однофазный двухполупериодный со средним выводом трансформатора, однофазный двухполупериодный мостовой, трехфазный с нейтральным выводом трансформатора, трехфазный мостовой.

8.2. Однофазные выпрямители

Вторичные источники постоянного тока, построенные на базе однофазных выпрямителей, широко используются для питания различных электронных устройств промышленной, научной и бытовой техники, измерительных устройств, устройств контроля и автоматики, микропроцессорных систем, ЭВМ и других приемников небольшой мощности. Такие источники просты в схемном и конструктивном исполнении, надежны в эксплуатации, имеют малые габариты, позволяют получать широкий диапазон значений постоянного тока и напряжения.

8.2.1. Однополупериодный выпрямитель

Процесс выпрямления сначала рассмотрим на примере простейшего однофазного выпрямителя, схема которого приведена на рис. 8.3, а и временные диаграммы его работы показаны на рис. 8.3, б.

Трансформатор (Тр) преобразует по величине напряжение u_1 сети в требуемое напряжение u_2 , получаемое во вторичной обмотке. На временной диаграмме рис. 8.3, б напряжение u_2 показано в виде синусоиды $u_2 = U_{m2} \sin \omega t$. В схеме на рис. 8.3, а последовательно с нагрузкой R_n включен диод VD . Как известно, диод имеет одностороннюю проводимость (см. § 2.2). При положительном аноде относительно катода диод VD пропускает (открывается) ток i_d , который протекает по замкнутому контуру: вывод a вторичной обмотки трансформатора – диод VD – нагрузка R_n – вывод b – вторичная обмотка – вывод a . Ток i_d показан на временной диаграмме в виде полусинусоиды. Протекая по нагрузке R_n , ток i_d создает на нагрузке напряжение $u_d = i R_n$. Пренебрегая падением напряжения на открытом диоде, напряжение на нагрузке будет $u_d = U_{m2} \sin \omega t$.

При отрицательном аноде относительно катода во вторую полуволну напряжения u_2 (рис. 8.3, б) диод VD не пропускает (закрывается) ток i_d и на нагрузке R_n напряжение $u_d = i_d R_n$ не возникает, т. е. $i_d = 0$. При этом к диоду VD прикладывается обратное напряжение $u_{об} = u_2$, максимальное значение которого $U_{mоб} = U_{m2}$. Далее процесс повторяется. Таким образом, в однополупериодном выпрямителе в нагрузку R_n поступают только положительные полусинусоиды напряжения u_2 .

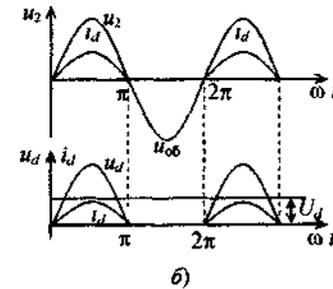
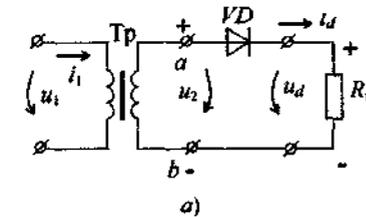


Рис. 8.3. Однофазный выпрямитель: а – схема выпрямителя, б – временные диаграммы

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения u_d , т. е. его среднее значение U_d , геометрически представляет собой высоту прямоугольника длиной 2π , равновеликого по площади полусинусоиде напряжения u_d , как показано на рис. 8.3, б. Аналитически это среднее значение выпрямленного напряжения определяется интегралом

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{m2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_{m2}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,45 U_2, \quad (8.5)$$

где U_2 – действующее значение напряжения u_2 .

Следовательно, среднее значение тока в активной нагрузке будет

$$I_d = \frac{U_d}{R_n} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_n}. \quad (8.6)$$

Однополупериодные выпрямители в качестве источников питания практически не применяются из-за некачественных параметров: $\frac{U_d}{U_2} < 0,5$, очень большой коэффициент пульсаций $q = 1,57$, низкий КПД.

Кроме этого в однополупериодном выпрямителе трансформатор Тр работает с дополнительным постоянным подмагничиванием, что вызывает необходимость увеличивать габариты сердечника трансформатора.

8.2.2. Двухполупериодный выпрямитель со средним выводом трансформатора

Электрическая схема выпрямителя со средним выводом трансформатора приведена на рис. 8.4, а, а временные диаграммы работы выпрямителя показаны на рис. 8.4, б. В этом выпрямителе трансформатор имеет две одинаковые обмотки во вторичной цепи, соединенные последовательно, а от места соединения сделан вывод 0. Получилось как бы две полуобмотки вторичной обмотки с напряжениями $u'_2 = u''_2 = u_2$.

Легко заметить, что эта схема состоит из двух схем однополупериодных выпрямителей, работающих поочередно на одну и ту же нагрузку R_n . При положительном полупериоде напряжения u'_2 открывается диод $VD1$, а диод $VD2$ закрывается отрицательным напряжением u''_2 . При этом ток i'_d протекает по замкнутому контуру: вывод a вторичной обмотки – диод $VD1$ – нагрузка R_n – вывод 0 – вторичная обмотка – вывод a . При положительном полупериоде напряжения u''_2 открывается диод $VD2$, а диод $VD1$ закрывается отрицательным напряжением u'_2 . При этом ток i''_d протекает по замкнутому контуру: вывод b вторичной обмотки – диод $VD2$ – нагрузка R_n – вывод 0 – вторичная обмотка – вывод b . При этом ток i''_d протекает через R_n в том же направлении, что и ток i'_d . Таким образом, токи i'_d и i''_d создают в нагрузке R_n выпрямленный ток i_d .

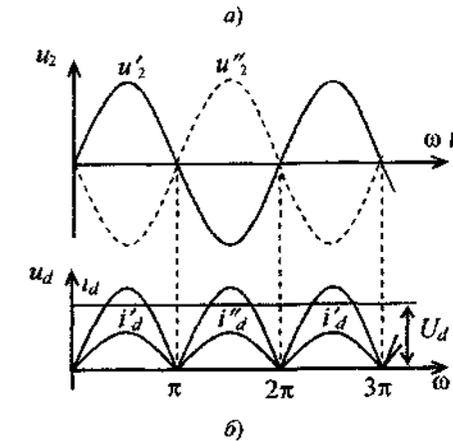
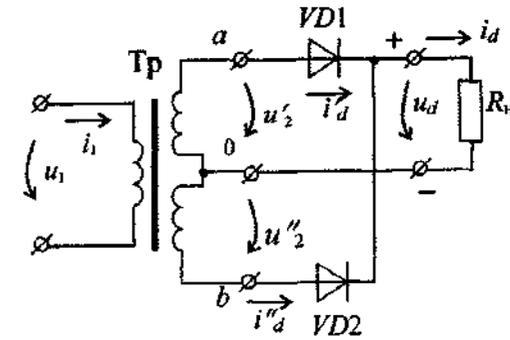


Рис. 8.4. Двухполупериодный выпрямитель. а – схема выпрямителя; б – временные диаграммы

Для того чтобы пульсирующий ток i_d был одинаковой амплитуды, необходимо, чтобы амплитуды токов i'_d и i''_d были одинаковыми, т. е. чтобы выполнялось условие $I'_{md} = I''_{md}$. А это значит, что для этого необходимо выполнять условие $U'_{m2} = U''_{m2}$.

Так как напряжение u_d в каждый полупериод прикладывается к нагрузке, то в двухполупериодном выпрямителе среднее значение выпрямленного напряжения будет в 2 раза больше по сравнению с однополупериодным выпрямителем. Действительно,

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{m2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2U_{m2}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2. \quad (8.7)$$

Следовательно, и среднее значение тока в нагрузке будет в 2 раза больше

$$I_d = \frac{U_d}{R_n} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R_n}, \quad (8.8)$$

а ток в каждом диоде $I_d = \frac{I_d}{2}$

Для определения коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения без сглаживающего фильтра используют формулу

$$q = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (8.9)$$

где m – число пульсов выпрямленного напряжения u_d за один период напряжения u_2 .

В данном случае $m = 2$ и коэффициент пульсации имеет величину $q = 0,67$, что более чем в 2 раза меньше, чем у однополупериодного выпрямителя.

В качестве недостатка двухполупериодного выпрямителя со средним выводом трансформатора можно отметить высокое обратное напряжение, прикладываемое к закрытому диоду. Например, при открытом диоде $VD1$ к закрытому диоду $VD2$ прикладывается максимальное напряжение $U_{об\max} = 2U_{m2}$, т. е. двойное амплитудное значение напряжения u_2 . Это легко увидеть из схемы выпрямителя на рис. 8.4, если учесть, что падение напряжения на открытом диоде имеет пренебрежимо малую величину. Вторым недостатком можно считать необходимость в двух обмотках (полуобмотках) во вторичной цепи трансформатора, что повышает габариты и стоимость трансформатора.

8.2.3. Двухполупериодный мостовой выпрямитель

Электрическая схема мостового выпрямителя приведена на рис. 8.5, а, а временные диаграммы работы выпрямителя показаны на рис. 8.5, б.

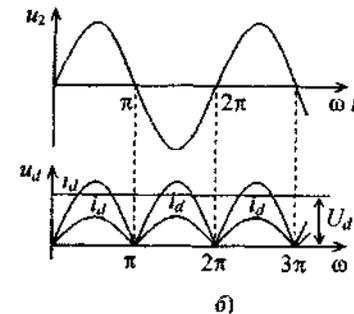
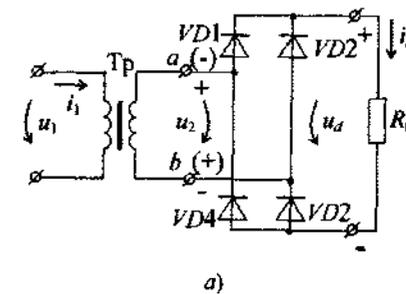


Рис 8.5. Двухполупериодный мостовой выпрямитель: а – схема выпрямителя, б – временные диаграммы

В мостовом выпрямителе достаточно иметь одну вторичную обмотку трансформатора, напряжение которой равно U_2 . Работа выпрямителя происходит следующим образом. При положительном полупериоде напряжения u_2 когда «+» на выводе a и «-» на выводе b вторичной обмотки трансформатора, открываются нечетные диоды $VD1$ и $VD3$, а четные диоды $VD2$ и $VD4$ закрываются. При этом ток i_d протекает по замкнутому контуру: вывод a вторичной обмотки трансформатора – диод $VD1$ – нагрузка R_n – диод $VD3$ – вывод b – вторичная обмотка – вывод a . При отрицательном полупериоде u_2 , когда «-» на выводе a и «+» на выводе b , открываются четные диоды $VD2$ и $VD4$, а нечетные диоды $VD1$ и $VD3$ закрываются. При этом ток i_d протекает по замкнутому контуру: вывод b – диод $VD2$ – нагрузка R_n – диод $VD4$ – вывод a – вторичная обмотка – вывод b . Как при по-

ложительном, так и при отрицательном полупериоде напряжения u_2 ток i_d протекает через нагрузку R_n в одном направлении.

В отличие от выпрямителя со средним выводом трансформатора, в мостовом выпрямителе к закрытым диодам прикладываются в 2 раза меньшие напряжения, т. е. максимальное обратное напряжение в мостовом выпрямителе равно $U_{об\max} = U_{m2}$. Например, если при положительном полупериоде напряжения u_2 открыты $VD1$ и $VD3$, падения напряжения на которых пренебрежимо малы, то из схемы на рис. 8.5, а видно, что к закрытым диодам $VD2$ и $VD4$ будет приложено максимальное обратное напряжение $U_{об\max} \approx U_{m2}$ (пренебрегая ΔU на открытом диоде). И второе преимущество мостового выпрямителя — для него требуется только одна вторичная обмотка трансформатора.

Остальные параметры мостового выпрямителя такие же, как и у выпрямителя со средним выводом трансформатора, определяемые уравнениями (8.7), (8.8), (8.9), т. е. $U_d = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2$,

$I_d = \frac{U_d}{R_n} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R_n}$, ток через каждый диод $I_d = \frac{I_d}{2}$, коэффициент

пульсаций $q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{2^2 - 1} = 0,67$. При выборе подходящих диодов

для обоих типов выпрямителей необходимо выполнить условие: допустимый максимальный ток $I_{доп}$ диода (указывается в справочнике) должен быть больше среднего значения тока I_d , протекающего через

диод выпрямителя, т. е. $I_{доп} > I_d = \frac{I_d}{2}$. А обратное максимальное до-

пустимое напряжение $U_{об\max}$ диода (указывается в справочнике) должно быть для выпрямителя со средним выводом трансформатора $U_{об\max} > 2U_{m2}$, а для мостового выпрямителя $U_{об\max} > U_{m2}$.

8.3. Сглаживающие фильтры

Наличие пульсаций выпрямленного напряжения u_d ухудшает работу приемников и приводит к дополнительной затрате мощности. Так, при питании радиоприемных устройств пульсации создают помехи — звуковой фон на выходе усилителя, т. е. в динамике. При работе микропроцессорных систем пульсации напряжения источника питания могут вызывать сбои в работе системы и т. д. Для нормальной работы различных устройств требуются различные коэффициенты

пульсаций напряжения питания, не превышающие допустимые значения для данного вида устройств. Для примера в табл. 8.1 приведены ориентировочные величины допустимых коэффициентов пульсаций для различных потребителей, т. е. $q\% = \frac{U_{m-}}{U_n} \cdot 100$.

Таблица 8.1

Потребители	$q_{доп}$ %
Микрофонные цепи радиопередатчиков	0,0001
Задающие генераторы радиопередатчиков	0,001
Усилители	0,01–0,1
Анодные цепи электронно-лучевых трубок осциллографов	0,1–0,5
Мощные усилители низкой частоты	0,5–3,0
Электромагнитное реле постоянного тока	не ограничено

Для уменьшения пульсаций выпрямленного выходного напряжения u_d выпрямителя устанавливают сглаживающие фильтры (см. рис. 8.1). Для оценки способности сглаживающего фильтра уменьшать пульсации напряжения u_d ввели специальный параметр — коэффициент сглаживания

$$S = \frac{q_1}{q_2}, \quad (8.10)$$

где q_1 — коэффициент пульсаций напряжения на входе фильтра; q_2 — коэффициент пульсаций напряжения на выходе фильтра.

С энергетической точки зрения, сглаживающие фильтры должны выполнять следующую функцию.

Как видно из временной диаграммы на рис. 8.6, пульсирующее напряжение u_d и ток i_d представляют собой ряд полусинусоид, которые и обеспечивают появление тоже пульсирующей энергии в нагрузке R_n , чередующейся с провалами энергии в промежутках между полусинусоидами.

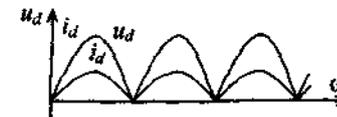


Рис. 8.6. Временная диаграмма u_d

А для нагрузки R_n требуется постоянная энергия (энергия постоянного тока). Следовательно, необходимо заполнить провалы энергии между полусинусоидами. А это можно сделать только таким путем, когда существуют полусинусоиды напряжения и тока, несущие энергию от сети, необходимо накопить энергию в электрическом или магнитном поле, а потом эту накопленную энергию использовать для заполнения провалов энергии между полусинусоидами.

Энергия W_c электрического поля накапливается в конденсаторе

$$W_c = \frac{u_c^2 C}{2}, \quad (8.11)$$

где u_c – напряжение на конденсаторе; C – емкость конденсатора.

Энергия W_m магнитного поля накапливается в катушке индуктивности

$$W_m = \frac{i^2 L}{2}, \quad (8.12)$$

где i – ток в индуктивности; L – индуктивность катушки

Поэтому сглаживающие фильтры создают на основе реактивных элементов – конденсаторов и катушек индуктивностей (часто называемых дросселями). Такие катушки индуктивности (дроссели) для повышения индуктивности L имеют ферромагнитные сердечники.

Конденсаторы имеют емкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$,

которое представляет собой малое сопротивление для переменного тока и очень большое сопротивление для постоянного тока, т. к. на постоянном токе $f = 0$. Следовательно, в сглаживающих фильтрах конденсаторы необходимо включать параллельно нагрузке R_n . Тогда, если выбрать емкость C конденсатора достаточно большой, чтобы выполнялось условие $X_C \ll R_n$ на основной частоте пульсаций выпрямленного напряжения, переменная составляющая i_n тока i_d будет протекать через конденсатор, а постоянная составляющая I_n будет протекать через нагрузку R_n , напряжение на нагрузке будет $U_\phi = U_n = I_n R_n$.

Катушки индуктивности имеют индуктивное сопротивление $X_L = 2\pi f L$, которое пропорционально частоте f пульсаций, а также небольшое активное сопротивление r_k провода обмотки. На постоян-

ном токе $f = 0$ и $X_L = 0$, а сопротивление катушки будет определяться весьма малым активным сопротивлением r_k . Следовательно, в сглаживающих фильтрах катушку индуктивности необходимо включать последовательно с нагрузкой R_n . Тогда, если индуктивность L выбрать достаточно большой, чтобы выполнялось условие $X_L \gg R_n$ на частоте пульсаций, то переменная составляющая u_n выпрямленного напряжения u_d будет выделяться почти целиком на X_L , а постоянная составляющая выпрямленного напряжения U_d будет приложено: небольшая часть $U_L = I_n r_k$ к катушке, а основная часть $U_\phi = U_d - U_L$ – к нагрузке R_n , по которой будет протекать ток $I_n = \frac{U_\phi}{R_n}$.

Сглаживающий C -фильтр показан на рис. 8.7, а, а временные диаграммы напряжений и токов приведены на рис. 8.7, б.

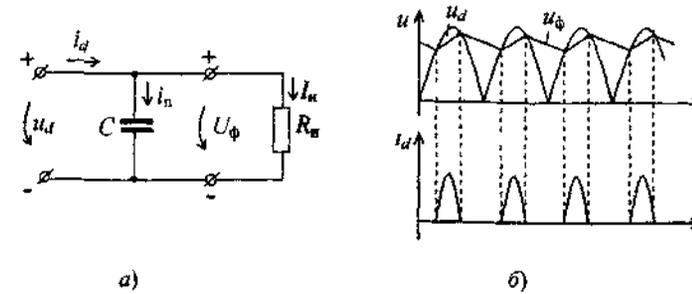


Рис 8.7. Схема и работа C -фильтра: а – C -фильтр, б – временные диаграммы

Из уравнения (8.11) видно, что энергия, запасенная в конденсаторе, зависит от напряжения u_c на конденсаторе и от емкости C конденсатора. На рис. 8.7 видно, что пока $u_d > u_\phi$, конденсатор заряжается током i_d . При $u_\phi > u_d$ конденсатор выполняет роль генератора, отдавая накопленную энергию в нагрузку R_n . Чем меньше сопротивление R_n , тем быстрее разряжается конденсатор, т. к. ток разряда I_n увеличивается. В том случае, когда постоянная времени заряда конденсатора через внутреннее сопротивление $R_{ин}$ источника питания ИП

$\tau_3 \geq \tau_p$, где $\tau_3 = R_{нн}C$, $\tau_p = R_n C$ (постоянная времени разряда конденсатора через нагрузку), C -фильтр никакого сглаживающего действия уже не оказывает и в этом случае $q_2 = q_1$ (для рис 8.7 $q_1 = 0,67$). Если $R_n = \infty$ (режим холостого хода), $\tau_p = \infty$ и конденсатор, зарядившись, поддерживает напряжение $U_\phi = U_{md}$, где U_{md} – амплитудное значение выпрямленного напряжения. В этом случае $q_2 \approx 0$ и, следовательно, $S = \frac{q_1}{0} = \infty$. Таким образом, чем меньше ток нагрузки (чем R_n больше), тем C -фильтр сглаживает лучше

Сглаживающий L -фильтр показан на рис 8.8.

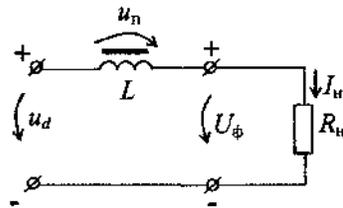


Рис 8.8 L-фильтр

Из уравнения (8.12) видно, что чем больше ток i , протекающий через индуктивность L , тем больше накапливается энергии в магнитном поле, которая отдается в нагрузку R_n во время между полусинусоидами напряжения u_d , т. е. получается большее сглаживание. А это значит, что в данном (выбранном) значении L этот фильтр лучше сглаживает при больших токах. При токе $i = 0$ L -фильтр не сглаживает.

Для расширения диапазона сглаживания фильтра по мощности (следовательно, и по току) используют комбинированный фильтр, так называемый Г-образный LC -фильтр, показанный на рис. 8.9. В этом фильтре одновременно используются свойства и C -фильтра, и L -фильтра. Чаще используют сочетание C -фильтра и Г-образного LC -фильтра, показанное на рис. 8.10. Нередко такой комбинированный фильтр называют П-образным LC -фильтром.

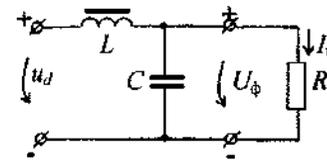


Рис 8.9 Г-образный LC -фильтр

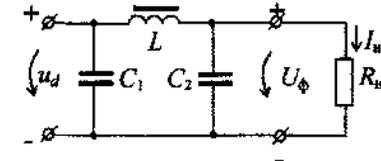


Рис 8.10. Комбинированный фильтр из C_1 -фильтра и LC_2 -фильтра

При необходимости увеличить коэффициент сглаживания S используют C -фильтр с многозвенным Г-образным LC -фильтром

Так как катушки индуктивности (дрессели) имеют большую стоимость и большие габариты по сравнению с резисторами и конденсаторами, то нередко в маломощных выпрямителях вместо Г-образных LC -фильтров используют Г-образные RC -фильтры, в которых вместо катушки индуктивности L устанавливают резистор R . Такой Г-образный RC -фильтр показан на рис. 8.11.

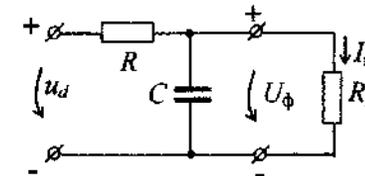


Рис 8.11. RC -фильтр

Включение в структуру вторичного источника питания (ИП) сглаживающих фильтров увеличивает внутреннее сопротивление ИП, что вызывает дополнительные потери напряжения и мощности. Это приводит к уменьшению КПД ИП и увеличению наклона внешней характеристики. На рис. 8.12 приведены для сравнения внешние характеристики двухполупериодного выпрямителя без сглаживающих фильтров и с различными сглаживающими фильтрами.

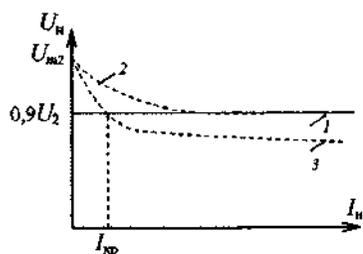


Рис. 8.12. Внешние характеристики:
1 – без фильтра; 2 – с C-фильтром; 3 – с LC-фильтром

Внешняя характеристика 1 выпрямителя без фильтра имеет наименьшую крутизну, т. к. ИП имеет малые потери напряжения внутри самого себя (малое $R_{вн}$). Но $q = 0,67$ – велико.

Внешняя характеристика 2 ИП с C-фильтром в режиме холостого хода имеет $U_{вх} = U_{m2} = \sqrt{2}U_2$, а $q = 0$. По мере увеличения тока I_n напряжение U_n уменьшается, а q увеличивается и при $\tau_3 = \tau_p$ практически совпадает с характеристикой 1. Внешняя характеристика ИП с LC-фильтром в режиме холостого хода совпадает с характеристикой ИП с C-фильтром. Но потом в действие вступает L-фильтр и при токе $I_n = I_{кр}$ L-фильтр начинает преобладать и за счет r_k характеристика 3 пойдет ниже 1 на величину $I_n r_k$, где r_k – сопротивление катушки индуктивности.

8.4. Стабилизаторы напряжения

При помощи сглаживающих фильтров, рассмотренных в разделе 8.3, осуществляется сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения u_d . Это можно представить, в определенном смысле, как стабилизацию быстрых изменений (пульсаций) u_d при помощи фильтров, запаасающих энергию для этого в электрическом и магнитном полях. Но уже сглаженное напряжение U_ϕ на выходе фильтра подвержено «медленным», по сравнению с пульсациями, изменениям, вызванным изменениями напряжения питающей сети U_1 , или, после трансформатора, U_2 , т. к. $U_d = 0,9U_2$ для однофазного выпрямителя. Кроме этого, как показывает внешняя характеристика ИП на рис. 8.12, напряжение на нагрузке после фильтра $U_n = U_\phi$ тоже изменяется при

изменении тока I_n нагрузки. Таким образом, у такого ИП напряжение на нагрузке, в основном, является функцией $U_n = f(U_2, I_n)$.

Для большинства электронных устройств такие изменения напряжения недопустимы. Для их надежной и точной работы требуется неизменное напряжение U_n независимо от изменения напряжения сети и тока нагрузки. Поэтому в источниках питания после фильтра устанавливают специальные электронные устройства – стабилизаторы напряжения, которые поддерживают напряжение U_n в заданных пределах.

Основным фактором, изменяющим выходное напряжение стабилизатора $U_{вх ст}$ на величину $\Delta U_{вх ст}$, является изменение входного напряжения стабилизатора $U_{вх ст}$ на величину $\Delta U_{вх ст}$. Поэтому стабильность выходного напряжения $U_{вх ст}$ при изменениях $\Delta U_{вх ст}$ входного напряжения стабилизатора $U_{вх ст}$ оценивают коэффициентом стабилизации по напряжению

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх ст}}{U_{вх ст}} : \frac{\Delta U_{вх ст}}{U_{вх ст}}. \quad (8.13)$$

Так как стабилизатор установлен после фильтра непосредственно перед нагрузкой, то $U_{вх ст} = U_n$, $\Delta U_{вх ст} = \Delta U_n$, $U_{вх ст} = U_\phi$, $\Delta U_{вх ст} = \Delta U_\phi$.

Следовательно,

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_\phi}{U_\phi} : \frac{\Delta U_n}{U_n}. \quad (8.13a)$$

Нередко для определения коэффициента стабилизации используют не относительные, а абсолютные приращения напряжений

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_\phi}{\Delta U_n}. \quad (8.136)$$

Другим основным параметром стабилизатора является его выходное динамическое сопротивление

$$r_{дин} = \frac{\Delta U_n}{\Delta I_n}, \quad (8.14)$$

а основной характеристикой стабилизатора, как и у любого источника питания, является внешняя характеристика (8.3).

8.4.1. Параметрические стабилизаторы

Самый простейший маломощный стабилизатор напряжения можно построить на лавинном диоде – стабилитроне, рассмотренном в § 2.4, где приведены его вольт-амперная характеристика и схема включения. Для стабилизации напряжения используется обратная ветвь ВАХ стабилитрона, показанной на рис. 8.13. При электрическом (лавинном) пробое напряжение $U_{ст}$ остается почти неизменным в широком диапазоне изменения тока стабилизации $I_{ст\min}$ до $I_{ст\max}$.

Стабилитрон VD включается в схему стабилизации с последовательно включенным «балластным» резистором $R_б$, как показано на рис. 8.14.

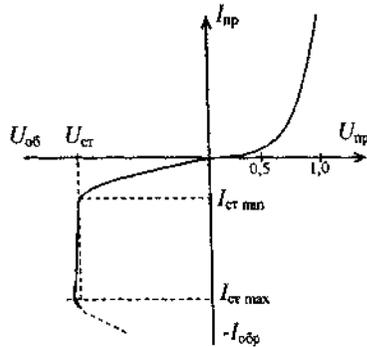


Рис. 8.13. ВАХ стабилитрона напряжения

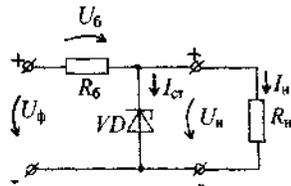


Рис. 8.14. Параметрический стабилизатор

По второму закону Кирхгофа

$$U_{\phi} = U_{б} + U_{н},$$

где $U_{н} = U_{ст}$; $U_{б} = R_{б}I_{б} = R_{б}(I_{ст} + I_{н})$.

Следовательно,

$$U_{н} = U_{\phi} - R_{б}(I_{ст} + I_{н}). \quad (8.15)$$

Из уравнения (8.15) и рис. 8.13 видно, что пока ток $I_{ст}$ будет находиться в пределах $I_{ст\min} < I_{ст} < I_{ст\max}$, напряжение на нагрузке будет $U_{н} = U_{ст} = \text{const}$. При увеличении U_{ϕ} увеличится $I_{ст}$ и увеличение $U_{б} = R_{б}(I_{ст} + I_{н})$ скомпенсирует приращение U_{ϕ} . Если же

увеличится $I_{н}$, то уменьшится $I_{ст}$ на такую же величину и $U_{б}$ будет неизменным и, значит, $U_{н} = \text{const}$.

Коэффициент стабилизации $K_{ст}$ параметрических стабилизаторов приближенно можно определить по формуле

$$K_{ст} = \frac{U_{н}R_{б}}{U_{\phi}r_{дст}}, \quad (8.16)$$

где $r_{дст}$ – динамическое сопротивление стабилитрона на участке стабилизации (см. ВАХ на рис. 8.13)

$$r_{дст} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}.$$

Выходное динамическое сопротивление параметрического стабилизатора $r_{дин} = \frac{R_{б}r_{дст}}{R_{б} + r_{дст}} \approx r_{дст}$ по величине находится в пределах от нескольких Ом до сотен Ом.

У параметрических стабилизаторов $K_{ст} = 20 \div 40$, что обычно бывает недостаточным для стабилизации напряжения питания электронных устройств. Да и по мощности такие стабилизаторы чаще всего не удовлетворяют пользователя. Поэтому параметрические стабилизаторы больше используются в качестве стабильного опорного напряжения в более качественных и мощных компенсационных стабилизаторах.

8.4.2. Компенсационные стабилизаторы

Это достаточно сложные электронные устройства, представляющие собой устройства автоматического регулирования напряжения. Поэтому компенсационные стабилизаторы напряжения обеспечивают высокую стабилизацию и необходимую мощность для питания различных электронных устройств. Обладая высоким быстродействием, компенсационные стабилизаторы напряжения одновременно хорошо сглаживают выходное напряжение $U_{н}$, т. е. выполняют и роль сглаживающего фильтра. Поэтому во вторичных источниках с компенсационными стабилизаторами в качестве предварительного фильтра обычно устанавливают только электролитические конденсаторы большой емкости на входе и на выходе стабилизатора. Коэффициент стабилизации $K_{ст}$ у компенсационных стабилизаторов может достигать величины в несколько тысяч и даже десятков тысяч.

На рис. 8.15 приведена схема простейшего компенсационного стабилизатора.

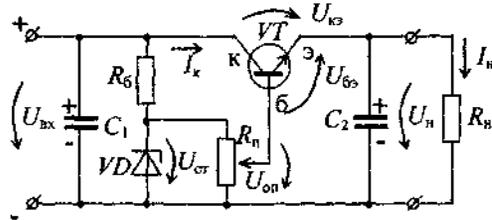


Рис 8.15. Компенсационный стабилизатор

В качестве стабилизатора здесь используется эмиттерный повторитель, у которого, как известно, имеется 100 % ООС по напряжению. Поэтому у него выходное напряжение U_n приблизительно равно опорному напряжению $U_{оп}$, получаемому при помощи параметрического стабилизатора на стабилитроне.

По замкнутому контуру $U_{он}$ – база δ транзистора – эмиттер \mathcal{E} транзистора – сопротивление R_n нагрузки – $U_{он}$ составим уравнение по второму закону Кирхгофа

$$U_{бэ} = U_{он} - U_n, \quad (8.17)$$

а по контуру через коллектор-эмиттер-нагрузку

$$U_n = U_{вх} - U_{кэ}. \quad (8.18)$$

Пусть, например, $U_{вх}$ увеличивается, что приведет к увеличению U_n . Но при этом, согласно уравнению (8.17), будет уменьшаться $U_{бэ}$, что приведет к уменьшению проводимости транзистора VT и, следовательно, к увеличению $U_{кэ}$ и уменьшению тока I_n . А уменьшение тока I_n приведет к уменьшению напряжения $U_n = I_n R_n$. Или по-иному, увеличение $U_{кэ}$, согласно (8.18), приведет к уменьшению U_n , стабилизируя ее величину. Таким образом, за счет 100 % отрицательной обратной связи в эмиттерном повторителе и происходит стабилизация выходного напряжения $U_n \approx U_{он}$. Изменяя $U_{он}$ при помощи переменного резистора R_n , можно устанавливать различное значение стабилизированного напряжения U_n в пределах до $U_{он} = U_{ст}$, где $U_{ст}$ – напряжение стабилизации стабилитрона VD .

Компенсационные стабилизаторы на эмиттерном повторителе, показанные на рис. 8.15, могут обеспечить коэффициент стабилизации $K_{ст} \leq 100$.

Для увеличения коэффициента стабилизации осуществляют регулирование проводимости транзистора VT при помощи усилителя. За счет этого чувствительность стабилизатора к изменениям напряжения U_n увеличивается в K_y раз, где K_y – коэффициент усиления усилителя. Схема такого стабилизатора с усилителем на микросхеме приведена на рис. 8.16.

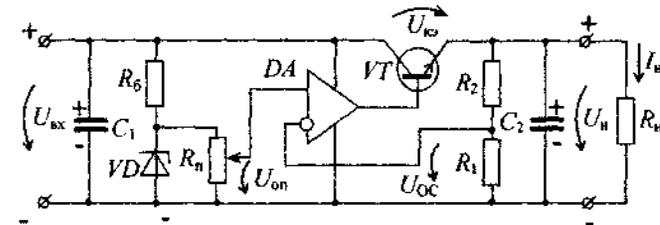


Рис 8.16. Стабилизатор с усилителем

Усилитель на микросхеме DA вместе с транзистором VT охвачен отрицательной обратной связью при помощи цепочки на резисторах R_1 – R_2 . Напряжение ООС

$$U_{ОС} = \gamma U_n,$$

$$\text{где } \gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Оно сравнивается с опорным напряжением $U_{он}$ и с высокой степенью точности автоматически поддерживается равенство $U_{ОС} = \gamma U_n = U_{он}$. Отсюда $U_n = \frac{U_{он}}{\gamma} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{он}$. Так как $U_{он} = \text{const}$, то и U_n будет поддерживаться неизменным, независимо от изменений $U_{вх}$ и I_n в определенном диапазоне. Изменяя $U_{он}$, устанавливают требуемое значение U_n .

При необходимости повысить мощность источника питания и, следовательно, стабилизатора, следует выбрать транзистор VT большей мощности, или даже использовать составной транзистор, как это мы делали в усилителях мощности (см. гл. 3).

В рассмотренных компенсационных стабилизаторах напряжения на рис. 8.15 и 8.16 отсутствует защита по току. Поэтому при малых R_n ток I_n может превысить допустимую величину $I_{n\text{доп}}$, определяемую допустимым током коллектора транзистора VT . Превышение тока I_n допустимой величины может привести к перегреву транзистора и его порче. Для ограничения тока нагрузки I_n устанавливают в стабилизатор дополнительный (защитный) транзистор $VT1$, резистор R_3 , а также резистор R_4 последовательно с основным транзистором VT и нагрузкой, как показано на рис. 8.17.

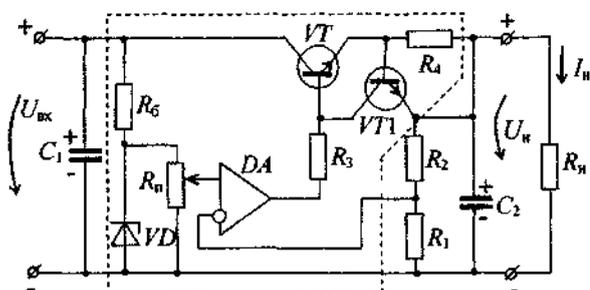


Рис. 8.17. Стабилизатор с защитой по току

В таком стабилизаторе с защитой максимальный ток $I_{n\text{max}}$ в нагрузке будет определяться уравнением

$$I_{n\text{max}} = \frac{U_{\text{бo1}}}{R_4}, \quad (8.19)$$

где $U_{\text{бo1}}$ – базовое напряжение открывания транзистора $VT1$. Для нормальных условий принимают $U_{\text{бo1}} = 0,6$ В. При превышении тока I_n максимальной величины $I_{n\text{max}}$ напряжение $U_{\text{бo1}} = I_{n\text{max}} R_4 > 0,6$ В и транзистор $VT1$ открывается и предотвращает дальнейшее увеличение базового тока основного транзистора VT , тем самым предотвращая увеличение тока нагрузки I_n более $I_{n\text{max}}$. При этом мощность, рассеиваемая на основном транзисторе VT , $P = I_{n\text{max}}(U_{\text{вх}} - U_n)$ не должна превышать $P_{\text{доп}}$ транзистора. В качестве VT может быть установлен и составной транзистор.

Главную функциональную часть стабилизатора с защитой по току на рис. 8.17 (ограничена пунктирной линией) можно выполнить в виде интегральной микросхемы. Промышленностью выпускаются такие интегральные стабилизаторы напряжения, например, серии К142ЕН различных модификаций. Схемы включения и параметры таких стабилизаторов можно найти в справочниках. Так, например, стабилизатор К142ЕН11 имеет предельно допустимый выходной ток $I_{\text{вых доп}} = 1,5$ А, а стабилизированное выходное напряжение можно устанавливать в диапазоне $U_{\text{вых}} = 1,2 + 30$ В при помощи внешнего делителя напряжений на резисторах R_1 и R_2 (рис. 8.17).

8.5. Трехфазные выпрямители

Вторичные источники питания постоянного тока средней и большой мощности невыгодно создавать на основе однофазных выпрямителей. У таких ИП токи достаточно велики и, как было показано в § 8.3, емкостные фильтры на больших токах неэффективны. А чтобы сгладить большие пульсации u_d , у которых $q = 0,67$, до требуемой величины необходимо устанавливать L -фильтры с большим значением индуктивности L . А это дорого по стоимости и велико по габаритам. Уменьшения коэффициента пульсаций q выпрямленного напряжения u_d можно достичь путем использования трехфазных выпрямителей. Так, например, у мостового трехфазного выпрямителя коэффициент пульсаций $q = 0,057$, что почти в 12 раз меньше, чем у однофазных выпрямителей.

Кроме этого трехфазные выпрямители выравнивают фазные нагрузки всех трех фаз сети.

На рис. 8.18 приведена схема трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом трехфазного трансформатора (часто его называют нулевым выпрямителем).

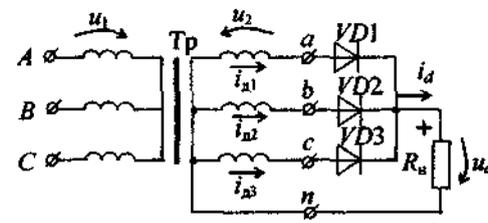


Рис. 8.18. Трехфазный нулевой выпрямитель

Здесь в каждой фазе вторичной обмотки трансформатора последовательно включены диоды $VD1$, $VD2$, $VD3$, катоды которых соединены вместе. Нагрузка R_n включена между катодами диодов и нейтральным (нулевым) выводом n трансформатора. Временные диаграммы работы выпрямителя показаны на рис. 8.19.

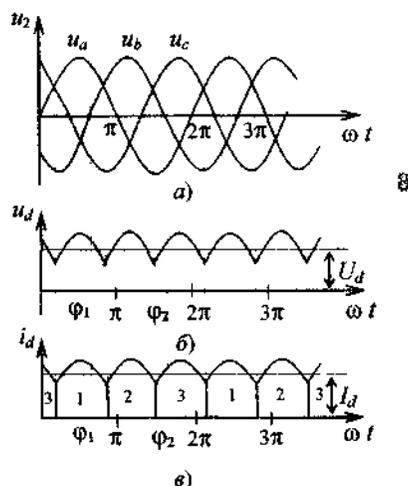


Рис 8.19. Временные диаграммы трехфазного нулевого выпрямителя

В этом выпрямителе диоды работают (открываются) по очереди, т. е. в каждый момент времени открыт только один диод, а два других диода в это время закрыты, т. е. не проводят ток. Как известно, диод открывается только тогда, когда к нему приложено напряжение в прямом направлении, т. е. «плюсом» к аноду, а «минусом» – к катоду. А так как катоды соединены вместе, то у всех диодов потенциал всегда будет одинаковым. Поэтому будет открыт только тот диод, у которого анод самый положительный по сравнению с анодами других диодов. Например, в момент $\omega t = \varphi_1$ будет открыт только $VD1$, у которого в этот момент анод самый положительный (рис. 8.19, а), т. к. $u_a > u_b$ и $u_a > u_c$. В этом случае через нагрузку протекает ток $i_d = i_{d1}$ по контуру: обмотка фазы a – $VD1$ – R_n – нейтраль – обмотка фазы a . В другой момент, например при $\omega t = \varphi_2$, будет открыт диод $VD3$, т. к. $u_c > u_a$ и $u_c > u_b$, а через нагрузку R_n будет протекать ток $i_d = i_{d3}$ по контуру: обмотка фазы c – $VD3$ – R_n – нейтраль – обмотка

фазы c . Каждый диод открыт в течение угла $\omega t = \frac{2\pi}{3}$. В моменты равенства напряжений $u_a = u_b$, $u_b = u_c$, $u_c = u_a$ происходит естественная (не по принуждению) коммутация диодов, т. е. открытый диод закрывается, а следующий за ним диод открывается. Например, при $u_a = u_b$ $VD1$ закрывается, а при небольшом повышении $u_b > u_a$ $VD2$ открывается.

Среднее значение выпрямленного напряжения определим путем интегрирования напряжения $u_2 = u_d$ в интервале повторяемости выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} U_{m2} \sin \omega t d(\omega t) = 1,17 U_2. \quad (8.20)$$

При этом максимальное значение обратного напряжения на закрытых диодах равно амплитуде линейного напряжения на вторичных обмотках, т. е.

$$U_{об\max} = U_{max} = \sqrt{3} U_{m2}, \quad (8.21)$$

а коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения u_d будет $q = \frac{2}{3^2 - 1} = 0,25$, что почти в 4 раза меньше, чем у однофазного выпрямителя.

Так как токи диодов i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} протекают по фазам вторичной обмотки только в одном направлении (полусинусоиды), то они создают дополнительное постоянное подмагничивание магнитопровода трансформатора, что может привести к насыщению магнитопровода. Чтобы этого не случилось, приходится увеличивать площадь сечения магнитопровода, что приводит к увеличению стоимости и габаритов выпрямителя в целом.

В трехфазном мостовом выпрямителе отсутствует дополнительное постоянное подмагничивание, т. к. во вторичной обмотке трансформатора во всех фазах протекают синусоидальные токи. Кроме этого, имеются и другие преимущества трехфазного мостового выпрямителя по сравнению с рассмотренным ранее трехфазным выпрямителем с нейтральным выводом трансформатора. На рис. 8.20 приведена схема трехфазного мостового выпрямителя (схема Ларионова).

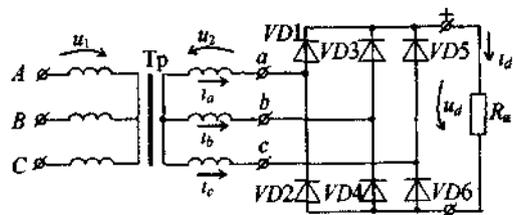


Рис 8.20 Трехфазный мостовой выпрямитель

Мостовой выпрямитель содержит шесть диодов, разделенных на две группы. В одной группе, состоящей из четных диодов $VD2, VD4, VD6$, аноды соединены вместе, а на катоды поданы напряжения от выводов a, b, c вторичной обмотки (анодная группа). Во второй группе, состоящей из нечетных диодов $VD1, VD3, VD5$, катоды соединены вместе, а на аноды поданы напряжения от выводов a, b, c вторичной обмотки трансформатора (катодная группа). Нагрузка R_n включена между соединенными анодами анодной группы и соединенными катодами катодной группы. Временные диаграммы работы мостового выпрямителя показаны на рис 8.21

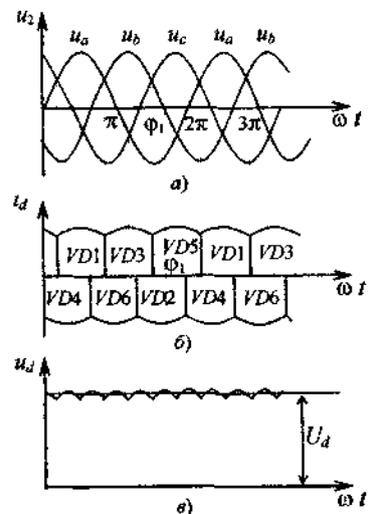


Рис 8.21 Временные диаграммы трехфазного мостового выпрямителя

Как видно из условной диаграммы токов на рис. 8.21, б, в любой момент времени ток нагрузки протекает через два открытых диода, один из которых находится в анодной группе, а другой – в катодной группе. В анодной группе будет открыт только тот диод, у которого будет «самый отрицательный» катод, т. е. на нем будет самое большое по величине отрицательное напряжение относительно соединенных вместе анодов четных диодов. В катодной группе в это время будет открыт только тот диод, у которого анод «самый положительный», т. е. на нем будет самое большое по величине положительное напряжение относительно соединенных вместе катодов нечетных диодов (рис. 8.21, б). Например, при $\omega t = \varphi_1$ в катодной группе будет максимальное положительное напряжение u_c и, следовательно, будет открыт диод $VD5$. А в анодной группе самым большим по величине будет отрицательное напряжение $-u_a$ и, следовательно, будет открыт диод $VD2$. В это время ток нагрузки I_d будет проходить по контуру обмотка фазы $c - VD5 - R_n - VD2 -$ обмотка фазы a – обмотка фазы c .

За один период изменения напряжения u_2 , например, за период u_a , происходит шесть переключений диодов, т. е. шесть естественных коммутаций диодов, в моменты равенств $u_a = u_b, u_b = u_c, u_c = u_a$, и равенств $|-u_a| = |-u_b|, |-u_b| = |-u_c|, |-u_c| = |-u_a|$. Следовательно, коэффициент пульсаций выходного напряжения трехфазного мостового выпрямителя будет $q = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057$, что в 4,4 раза

меньше, чем у трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом трансформатора на рис. 8.18, и почти в 12 раз меньше, чем у однофазного двухполупериодного выпрямителя. При этом частота основной гармоники пульсаций будет $f_{ор} = 300$ Гц при частоте сети $f_c = 50$ Гц. А чем выше частота гармоники, тем легче осуществить необходимое сглаживание выпрямленного напряжения.

Так как в мостовом выпрямителе (рис. 8.20) используются и положительные, и отрицательные полуволны напряжения u_2 , то среднее значение выпрямленного напряжения в 2 раза больше, чем у трехфазного нулевого выпрямителя (рис. 8.18), и равно $U_d = 2,34U_2$. При этом и КПД трехфазного мостового выпрямителя также больше, чем у всех рассмотренных ранее выпрямителей. Поэтому трехфазные мостовые выпрямители получили широкое распространение в преобразовательной технике, в том числе и в источниках постоянного тока.

Контрольные вопросы

1. Какие функциональные блоки содержит полная блок-схема вторичного источника питания (структура источника)?
2. Какие основные параметры источника питания?
3. Какая основная характеристика источника питания?
4. На каких элементах построены выпрямители?
5. Чем отличается однофазный однополупериодный выпрямитель от однофазного двухполупериодного выпрямителя (схема, параметры)?
6. Какое различие между двухполупериодным «мостовым» и «со средним выводом трансформатора» выпрямителями?
7. Для чего необходимы сглаживающие фильтры?
8. На каких элементах построены фильтры?
9. На чем основан эффект сглаживания пульсаций?
10. Типы сглаживающих фильтров.
11. Как оценить степень сглаживания фильтром?
12. Для чего необходимы стабилизаторы напряжений?
13. Как оценить степень стабилизации?
14. На каких элементах построен параметрический стабилизатор? Оцените его работу.
15. Что такое компенсационный стабилизатор? Чем он отличается от параметрического стабилизатора?
16. Каким образом повышают коэффициент стабилизации компенсационного стабилизатора напряжения?
17. Как защитить компенсационный стабилизатор от перегрузок по току?
18. Какие преимущества у трехфазных выпрямителей?
19. Оцените работу трехфазного нулевого выпрямителя.
20. Какие недостатки трехфазного нулевого выпрямителя по сравнению с трехфазным мостовым выпрямителем?
21. Какие диоды проводят ток (включены) в мостовом трехфазном выпрямителе при $\varphi = 1,9\pi$?

Лабораторная работа № 8.1 Исследование однофазных выпрямителей

Цели работы: ознакомиться с работой выпрямителей по практическим временным диаграммам; определить основные параметры и характеристики выпрямителей; проанализировать возможности и диапазон применения каждого типа выпрямителей на основе полученных параметров и характеристик.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите однополупериодный выпрямитель, схема которого приведена на рис. 8.3, а.
2. С экрана осциллографа в масштабе постройте временные диаграммы напряжений u_2 и u_d для $R_n = 10$ кОм.
3. Изменяя R_n в диапазоне от 10 кОм и до 100 Ом, снимите внешнюю характеристику выпрямителя $u_d = f(I_n)$. Результаты измерений записывайте в табл. 8.1.1.

Таблица 8.1.1

I_n, mA							
U_d, V							

4. Постройте внешнюю характеристику ВХ однополупериодного выпрямителя. Из ВХ определите коэффициент преобразования выпрямителя $K_n = \frac{U_d}{U_2}$ и сравните с расчетным значением из уравнения (8.5).
5. Соберите двухполупериодный выпрямитель со средним выводом трансформатора, схема которого приведена на рис. 8.4, а.
6. Выполните п. 2, 3, 4 для этого выпрямителя.
7. Соберите однофазный мостовой выпрямитель, схема которого приведена на рис. 8.5, а.
8. Выполните п. 2, 3, 4 для мостового выпрямителя.
9. Дайте сравнительный анализ исследованных выпрямителей – достоинств и недостатков с учетом: коэффициента преобразования КП, коэффициента пульсаций q , $U_{\text{обмах}}$, КПД, аппаратурной сложности и стоимости.

Лабораторная работа № 8.2 Исследование способов и устройств сглаживания пульсаций напряжения вторичных источников

Цели работы: исследовать эффективность сглаживания пульсаций C -фильтра, Π -образного RC -фильтра, C -фильтра со стабилизатором на стабилитроне путем экспериментального определения и сравнения коэффициентов сглаживания на различных участках внешней характеристики; определить диапазоны эффективного сглаживания

пульсаций напряжения при помощи вышеназванных устройств; оценить возможности применения исследованных устройств в источниках питания в зависимости от мощности и требований.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите однофазный выпрямитель с нулевым выводом трансформатора по схеме на рис. 8.4, а.
2. Снимите и постройте внешнюю характеристику, как это уже делали в лабораторной работе № 8.1 в диапазоне $R_n = 10 \text{ кОм} \div 100 \text{ Ом}$.
3. Подключите к выходу выпрямителя электролитический конденсатор емкостью $C = 50 \text{ мкФ}$. (При подключении не забывайте соблюдать полярность выводов конденсатора и $U_{\text{вх}}$! При неправильном подключении конденсатор может взорваться и повредить глаза!).
4. Снимите и постройте внешнюю характеристику в координатах п. 2.
5. Объясните причину несовпадений характеристик в пп. 2, 4.
6. Определите коэффициент сглаживания: S_1 при $I_n = 0$, S_2 при $I_n = \frac{I_{\text{нс}}}{2}$, S_3 при $I_n = I_{\text{нс}}$. При этом каждый раз по осциллографу зарисовывайте форму напряжения u_n на R_n . Объясните, почему изменяется форма u_n ?
7. Подключите еще RC-фильтр, указанный на рис. 8.11 ($R = 100 \text{ Ом}$, $C_2 = 50 \text{ мкФ}$) и выполните пп. 4, 5, 6.
8. Вместо емкости C_2 в п. 7 установите стабилитрон VD.
9. Снимите внешнюю характеристику в диапазоне изменения $R_n = 10 \text{ кОм}$ до $R_n = 100 \text{ Ом}$, наблюдая на экране осциллографа пульсации U_n .
10. В координатах пункта п. 2 постройте внешнюю характеристику по п. 9. Из этой внешней характеристики видно, что получился параметрический стабилизатор напряжения, который стабилизирует и быстрые, и медленные изменения напряжения U_n .
11. В соответствии с целью исследований сделайте анализ результатов исследований и на основе анализа – выводы.

Лабораторная работа № 8.3
Исследование компенсационных стабилизаторов напряжения

Цели работы: исследовать принципы и качество работы компенсационных стабилизаторов; определить коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$ конкретных исследуемых стабилизаторов; определить диапазоны стабилизации в зависимости от тока нагрузки по внешней характеристике; исследовать возможность защиты стабилизаторов от перегрузок по току.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите стабилизатор, электрическая схема которого приведена на рис. 8.16, где $R_5 = 1,5 \text{ кОм}$, $R_n = 10 \text{ кОм}$, $R_1 = 3 \text{ кОм}$. R_2 – из табл. 8.3.2 (свой вариант).
2. Установите $U_{\text{вх}} = 20 \text{ В}$, $U_{\text{оп}}$ – из табл. 8.3.2 (свой вариант).
3. Снимите внешнюю характеристику (ВХ) $U_n = f(I_n)$ для значений $R_n = 10 \text{ кОм}$; 5,1 кОм; 2 кОм; 1 кОм; 0,51 кОм; 0,3 кОм; 0,15 кОм. Результаты запишите в табл. 8.3.1.

Таблица 8.3.1

$R_n, \text{кОм}$							
$U_n, \text{В}$							
$I_n, \text{мА}$							

4. Постройте внешнюю характеристику.
5. Определите коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}} = \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{\Delta U_n}$ при $R_n = 2 \text{ кОм}$.
6. Установите транзистор VT1 в схему стабилизатора на рис. 8.16, $R_3 = 2 \text{ кОм}$, $R_4 = 24 \text{ Ом}$, как показано на рис. 8.17 и снимите внешнюю характеристику $U_n = f(I_n)$ для значений $R_n = 5,1 \text{ кОм}$; 2 кОм; 1 кОм; 0,51 кОм; 0,3 кОм; 0,15 кОм; 0,051 кОм. Результаты измерений запишите в табл. 8.3.1.
7. Постройте внешнюю характеристику для этого стабилизатора.
8. Анализ работы по ВХ первой и второй схем стабилизатора. Сделайте выводы на основе анализа.

Контрольные вопросы

1. Для чего на входе стабилизатора устанавливают конденсатор большой емкости?
2. С какой целью в компенсационном стабилизаторе используется напряжение $U_{оп}$?
3. Какую роль выполняет отрицательная обратная связь на резисторах R_1 – R_2 ?
4. Каким образом в стабилизаторе можно установить необходимое напряжение U_n ?
5. Какая связь между $U_{оп}$ и U_n в стабилизаторе на рис. 8.16?
6. Как действует защита по току на рис. 8.17?

Таблица 8.3.2

Варианты заданий

Параметр	Номер стенда									Номер подгруппы
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
R_2 , кОм	7,5	7,5	6,2	5,1	4,3	4,3	3,6	3,6	3,0	Подгруппа № 1
$U_{оп}$, В	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0	6,5	7,0	7,5	
R_2 , кОм	5,1	4,3	4,3	3,6	3,0	3,0	6,2	7,5	7,5	Подгруппа № 2
$U_{оп}$, В	5,0	5,5	6,0	6,5	7,0	7,5	4,5	4,0	3,5	

Лабораторная работа № 8.4

Исследование трехфазного мостового выпрямителя

Цели работы: исследовать работу выпрямителя при помощи экспериментально полученных временных диаграмм; определить основные параметры и характеристику выпрямителя; оценить качество работы в сравнении с однофазным выпрямителем и с трехфазным нулевым выпрямителем.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите трехфазный мостовой выпрямитель, схема которого приведена на рис. 8.20.
2. Подключите к его входу трехфазное напряжение u_a , u_b , u_c .
3. На экране осциллографа наблюдайте временные диаграммы входных и выходных напряжений (при внешней синхронизации развертки луча осциллографа от напряжения u_a).

4. С экрана осциллографа в масштабе начертите временные диаграммы напряжений u_a , u_b , u_c и выпрямленного напряжения на нагрузке $u_d(u_n)$ при $R_n = \text{const}$.

5. Экспериментально получите и постройте внешнюю характеристику $u_d = f(I_n)$, изменяя R_n в указанных преподавателем пределах. Поясните вид полученной внешней характеристики.

6. Экспериментально для $R_n = 10$ кОм при помощи осциллографа определите коэффициент пульсаций $q = \frac{U_m}{U_d}$ и сравните его с

расчетным значением по формуле (8.9), а также сравните с q однофазных выпрямителей и с q трехфазного нулевого выпрямителя.

7. Сделайте сравнительный анализ с другими выпрямителями и выводы о возможных применениях.

Контрольные вопросы

1. Чему равно среднее выпрямленное напряжение U_d в трехфазном мостовом выпрямителе в режиме, близком к «холостому ходу» (при большом R_n).

2. Покажите замкнутые контуры прохождения I_n в трехфазном мостовом выпрямителе (через R_n , диоды, вторичную обмотку трансформатора) в различное время.

3. Чему равны частота пульсаций и коэффициент пульсаций u_d в трехфазном мостовом выпрямителе?

4. Какие достоинства и недостатки трехфазного мостового выпрямителя по сравнению с однофазным и трехфазным нулевым выпрямителем?

5. Назовите области применения трехфазных мостовых выпрямителей.

Глава 9 УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

9.1. Способы регулирования выпрямленного напряжения

В неуправляемых выпрямителях изменение величины выпрямленного напряжения U_d можно осуществлять с помощью автотрансформатора в цепи переменного тока на входе выпрямителя, или с помощью потенциометра (реостата) в цепи постоянного тока на выходе выпрямителя. Однако такие способы регулирования среднего значения выпрямленного напряжения U_d при схемной простоте имеют существенные недостатки, не позволяющие использовать их во вторичных источниках постоянного тока. К таким недостаткам можно отнести: непригодность этих способов при автоматическом регулировании величины U_d , низкий КПД и инерционность преобразования.

С целью регулирования среднего значения выпрямленного напряжения U_d как для маломощных, так и для мощных приемников энергии постоянного тока широко используют управляемые выпрямители на тиристорах, устанавливаемых вместо диодов в рассмотренных ранее выпрямителях. Регулирование среднего значения выпрямленного напряжения здесь осуществляется за счет регулирования продолжительности протекания тока через открытый тиристор путем изменения угла α открывания тиристора. При этом амплитуда переменного напряжения U_{m2} на входе выпрямителя остается неизменной. Этот способ обеспечивает широкий диапазон регулирования среднего значения выпрямленного напряжения U_d , обеспечивает высокий КПД при малом потреблении мощности в цепях управления, высокое быстродействие, автоматическое управление. Для пояснения сущности тиристорного регулирования среднего значения выпрямленного напряжения U_d рассмотрим схему на рис. 9.1, а и временные диаграммы на рис. 9.1, б.

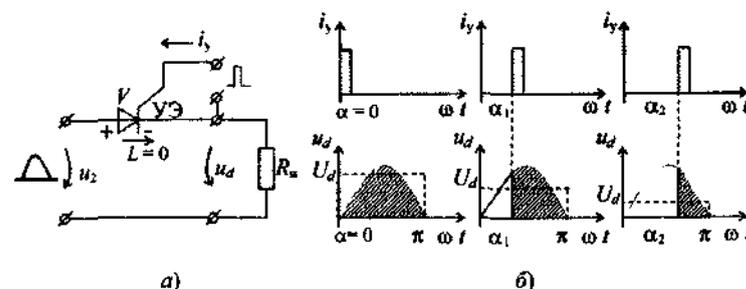


Рис 9.1. Сущность регулирования:
а – схема, б – временные диаграммы

Пусть на вход выпрямителя подается одна полусинусоида напряжения u_2 (как в схеме однофазного выпрямителя с нулевым выводом трансформатора на рис. 8.4, а с одной вторичной полуобмотки на диод $VD1$). Даже при положительной полусинусоиде, когда на анод тиристора V подается «плюс» напряжения u_2 , тиристор не откроется, пока на его управляющий электрод не будет подан импульс тока достаточной для открывания величины. При $\alpha = 0$ импульс тока i_y поступает в начале полусинусоиды. Поэтому тиристор открывается в начале полусинусоиды и через него ток i_d проходит в течение $\omega t = \pi$. Следовательно, напряжение на нагрузке R_n $u_d = i_d R_n$ будет иметь форму полусинусоиды. Среднее значение напряжения U_d будет равно высоте четырехугольника, равновеликого по площади полусинусоиде, как показано на рис. 9.1, б при $\alpha = 0$. Поэтому, также как при однофазном неуправляемом выпрямителе, согласно уравнению (8.7), $U_{d0} = 0,9 U_2$.

Если же импульс тока i_y подать в момент $\omega t = \alpha_1$, то ток i_d будет проходить через тиристор только в течение $\omega t = \pi - \alpha_1$ и вольсекундная площадь выпрямленного напряжения u_d уменьшится, следовательно, и напряжение $U_{d1} < U_{d0}$ уменьшится (высота равновеликого четырехугольника)

$$U_{d1} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi} U_{m2} \sin \omega t d(\omega t) = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha_1}{2}.$$

А при подаче импульса тока i_y в момент $\omega t = \alpha_2$, ток i_d будет протекать только в течение $\omega t = \pi - \alpha_2$ и напряжение

$$U_{d2} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha_2}{2} < U_{d1}$$

будет еще меньше.

Зависимость среднего значения U_d от угла α

$$U_d = f(\alpha) \quad (9.1)$$

называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя.

Для однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя, работающего на активную нагрузку R_n , регулировочная характеристика имеет вид:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (9.2)$$

Нормированная (обобщенная) регулировочная характеристика

$$U_{dn} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (9.3)$$

где $U_{dn} = \frac{U_d}{U_{d0}}$ – нормированное выпрямленное напряжение, приведена на рис. 9.2 для активной нагрузки ($L = 0$).

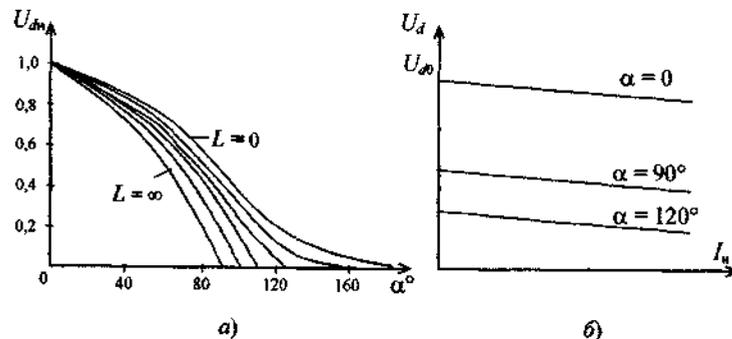


Рис 9.2. Характеристика однофазных выпрямителей:
а – нормированная регулировочная,
б – внешняя, для разных значений α

При работе выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку угловой диапазон регулирования уменьшается и в пределе, при достаточно большой индуктивности (условно $L = \infty$), получаем уравнение

$$U_{dn} = \cos \alpha. \quad (9.4)$$

Внешняя характеристика $U_d = f(I_n)$ управляемого выпрямителя будет зависеть также и от α , т. е. для каждого значения α будет своя внешняя характеристика, как показано на рис. 9.2, б для активной нагрузки R_n .

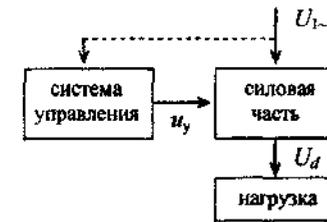


Рис 9.3 Структура управляемого выпрямителя

В общем случае любой управляемый выпрямитель состоит из двух основных частей – силовой части (управляемый выпрямитель на тиристорах) и системы управления. Силовая часть – это рассмотренные в главе 8 однофазные и трехфазные выпрямители, в которых вместо неуправляемых вентилей (диодов) установлены тиристоры. Системы управления предназначены для управления открыванием тиристоров в заданной последовательности по заданной программе. В зависимости от конкретных требований и конкретных условий работы выпрямителей, системы управления могут иметь различные структуры и различное аппаратное содержание.

9.2. Однофазные выпрямители

Как уже было отмечено, силовая часть (СЧ) управляемых выпрямителей аналогична схеме соответствующего неуправляемого выпрямителя. Отличие заключается только в том, что в управляемых выпрямителях вместо диодов (неуправляемых вентилей) включают тиристоры (управляемые вентили). Схемы однофазных управляемых выпрямителей приведены на рис. 9.4. В мостовом выпрямителе достаточно заменить только два диода на тиристоры, т. к. нечетные вентили

ли (диоды, тиристоры) $V1, V3$ и четные вентили $V2, V4$ всегда работают парами (ток i_d в каждую полуволну напряжения u_2 протекает последовательно по двум вентилям).

В указанных на рис. 9.4 управляемых выпрямителях установлены синхронные системы управления (СУ). Их работа синхронизирована с напряжением u_1 сети. Основными блоками СУ являются фазосдвигающее устройство (ФСУ) и формирователь импульсов (ФИ) определенной формы и мощности, достаточной для открывания тиристоров. ФСУ осуществляет сдвиг по фазе α на заданную величину относительно момента (фазы) естественной коммутации.

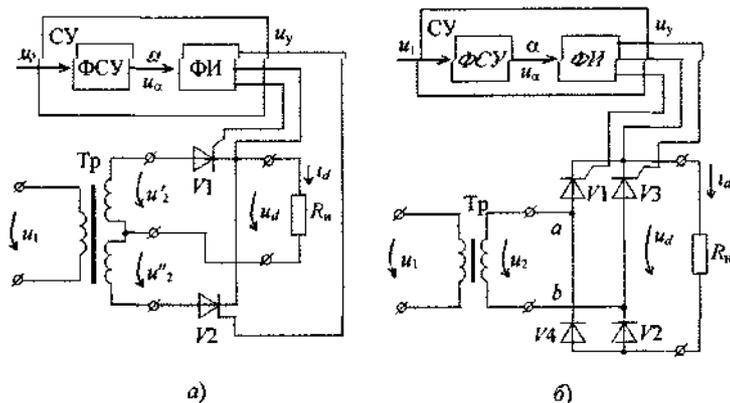


Рис. 9.4 Однофазные управляемые выпрямители: а – с нулевым выводом трансформатора; б – мостовой

Временные диаграммы работы управляемого выпрямителя со средним (нулевым) выводом трансформатора показаны на рис. 9.5. В этом выпрямителе момент естественной коммутации (переключение вентилей) связан с переменной полярности напряжений u'_2 и u''_2 , когда они пересекают временную ось ($u_2 = 0$) из состояния $-u'_2$ ($-u''_2$) в состояние $+u'_2$ ($+u''_2$). В этот момент и происходит естественное включение (отключение) диодов, т. е. при $\omega t = 0, \omega t = \pi, \omega t = 2\pi$ и т. д. А фазы напряжения u_2 целиком определяются фазами напряжения u_1 сети. Следовательно, когда u_1 переходит от $-u_1$ к $+u_1$ включается вентиль $V1$, а вентиль $V2$ отключается. Наоборот, когда u_1 переходит от $+u_1$ к $-u_1$ вентиль $V2$ включается, а $V1$ отключается.

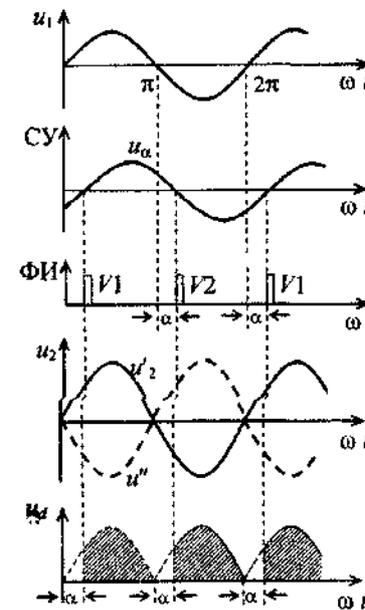


Рис. 9.5. Временные диаграммы

Фазосдвигающее устройство ФСУ производит сдвиг по фазе своего выходного напряжения u_α на заданную величину α . И в момент, когда u_α переходит от $-u_\alpha$ к $+u_\alpha$ формирователь импульсов ФИ формирует импульс управления u_{y1} , который поступает на управляющий электрод тиристора $V1$. Тиристор $V1$ открывается (включается) и через него протекает ток i_d до момента естественной коммутации, когда напряжение u'_2 переходит от $+u'_2$ к $-u'_2$. В этот момент тиристор $V1$ закрывается (отключается). При переходе u_α от $+u_\alpha$ к $-u_\alpha$ ФИ формирует импульс управления u_{y2} , который открывает тиристор $V2$, и теперь через него будет протекать ток i_d до момента естественной коммутации, когда тиристор $V2$ закроется (отключится) и т. д. В результате среднее значение напряжения при активной нагрузке R_n будет $U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$.

Аналогично работает и мостовой управляемый выпрямитель, хотя у него и одна обмотка трансформатора и, следовательно, одно напряжение u_2 . Также формируются управляющие импульсы u_{y1} для $V1$ при переходе u_a от $-u_a$ к $+u_a$, и u_{y2} для $V3$ при переходе u_a от $+u_a$ к $-u_a$, как показано на рис. 9.4, б и на рис. 9.5. В первом случае, при открывании тиристора $V1$ ток i_d будет протекать по контуру: вывод a вторичной обмотки трансформатора – тиристор $V1$ – нагрузка R_n – диод $V2$ – вывод b вторичной обмотки – вторичная обмотка – вывод a . Во втором случае, при открывании тиристора $V3$ ток i_d будет протекать по контуру: вывод b – тиристор $V3$ – нагрузка R_n – диод $V4$ – вывод a – вторичная обмотка – вывод b (рис. 9.4, б). Временные диаграммы работы (рис. 9.5) и регулировочные характеристики (рис. 9.2) у выпрямителей со средним выводом трансформатора и мостового практически одинаковые (у мостового отсутствует u_2^*).

9.3. Трехфазные выпрямители

Управляемые выпрямители средней и большой мощности выполняют обычно по трехфазным схемам. На рис. 9.6 приведена схема управляемого трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом трансформатора («нулевой» выпрямитель). Временные диаграммы работы выпрямителя показаны на рис. 9.7.

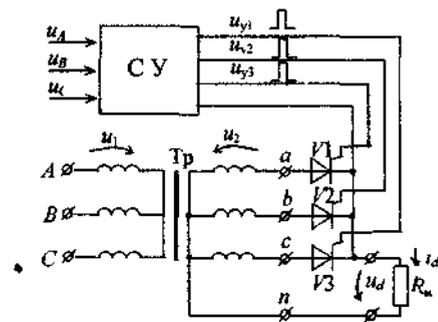


Рис 9.6 Трехфазный управляемый «нулевой» выпрямитель

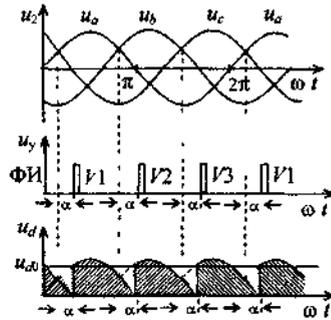


Рис 9.7 Временные диаграммы работы трехфазного управляемого нулевого выпрямителя

И в этом выпрямителе отсчет угла α открывания тиристоров производят от момента естественной коммутации, когда $u_a = u_c$, $u_b = u_a$, $u_c = u_b$. Поэтому в системе управления СУ для каждой фазы устанавливают свои ФСУ и ФИ. Но в каждой фазе a, b, c ФСУ осуществляют сдвиг на одинаковый угол α относительно своего момента естественной коммутации. Чем больше угол α , тем меньше площадь диаграммы напряжения u_d , прикладываемой к нагрузке и, следовательно, тем меньше среднее значение напряжения U_d , действующее в нагрузке. Для диапазона изменения $0 < \alpha < \frac{\pi}{6}$ (на рис. 9.7 показано $\alpha = \frac{\pi}{6}$) среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} U_{m2} \sin \omega t (d\omega t) = U_{d0} \cos \alpha, \quad (9.5)$$

где $U_{d0} = 1,17 U_2$ – выпрямленное напряжение при $\alpha = 0$. При $\alpha > \frac{\pi}{6}$ в активной нагрузке R_n будет протекать прерывистый ток и, следовательно, на нагрузке R_n будет тоже прерывистое напряжение u_d , как показано на рис. 9.8.

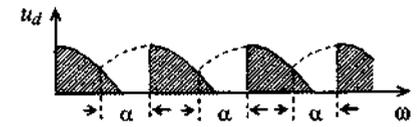


Рис 9.8 Прерывистая u_d

В этом случае среднее значение выпрямленного напряжения на активной нагрузке будет

$$U_d = U_{d0} \left[\frac{1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right)}{\sqrt{3}} \right]. \quad (9.6)$$

При активно-индуктивной нагрузке за счет сглаживающих свойств индуктивности ток в нагрузке может быть непрерывным и при $\alpha > \frac{\pi}{6}$. Следовательно, при достаточно большой индуктивности среднее значение выпрямленного напряжения U_d будет определяться уравнением (9.5). На рис. 9.9 приведены регулировочные характеристики трехфазного управляемого выпрямителя с нейтральным выводом трансформатора.

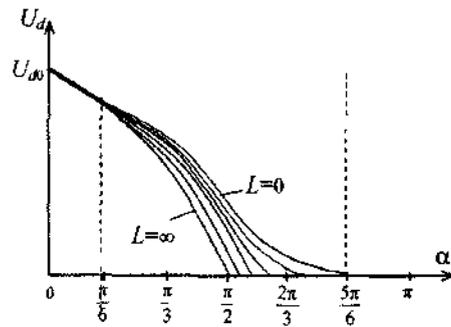


Рис. 9.9. Регулировочные характеристики выпрямителя с нейтральным выводом трансформатора

Как видно из рис. 9.9, в диапазоне $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{6}$ напряжение U_d будет определяться уравнением (9.5) как для активной, так и любой активно-индуктивной нагрузки.

В диапазоне $\frac{\pi}{6} < \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$ при активной нагрузке U_d определяется уравнением (9.6), а при активно-индуктивной нагрузке, когда $L \rightarrow \infty$, U_d определяется уравнением (9.5). При остальных сочетаниях активно-индуктивной нагрузки регулировочные характеристики будут располагаться между характеристиками при $L = 0$ и при $L = \infty$, как показано на рис. 9.9.

Широкое распространение в выпрямителях средней и большой мощности получили трехфазные мостовые управляемые выпрямители. Схема такого мостового выпрямителя приведена на рис. 9.10.

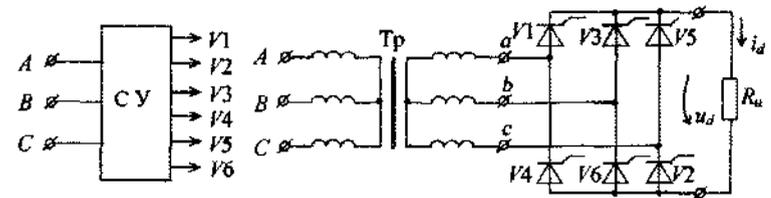


Рис. 9.10. Трехфазный мостовой управляемый выпрямитель

Так как моменты естественной коммутации всех вентилей различные (не совпадают, как в однофазной мостовой схеме на рис. 9.4, б), то в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе необходимо установить шесть тиристоров. А это значит, что система управления СУ должна формировать шесть независимых управляющих импульсов, сдвинутых между собой на постоянный угол $\frac{\pi}{3}$ (60°), а все они вместе (6 импульсов) одновременно сдвигаются системой управления на угол α относительно момента естественной коммутации каждого вентиля (тиристора). Это видно из временной диаграммы работы выпрямителя, показанной на рис. 9.11.

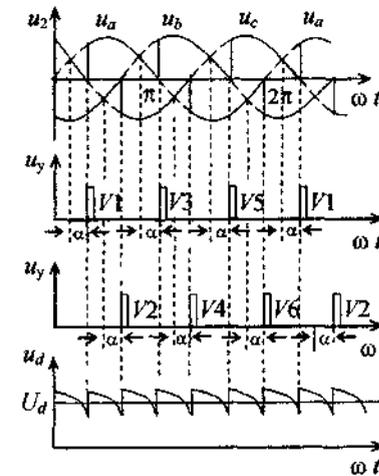


Рис. 9.11. Временные диаграммы работы мостового выпрямителя

Здесь моменты естественной коммутации тиристоров – это моменты равенства напряжений соседних фаз. Так, для группы нечетных тиристоров, у которых все катоды соединены вместе, моменты естественной коммутации будут при $u_a = u_b$, $u_b = u_c$, $u_c = u_a$. Для группы четных тиристоров, у которых аноды соединены вместе, моменты естественной коммутации будут при $|-u_b| = |-u_c|$, $|-u_c| = |-u_a|$, $|-u_a| = |-u_b|$. На рис 9.11 установлен сдвиг по фазе $\alpha = \frac{\pi}{6}$ (30°) для всех тиристоров. Следовательно, на каждый тиристор

через угол $\alpha = \frac{\pi}{6}$ относительно своего момента естественной коммутации СУ посылает отпирающий импульс на управляющий электрод. В каждый момент времени выпрямленное напряжение u_d равно линейному напряжению между открытыми в данный момент тиристорами. Так, при $\omega t = 0$ и до $\omega t = \frac{\pi}{3}$ (рис. 9.11) $u_d = u_c - (-u_b)$. При $\omega t = \frac{\pi}{3}$ открывается тиристор $V1$ и сразу же $u_d = u_a - (-u_b)$. В момент $\omega t = \frac{2\pi}{3}$ открывается тиристор $V2$ и тогда $u_d = u_a - (-u_c)$ и т. д. При этом среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{3} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = U_{d0} \cos \alpha, \quad (9.7)$$

где $U_{d0} = 2,34 U_2$ – выпрямленное напряжение при $\alpha = 0$. Это уравнение справедливо в диапазоне изменения $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ при активной и активно-индуктивной нагрузке. При $\alpha > \frac{\pi}{3}$ для активной нагрузки

$$U_d = U_{d0} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]. \quad (9.8)$$

На рис. 9.12 показаны регулировочные характеристики трехфазного мостового управляемого выпрямителя.

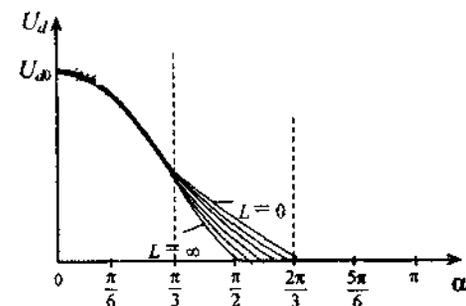


Рис 9.12. Регулировочные характеристики мостового выпрямителя

Сравнивая с регулировочными характеристиками трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом, видим, что выпрямленное напряжение U_d трехфазного мостового выпрямителя меньше зависит от характера нагрузки.

9.4. Системы управления выпрямителями

При рассмотрении временных диаграмм работы управляемых выпрямителей четко проявилась главная задача системы управления: точно и надежно устанавливать и поддерживать требуемый сдвиг по фазе α относительно момента естественной коммутации каждого тиристора. Причем эта задача является главной для всех видов управляемых выпрямителей, ибо она естественно определяется самим методом изменения среднего значения выпрямленного напряжения U_d , заключающемся в изменении вольтсекундной площади выпрямляемых полусинусоид напряжения u_2 путем управления моментом открывания тиристоров, т. е. путем установки заданного значения α . И вторая (завершающая главную задачу) – это задача надежного открывания тиристора в момент достижения α требуемого значения. И третья «вспомогательная» задача – обеспечение гальванической развязки между силовой и управляющей частями выпрямителя.

Для выполнения главной задачи в системах управления устанавливают специальные *фазосдвигающие устройства* (ФСУ). Их функции: осуществлять сдвиг по фазе α и при достижении $\alpha = \alpha_{зд}$ заданного значения включать формирователь управляющих импульсов ФИ

(см., например, рис. 9.4). Так как сдвиг по фазе α отсчитывается от момента естественной коммутации, то работа ФСУ должна быть жестко увязана с напряжением сети. Поэтому системы управления с ФСУ называют синхронными СУ (имеют синхронизацию от сети).

Для каждой фазы выпрямителя устанавливают свой канал управления в многоканальных системах, например, в трехфазных мостовых выпрямителях. На рис. 9.13 приведена блок-схема одного канала управления выпрямителем

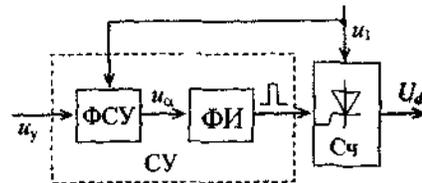


Рис 9.13 Один канал СУ

Разработано множество различных схем ФСУ на основе так называемых «горизонтальных», «вертикальных» и других принципов. Для примера рассмотрим ФСУ на основе «вертикального» принципа, схема которого приведена на рис. 9.14. Здесь напряжение управления u_y сравнивается с линейно изменяющимся напряжением $u_{ин}$ интегратора.

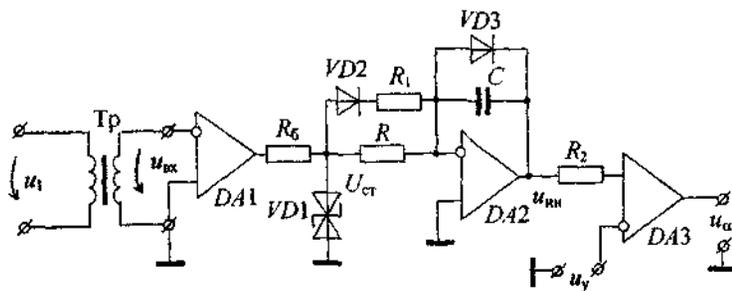


Рис 9.14 Схема ФСУ

При частоте напряжения сети u_1 $f_1 = 50$ Гц параметры элементов схемы: $R_5 = 2$ кОм, $R = 51$ кОм, $C = 0,1$ мкФ, $R_1 = 5,1$ кОм, на-

пряжение на стабилитроне $VD1$ $U_{ст} = 8$ В, напряжение на выходе интегратора $U_{ин}$ до 13 В. Временные диаграммы работы ФСУ показаны на рис. 9.15.

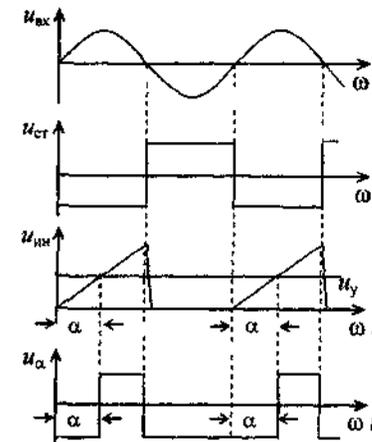


Рис 9.15. Временные диаграммы работы ФСУ

При помощи компаратора на микросхеме $DA1$ синусоидальное напряжение $u_{вк}$ преобразуется в напряжение прямоугольной формы и ограничивается на цепочке R_5-VD1 (стабилизатор напряжения) до величины $u_{ст} = 8$ В. Интегратор на $DA2$ интегрирует это напряжение с постоянной скоростью $V = \frac{U_{ст}}{RC}$. Это напряжение $u_{ин} = \frac{U_{ст}}{RC}t$, изменяющееся по линейному закону, подано на неинвертирующий вход компаратора на $DA3$. На другой, инвертирующий, вход микросхемы $DA3$ подано управляющее напряжение u_y . При равенстве $u_{ин} = u_y$ напряжение u_α скачком изменяется от $-U_{нас}$ до $+U_{нас}$. Этот момент и является отсчетом заданного угла α . Передним фронтом импульса u_α через формирователь ФИ открывается тиристор в силовой части выпрямителя. Для быстрого возврата интегратора в исходное состояние установлена ускоряющая цепочка $VD2-R_1$. При помощи диода $VD3$ напряжение $u_{ин}$ поддерживается равным нулю во время положительного импульса $u_{ст}$ (конденсатор C разряжается через диод $VD3$).

В качестве примера «горизонтальной» ФСУ можно привести простейшую цепь R - C , подключенную к двум одинаковым обмоткам трансформатора, как показано на рис. 9.16, а.

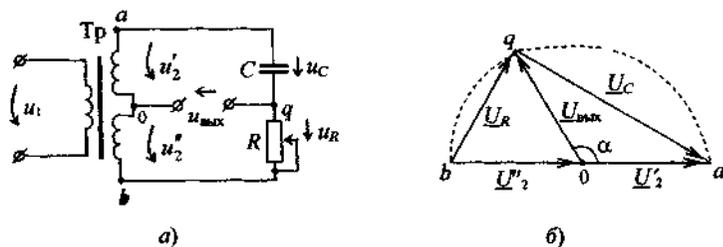


Рис 9.16 «Горизонтальное» ФСУ
а — схема, б — векторная диаграмма

Составим уравнение по второму закону Кирхгофа для контура, состоящего из вторичных обмоток трансформатора, емкости C и резистора R . Получим $\underline{U}'_2 + \underline{U}''_2 = \underline{U}_C + \underline{U}_R$. Из курса электротехники мы знаем, что сдвиг по фазе между векторами \underline{U}_C и \underline{U}_R всегда 90° . Это значит, что этот прямой угол опирается на диаметр окружности, равный $\underline{U}'_2 + \underline{U}''_2 = \text{const}$, причем $\underline{U}'_2 = \underline{U}''_2$. Следовательно, при изменении сопротивления R переменного резистора будут изменяться векторы \underline{U}_C и \underline{U}_R таким образом, чтобы между ними всегда был прямой угол. При этом, как известно из геометрии, точка q будет перемещаться по полуокружности, опирающейся на диаметр $\underline{U}'_2 + \underline{U}''_2 = \text{const}$. При этом напряжение $\underline{U}_{\text{вых}}$ будет неизменным по величине, а угол α будет изменяться от $\alpha = 0$ до $\alpha = 180^\circ$.

Формирователь импульсов ФИ должен сформировать достаточно мощный для надежного открывания тиристора импульс при $\alpha = \alpha_{\text{зд}}$, т. е. в момент достижения равенства $u_{\text{ин}} = u_y$. При этом ФИ должен быть гальванически развязан с силовой частью выпрямителя. Обычно эту развязку осуществляют при помощи импульсного трансформатора (импульс тока передается посредством магнитного поля). Есть попытки осуществить развязку при помощи оптронов, где управляющий импульс передается посредством светового излучения.

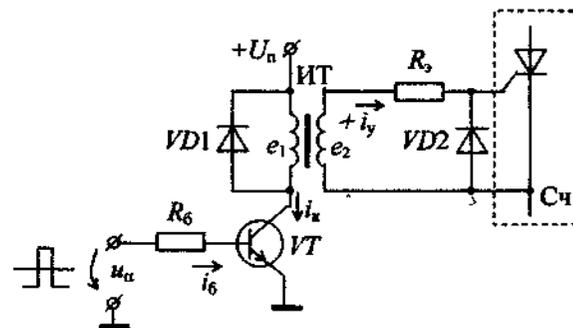


Рис 9.17 Схема ФИ

Формирователи импульсов реализуются также при помощи различных схем. На рис. 9.17 приведена схема простейшего формирователя импульсов с импульсным трансформатором. При подаче на вход ФИ импульса напряжения u_a открывается транзистор VT . Ток i_k , проходя по первичной обмотке импульсного трансформатора ИТ, создает во вторичной обмотке ИТ ЭДС e_2 , под действием которой через управляющий электрод силового тиристора протекает короткий положительный импульс тока i_y , открывающий силовой тиристор. По окончании импульса u_a транзистор VT резко отключается. При этом в первичной обмотке ИТ появляется импульс ЭДС $e_1 = -L_1 \frac{di_k}{dt}$ достаточно большой величины, чтобы нарушить изоляцию обмотки. Для предотвращения пробоя изоляции обмотку шунтируют диодом $VD1$, как показано на рис. 9.16. Диод $VD2$ во вторичной цепи установлен для того, чтобы отрицательный импульс i_y не попадал на управляющий электрод тиристора, а проходил через диод $VD2$.

В тех случаях, когда требуется высокая точность и стабильность управления выпрямителем, используют отрицательную обратную связь по среднему значению выпрямленного напряжения U_d . На рис. 9.18 приведена блок-схема достаточно широко используемого трехфазного выпрямителя с ООС.

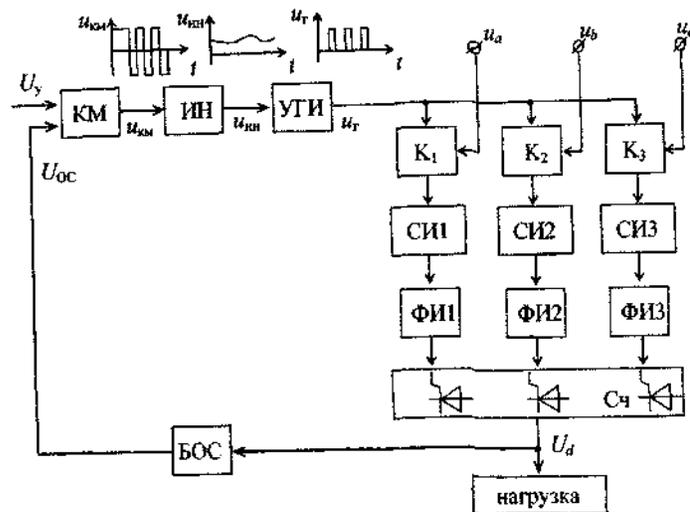


Рис 9.18. Блок-схема выпрямителя с ООС

На входы ключей K_1, K_2, K_3 непрерывно поступают импульсы частотой f от управляемого генератора импульсов УГИ. Ключи по очереди открываются напряжениями фаз u_a, u_b, u_c в моменты естественной коммутации, от которых начинается отсчет угла α . Импульсы с выхода открытого ключа $K_1 (K_2, K_3)$ поступают на вход соответствующего счетчика импульсов СИ1 (СИ2, СИ3), где они накапливаются (суммируются). Счетчики импульсов имеют одинаковую емкость N . Время t_α переполнения каждого счетчика зависит от частоты f поступления импульсов от УГИ, т. е.

$$t_\alpha = \frac{N}{f}. \quad (9.9)$$

Следовательно, сдвиг по фазе α (угол открывания тиристора, отсчитанный от момента естественной коммутации диодов) будет

$$\alpha = \omega t_\alpha = \omega N \frac{1}{f}, \quad (9.10)$$

где ω – угловая скорость изменения напряжения сети (из формулы $u_1 = U_m \sin \omega t$).

Таким образом, сдвиг по фазе α обратно пропорционален частоте f импульсов УГИ. Чем больше частота f , тем меньше α , и наоборот. Импульс переполнения с выхода счетчика СИ1 (СИ2, СИ3) включает формирователь импульса ФИ1 (ФИ2, ФИ3), который формирует запускающий импульс, открывающий соответствующий тиристор в силовой части СЧ. Выпрямленное напряжение U_d поступает на нагрузку и на вход блока обратной связи БОС, на выходе которого напряжение обратной связи $U_{oc} = \gamma U_d$.

Напряжение U_{oc} при помощи компаратора КМ сравнивается с управляющим (задающим) напряжением U_y . Выходное напряжение $u_{км}$ компаратора поступает на вход интегратора ИН, выходное напряжение $u_{ин}$ управляет частотой f УГИ – с увеличением $u_{ин}$ увеличивается f . Петля отрицательной обратной связи замкнулась. Так как компаратор КМ имеет высокую чувствительность, то в установившемся режиме $U_{oc} = U_y$, а это значит, что с высокой точностью под-

держивается $U_d = \frac{1}{\gamma} U_{oc} = \frac{1}{\gamma} U_y$ пропорциональным U_y , определяющим заданное значение U_d .

Действительно, пусть по каким-либо причинам U_d уменьшилось. В результате этого уменьшится $U_{oc} = \gamma U_d$. Но увеличится разность $\Delta U = U_y - U_{oc}$, то это вызовет увеличение $u_{ин}$ и, как следствие, увеличение f . Увеличение частоты импульсов f УГИ, согласно уравнению (9.10), вызовет уменьшение угла α , что приведет к увеличению U_d и вновь установится режим $U_d = \frac{1}{\gamma} U_y$. Таким образом, среднее значение выпрямленного напряжения U_d будет с высокой точностью соответствовать заданной величине, устанавливаемой управляющим напряжением U_y , и будет следовать за всеми изменениями U_y .

Контрольные вопросы

1. Как при помощи тиристора можно управлять средним значением выпрямленного напряжения?
2. Что такое регулировочная характеристика и как она зависит от α при активной нагрузке $R_n (L = 0)$ и при индуктивной нагрузке $R_n \ll L$?

3. Какое влияние на внешнюю характеристику оказывает угол α открывания тиристора?
4. Из каких основных частей состоит управляемый выпрямитель?
5. Из каких основных блоков состоит система управления выпрямителя? Какие функции выполняют эти блоки?
6. Как построить силовую часть однофазного управляемого выпрямителя (с нулевым выводом трансформатора и мостового)?
7. Как построить силовую часть трехфазного управляемого выпрямителя (нулевого, мостового)?
8. Какие требования предъявляются к ФСУ и к ФИ?
9. Что значит «синхронная система управления»?
10. От какого момента отсчитывается угол α ?
11. Что такое «вертикальное» ФСУ?
12. Что такое «горизонтальное» ФСУ?
13. Как можно построить управляемый выпрямитель с обратной связью по среднему значению U_d ?

Лабораторная работа № 9.1
Исследование однофазного управляемого выпрямителя мостового типа

Цели работы: исследовать принцип регулирования выпрямленного напряжения U_d при помощи тиристора; определить структуру управляемого выпрямителя; исследовать основные характеристики управляемого выпрямителя.

Последовательность выполнения лабораторной работы

1. Соберите управляемый мостовой выпрямитель по схеме, приведенной на рис. 9.4, б. Полная электрическая схема выпрямителя приведена на рис. 9.19, где для простоты ФСУ собрано на электрической цепи: переменный резистор, конденсатор и две вторичные обмотки трансформатора (см. рис. 9.16) Формирователь импульсов ФИ собран на двух компараторах $DA1$, $DA2$ и согласующих резисторах R_1 , R_2 , R_3 .

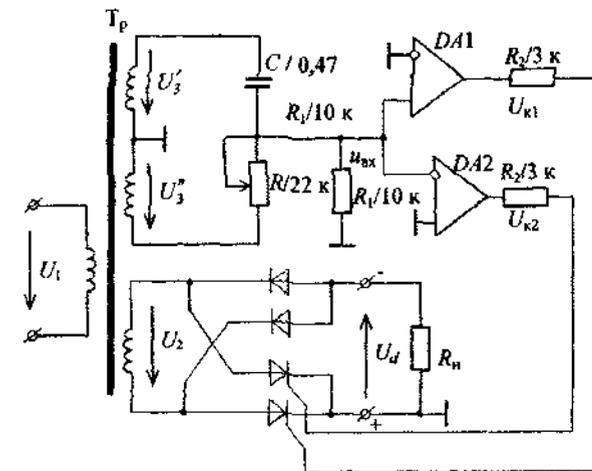


Рис 9 19. Принципиальная электрическая схема управляемого выпрямителя

2. Отключите ФИ от управляющих электродов тиристоров и на экране осциллографов наблюдайте формы напряжений на выходах компараторов и после резисторов R_3 . Подключите ФИ к тиристорам и посмотрите на формы импульсов на выходе компараторов и после R_3 (на управляющих электродах). Поясните увиденные изменения – почему?
3. Путем изменения R изменяйте угол α открывания тиристоров и на экране осциллографа наблюдайте изменения формы напряжения U_d на нагрузке $R_n = 20$ кОм. Определите диапазон изменения α при помощи осциллографа с синхронизацией от сети (внешняя синхронизация), например, от напряжения u_3' (или u_3'').
4. Для $R_n = 20$ кОм экспериментально получите и постройте регулировочную характеристику $U_d = f(\alpha)$ при изменении α от 0 до 180° (7–8 измерений).
5. Изменяя ток нагрузки I_n путем изменения R_n в пределах, указанных преподавателем, экспериментально получите и постройте внешние характеристики $U_d = f(I_n)$ для значений $\alpha = 0$, $\alpha = 60^\circ$, $\alpha = 120^\circ$.
6. Сделайте анализ полученных результатов и выводы на основе анализа.

Литература

1. Валенко, В. С. Электроника и микросхемотехника / В. С. Валенко, М. С. Хандогин. – Минск : Беларусь, 2000. – 320 с.
2. Галкин, В. И. Промышленная электроника и микроэлектроника / В. И. Галкин, Е. В. Палевич. – Минск : Беларусь, 2000. – 350 с.
3. Горбачев, Г. Н. Промышленная электроника / Г. Н. Горбачев, Е. Е. Чаплыгин. – Москва : Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
4. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника / Ю. С. Забродин. – Москва : Высш. шк., 1982. – 496 с.
5. Зельдин, Е. А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре / Е. А. Зельдин. – Ленинград : Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
6. Калабеков, Б. А. Микропроцессоры и их применение в системах передачи и обработки сигналов / Б. А. Калабеков. – Москва : Радио и связь, 1988. – 368 с.
7. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – Москва : Радио и связь, 1985. – 560 с.
8. Новиков, Ю. В. Основы микропроцессорной техники : учеб. пособие / Ю. В. Новиков, П. К. Скоробогатов. – Москва : Интернет-Университет Информационных технологий, 2006. – 357 с.
9. Опейко, О. Ф. Микропроцессорные средства в автоматизированном электроприводе : учеб. пособие / О. Ф. Опейко, Ю. Н. Петренко. – Минск : Амалфея, 2008. – 340 с.
10. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – Москва : Радио и связь, 1988. – 528 с.
11. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, диоды импульсные, оптоэлектронные приборы : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – Москва : Радио и связь, 1988. – 592 с.
12. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – Москва : Радио и связь, 1989. – 384 с.
13. Резисторы : справочник / под ред. И. И. Четверткова и В. М. Терехова. – Москва : Радио и связь, 1991. – 528 с.
14. Справочник по электрическим конденсаторам / под ред. И. И. Четверткова и В. Ф. Смирнова. – Москва : Радио и связь, 1983. – 580 с.

15. Сто схем с индикаторами / Ю. А. Быстров [и др.]. – Москва : Радио и связь, 1990. – 110 с.
16. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника. В 2 т. Т. 1, 2 / У. Титце, К. Шенк. – Москва : Мир, 1983.
17. Хорвиц, П. Искусство схемотехники. В 2 т. Т. 1, 2 / П. Хорвиц, У. Хилл. – Москва : Мир, 1983.
18. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы : справочник / С. В. Якубовский [и др.]. – Москва : Радио и связь, 1990. – 495 с.
19. Чубриков, Л. Г. Аналоговые устройства : практ. пособие к лаборатор. работам по электронике для студентов неэлектротехн. специальностей. В 2 ч. Ч. 1 / Л. Г. Чубриков. – Гомель, ГГТУ им. П. О. Сухого, 2003. – 44 с.
20. Чубриков, Л. Г. Основы промышленной электроники / Л. Г. Чубриков. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2003. – 256 с.
21. Чубриков, Л. Г. Практическое пособие к лабораторным работам по электронике для студентов неэлектротехнических специальностей. В 2 ч. Ч. 2 / Л. Г. Чубриков. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2000. – 64 с.
22. Чубриков, Л. Г. Скоростные фильтры сигналов / Л. Г. Чубриков. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2000. – 157 с.
23. Чубриков, Л. Г. Электроника и микропроцессорная техника : практ. рук. к расчет.-граф. работе и практ. занятиям / Л. Г. Чубриков. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2006. – 60 с.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Расчетно-графические и практические работы

С каждым годом расширяются возможности электроники. Создаются простые, сложные и сложнейшие электронные устройства обработки информации и управления любыми процессами. И специалисты любого профиля должны иметь общее представление о том, как из ограниченного количества функциональных блоков создаются сложные электронные устройства для выполнения различных задач, и как их использовать в своей области деятельности. С этой целью и введены расчетно-графические работы и практические занятия.

Следует отметить, что изучение различных электронных функциональных блоков, их характеристик и принципов работы, и, особенно, способы построения сложных электронных устройств на основе этих функциональных блоков не только существенно расширяет научно-технический кругозор специалиста, но и радикальнейшим образом развивает его логическое образное мышление и системное мышление.

На лекциях и лабораторных работах изучаются «с точки зрения пользователя» элементы различных электронных блоков и сами основные электронные функциональные блоки – их электрические схемы, функции, основные параметры, характеристики и принципы работы при помощи временных диаграмм, а также упрощенные способы расчета этих блоков. И только в самых общих чертах показано, как из этих блоков создаются сложные устройства на примере микропроцессорной системы.

Однако все великое множество различных электронных устройств автоматики, связи, телемеханики, измерительной техники состоит из этих функциональных блоков, соединенных соответствующим образом между собой – последовательно, параллельно, с обратными связями.

Практические занятия и расчетно-графические работы как раз и предназначены для изучения на конкретных примерах способов построения сложных электронных устройств из отдельных функциональных блоков, способов согласования различных блоков между собой и источниками сигналов, а также приближенных расчетов устройств и анализа их работы при помощи временных диаграмм.

Приложение 1 является неотъемлемой частью комплексного учебника и базируется на информации, содержащейся в его девяти главах. Оно содержит 14 блок-схем различных сложных электронных устройств для расчетно-графических работ, состоящих из функциональных блоков, изучаемых на лекциях

Практические занятия посвящены изучению различных способов формирования устройств из блоков и согласования блоков между собой, расчетов и построения временных диаграмм.

Расчетно-графические работы оформляются в соответствии с требованиями, указанными в приложении 2 на с. 340–341.

Последовательность выполнения расчетно-графической работы

1. Написать название устройства своего варианта.
2. Написать, какие функции должно выполнять это устройство.
3. Начертить блок-схему устройства.
4. По блок-схеме описать работу каждого функционального блока и всего устройства при выполнении указанных в п. 2 функций устройства:
 - а) при нормальном режиме;
 - б) при нарушении нормального режима.
5. Для каждого функционального блока обоснованно выбрать электрическую схему и согласовать этот блок с предыдущим и последующим блоками по напряжениям и сопротивлениям. Методы и действия описывать и объяснять.
6. Применяя стандартные обозначения, начертить электрическую схему всего устройства с согласующими элементами и цепями.
7. Произвести расчет каждого функционального блока с учетом ограничений по напряжениям, токам, сопротивлениям и пр. При расчете необходимо описывать и обосновывать каждое свое действие (ссылки на известные формулы, ссылки на конкретные ограничения, ссылки на правила выбора стандартного значения конкретного элемента и т. д.).
8. В соответствующих масштабах построить временные диаграммы работы всего устройства, как совокупности всех функциональных блоков. Масштабы – это градуировка оси времени и оси напряжения (тока). Построить временные диаграммы для двух режимов.
9. В соответствии с электрической схемой и на основе временных диаграмм дать подробное описание работы устройства в двух режимах (нормальный и нарушенный) с ссылками на электрические схемы блоков устройства.

10. Построить дополнительный (градуировочный) график, указанный в задании конкретного устройства.

Примечание Для всех вариантов принять напряжения насыщения $U_{\text{нас}}$ всех аналоговых микросхем (интегральных операционных усилителей) $U_{\text{нас}}^+ = 13$ В, $U_{\text{нас}}^- = -13$ В. Напряжения питания аналоговых микросхем $U_{\text{п1}} = 15$ В, $U_{\text{п2}} = -15$ В, напряжения питания цифровых микросхем $U_{\text{п}} = +5$ В

Выбор варианта заданий

Варианты зашифрованы двумя числами. Первое число обозначает номер устройства ($N = 1 \div 14$). Второе число обозначает номер варианта для данного устройства ($n = 1 \div 8$).

Например, шифр задания 10-7. Это значит, номер устройства $N = 10$ (на рис. П.1.13 приведена блок-схема устройства). В этом устройстве из табл. П.1.10 находим вариант $n = 7$, откуда берем заданные параметры.

1. Дистанционный измеритель давления

Задача измерения давления в различных трубопроводах и емкостях довольно часто встречается в различных отраслях промышленности, в том числе и в машиностроении. Причем нередко измерители давлений включаются в микропроцессорную систему управления и контроля, например, в нефтяной промышленности.

Блок-схема измерителя приведена на рис. П.1.1.

Для получения информации о величине давления P в виде электрического сигнала (чаще всего в виде электрического напряжения u_d) используют преобразователь давления в напряжение, который обычно называют датчиком D . В измерителе на рис. П.1.1 использован мембранный тензометрический датчик D , у которого выходное напряжение

$$U_{\text{мд}} = \xi P, \quad (\text{П.1.1})$$

где ξ – коэффициент преобразования.

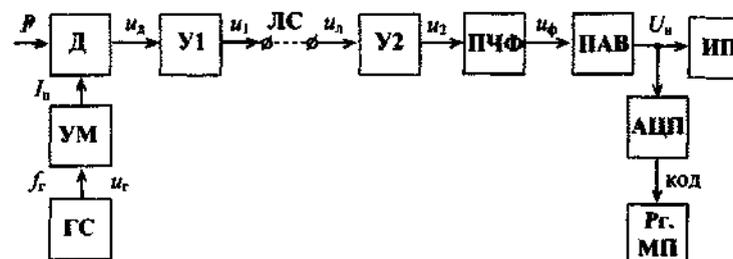


Рис П.1.1. Блок-схема измерителя давления

Датчик питается от генератора синусоидальных колебаний ГС. Для усиления мощности использован усилитель мощности УМ.

Так как амплитуда выходного напряжения $U_{\text{мд}}$ датчика мало (несколько десятков мВ), то прежде, чем подключить сигнал к линии связи ЛС, его необходимо усилить при помощи предварительного усилителя У1 до величины $U_{\text{м1}}$, превышающей возможные помехи в линии связи. Напряжение на выходе усилителя У1

$$U_{\text{м1}} = K_1 U_{\text{мд}}, \quad (\text{П.1.2})$$

где K_1 – коэффициент усиления усилителя У1.

На приемной стороне (после линии связи) установлен усилитель У2 с большим входным сопротивлением $r_{\text{вх}} \gg r_{\text{лс}}$, где $r_{\text{лс}}$ – сопротивление линии связи. Поэтому температурные изменения сопротивления линии связи практически не будут искажать сигнал, т. е. практически потери напряжения u_1 в линии связи будут пренебрежимо малы. Тогда напряжение на выходе усилителя У2

$$U_{\text{м2}} = K_2 U_{\text{м1}}, \quad (\text{П.1.3})$$

где K_2 – коэффициент усиления усилителя У2.

Для исключения влияния на процесс измерения переменных помех (наводок в линии связи), которые также усиливаются усилителем У2, установлен полосовой частотный фильтр ПЧФ, настроенный на частоту сигнала – напряжения u_2 . Поэтому на его выходе напряжение

$$U_{\text{мф}} = K_{\phi} U_{\text{м2}} = \xi K_1 K_2 K_{\phi} P = K P. \quad (\text{П.1.4})$$

Для измерения и преобразования в двоичный код напряжение u_ϕ при помощи прецизионного амплитудного выпрямителя ПАВ преобразуется в постоянное напряжение U_n .

Для визуального наблюдения за величиной давления P , т.е. для измерения в аналоговой форме, к выходу ПАВ подключен измерительный прибор ИП – прецизионный вольтметр постоянного тока, шкала α которого проградуирована в единицах измерения давления мегапаскалях (МПа) согласно уравнению

$$\alpha = \frac{U_n}{K} = P, \quad (\text{П.1.5})$$

Одновременно напряжение U_n при помощи аналого-цифрового преобразователя АЦП преобразуется в цифровой код, который поступает на вход регистра микропроцессора (Рг МП)

Таблица П 1 1

Варианты заданий

Номер варианта	$P_{\text{зад}}$, МПа	f_r , кГц	I_a , мА	ξ , В/МПа	$U_{\text{н1}}$, В	$U_{\text{н2}}$, В	δP , %
1	0,5	2,0	80	0,12	1,6	7,8	2,0
2	0,6	2,5	90	0,12	1,8	9,2	1,5
3	0,7	3,0	100	0,11	1,9	8,5	2,0
4	0,8	3,5	90	0,11	2,0	8,0	2,2
5	0,9	4,0	60	0,1	2,1	10,0	1,8
6	1,0	4,5	70	0,1	2,4	10,5	2,0
7	1,1	5,0	80	0,09	2,6	11,0	2,5
8	1,2	5,5	100	0,08	2,8	9,0	3,0

Построить градуировочную характеристику по уравнению (П 1 4), как показано на рис. П.1 2.

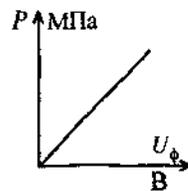


Рис П 1 2

2. Устройство защиты от превышения давления

В различных отраслях промышленности устанавливается контроль за давлением в трубопроводах и емкостях с целью защиты их от чрезмерных давлений, вызывающих разрывы стенок.

На рис. П.1.3 приведена блок-схема устройства защиты при превышении давления заданного значения.

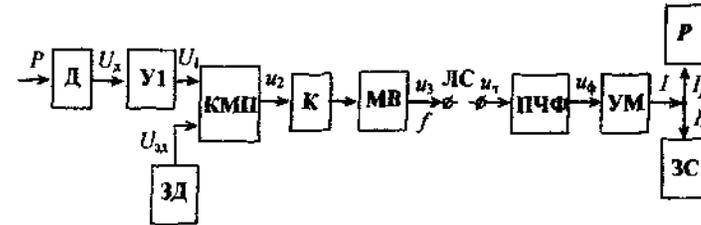


Рис П 1 3 Блок-схема устройства защиты от превышения давления

В устройстве использован мембранный тензометрический датчик Д для преобразования давления P в напряжение U_d в соответствии с уравнением

$$U_d = \xi P, \quad (\text{П.1.6})$$

где ξ – коэффициент преобразования датчика.

Напряжение U_d тензометрического датчика мало и поэтому для увеличения точности контроля давления по допустимому значению установлен усилитель У1, напряжение U_1 на выходе которого определяется уравнением

$$U_1 = K_1 U_d, \quad (\text{П.1.7})$$

где K_1 – коэффициент усиления

Это напряжение U_1 при помощи компаратора КМП сравнивается с напряжением $U_{\text{зд}}$ задатчика ЗД, которое определяет допустимое значение давления $P_{\text{доп}}$. Пока выполняется условие $U_1 < U_{\text{зд}}$, напряжение U_2 на выходе компаратора через ключ К поддерживает мультивибратор МВ в отключенном (неработающем) состоянии. Поэтому на выходе МВ сигнал u_3 частотой f отсутствует.

В момент равенства напряжений $U_{1,доп} \geq U_{зд}$ напряжение U_2 через ключ К включает мультивибратор МВ, и он начинает генерировать импульсное напряжение u_3 частотой f . Это напряжение u_3 и будет являться сигналом о превышении давления заданного значения $P_{доп}$. Учитывая, что $U_{д,доп} \approx \xi P_{доп}$, $U_{1,доп} = K_1 U_{д,доп}$ и $U_{1,доп} = U_{зд}$, можно определить

$$K_1 = \frac{U_{1,доп}}{U_{д,доп}} = \frac{U_{зд}}{\xi P_{доп}}. \quad (\text{П.1.8})$$

Для повышения надежности контроля на приемной стороне (после линии связи ЛС) установлен полосовой частотный фильтр ПЧФ, настроенный на частоту f колебаний напряжения u_3 мультивибратора. Поэтому на выходе ПЧФ напряжение u_4 появится только тогда, когда напряжение u_3 линии связи, поступающее на вход ПЧФ, будет содержать частоту f , т. е. частоту сигнала.

Напряжение u_4 при появлении сигнала поступает на вход усилителя мощности УМ, который усиливает сигнал по мощности до величины, достаточной для срабатывания реле Р и звукового сигнала ЗС. Реле Р, включаясь, воздействует на контролируемый процесс, уменьшая давление Р (в каждом конкретном случае конкретными способами). Звуковой сигнал ЗС сигнализирует обслуживающему персоналу об опасном повышении давления.

Таблица П.1.2

Варианты заданий

Номер варианта	$P_{доп}$, МПа	ξ , В/МПа	$U_{зд}$, В	$f_{уд}$, кГц	K_ϕ	I , мА
1	1,25	0,1	3,0	0,5	2,1	150
2	1,15	0,1	3,5	0,6	3,1	200
3	0,95	0,11	2,0	0,7	1,8	170
4	0,85	0,11	2,5	0,8	2,4	110
5	0,75	0,11	2,5	0,9	2,3	140
6	0,65	0,13	2,0	1,0	1,5	160
7	0,55	0,12	3,0	1,1	1,4	190
8	1,05	0,11	2,0	1,2	1,7	220

3. Измеритель малых перемещений

Проблема измерения малых перемещений (доли миллиметра) довольно часто встречается в различных отраслях промышленности. Путем измерения малых перемещений можно измерять величину деформации материала. А по деформации материала можно определять усилия, например, усилия прокатки, штамповки и др. В каждом конкретном случае к измерителю будут предъявлены соответствующие требования, особенно, когда информация обрабатывается и передается при наличии больших промышленных помех, требование величины напряжения микропроцессорной системой и др.

На рис. П.1.4 приведена блок-схема измерителя малых перемещений.

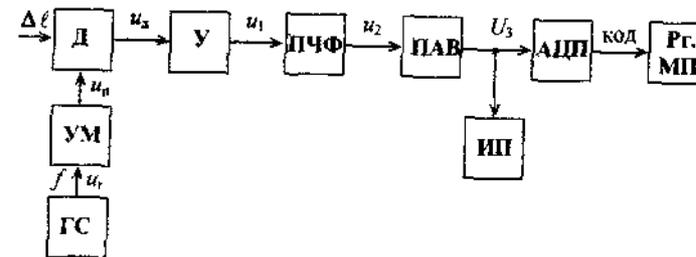


Рис П.1.4. Блок-схема измерителя малых перемещений

Тензодатчик Д преобразует малые перемещения (деформации) $\Delta \ell$ в электрический сигнал-напряжение u_d . Для питания датчика Д используется синусоидальный ток напряжением u_d . С этой целью установлен генератор синусоидальных колебаний ГС и усилитель мощности УМ. Генератор ГС генерирует синусоидальное напряжение u_f частотой f . Усилитель мощности УМ усиливает эти синусоидальные колебания по мощности до величины, необходимой для питания датчика Д.

Амплитуда $U_{мд}$ колебаний напряжения u_d датчика пропорциональна $\Delta \ell$, т. е.

$$U_{мд} = \xi \cdot \Delta \ell, \quad (\text{П.1.9})$$

где ξ – коэффициент пропорциональности.

Номер варианта	$\Delta \ell_{max}$, мм	ξ , В/мм	f , кГц	I_n , мА	U_3 , В	$\delta \ell$, %
4	0,6	0,1	1,4	120	10,0	1,0
5	0,7	0,1	1,5	110	10,0	1,5
6	0,3	0,11	1,6	95	10,0	2,0
7	0,4	0,11	1,7	140	10,0	1,5
8	0,9	0,1	1,8	150	10,0	1,5

Так как выходное напряжение u_d датчика невелико, то в измерителе установлен усилитель У, выходное напряжение которого $u_1 = K_1 u_d$, где K_1 – коэффициент усиления усилителя. Далее это напряжение u_1 поступает на вход полосового частотного фильтра ПЧФ, настроенного на частоту f . При этом

$$u_2 = K_\phi u_1, \quad (П.1.10)$$

где K_ϕ – коэффициент передачи фильтра.

Напряжение u_2 с выхода ПЧФ поступает на прецизионный амплитудный выпрямитель ПАВ, на выходе которого постоянное выпрямленное напряжение U_3 равно амплитуде U_{m2} колебаний напряжения u_2 .

Необходимость в таком выпрямлении связана с тем, что аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует постоянное напряжение в цифровой код, в данном случае, напряжение $U_3 = U_{m2}$. Следовательно, цифровой код на выходе АЦП отражает величину

$$U_3 = U_{m2} = \xi K_1 K_\phi \Delta \ell = K \cdot \Delta \ell, \quad (П.1.11)$$

где $K = \xi K_1 K_\phi$.

Далее цифровой код передается во входной регистр R_r микропроцессора МП для дальнейшей обработки информации

При необходимости визуальной индикации результатов измерений цифровой код (в двоично-десятичной форме) подается на цифровой семисегментный индикатор ЦИ, или, как на рис. П.1.4, используется прецизионный вольтметр постоянного тока для измерения напряжения U_3 . В этом случае шкала вольтметра градуируется в единицах измерения малых перемещений по уравнению

$$\alpha = \frac{U_3}{K} = \Delta \ell. \quad (П.1.12)$$

Таблица П 1 3

Варианты заданий

Номер варианта	$\Delta \ell_{max}$, мм	ξ , В/мм	f , кГц	I_n , мА	U_3 , В	$\delta \ell$, %
1	0,8	0,1	1,0	100	10,0	2,0
2	0,5	0,11	1,2	80	10,0	1,5
3	1,0	0,1	1,3	130	10,0	1,0

Построить градуировочную характеристику для своего варианта по уравнению (П.1.11), как показано на рис. П.1.5.

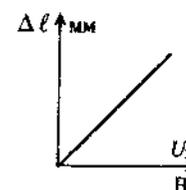


Рис П 1 5

4. Измеритель больших перемещений

Для измерения больших перемещений в диапазоне от нескольких миллиметров до нескольких десятков миллиметров широко используют так называемые плунжерные индукционные датчики.

На рис. П.1.6 приведена блок-схема измерителя больших перемещений на основе плунжерного датчика.

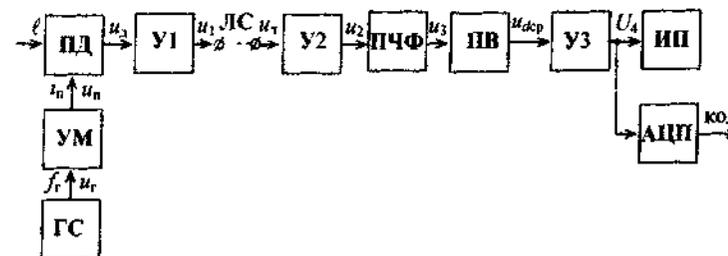


Рис П 1 6. Блок-схема измерителя больших перемещений

Для питания плунжерного датчика ПД используется синусоидальный ток $i_n = I_m \sin 2\pi ft$. С этой целью в измерителе установлены генератор синусоидальных колебаний ГС и усилитель мощности УМ. Генератор ГС генерирует синусоидальное напряжение u , частотой f_r , а усилитель мощности УМ усиливает выходную мощность ГС до величины, необходимой для питания плунжерного датчика ПД, т. е. обеспечивает ток I_n для питания обмотки возбуждения, создающей магнитный поток в датчике.

Датчик ПД преобразует перемещение ℓ в пропорциональный электрический сигнал-напряжение u_d частотой f_r , т. е.

$$U_d = \xi \ell, \quad (\text{П.1.13})$$

где U_d – действующее значение u_d ; ξ – коэффициент преобразования датчика.

Для надежной передачи сигнала частотой f_r по линии связи ЛС, в измерителе на передающей стороне установлен предварительный усилитель У1 с коэффициентом усиления K_1 для усиления напряжения датчика ПД до величины

$$u_1 = K_1 u_d, \quad (\text{П.1.14})$$

амплитуда U_{m1} которого должна существенно превышать возможные помехи в линии связи.

На приемной стороне после линии связи ЛС установлен усилитель У2 с достаточно большим входным сопротивлением $r_{вх} \gg r_{лс}$, чтобы некоторые неизбежные изменения сопротивления $r_{лс}$ линии связи не оказывали существенного влияния на амплитуду проходящего по линии связи полезного сигнала. Поэтому с достаточной точностью можно считать, что $u_n = u_1$. Тогда напряжение u_2 на выходе У2

$$u_2 = K_2 u_1, \quad (\text{П.1.15})$$

где K_2 – коэффициент усиления усилителя У2.

Кроме полезного сигнала частотой f_r в линии связи ЛС могут быть сигналы помех или сигналы других электронных устройств других частот, отличных от f_r .

Для выделения полезного сигнала частотой f_r из смеси частот в напряжении u_2 установлен полосовой частотный фильтр ПЧФ, на-

строенный на частоту $f_0 = f_r$. Поэтому действующее значение выходного напряжения ПЧФ

$$U_3 = K_\phi U_2 = \xi K_1 K_2 K_\phi \ell, \quad (\text{П.1.16})$$

где K_ϕ – коэффициент передачи ПЧФ; U_2 – действующее значение напряжения u_2 .

Для отображения информации в аналоговой форме при помощи измерительного прибора ИП (прецизионный вольтметр постоянного тока), или для преобразования информации в цифровую форму при помощи АЦП для передачи ее в микропроцессор МП, напряжение u_3 необходимо преобразовать в постоянное напряжение. С этой целью установлен прецизионный выпрямитель ПВ, среднее выпрямленное значение напряжения U_{dcp} на его выходе

$$U_{dcp} = K_b U_3, \quad (\text{П.1.17})$$

где $K_b = 0,45$ – коэффициент преобразования.

При помощи усилителя У3 напряжение U_{dcp} усиливается до значения $U_4 = K_3 U_{dcp}$.

Шкала измерительного прибора ИП

$$\alpha = \frac{U_4}{K} = \ell, \quad (\text{П.1.18})$$

где $K = \xi K_1 K_2 K_\phi K_b K_3$.

Таблица П.1.4

Варианты заданий

Номер варианта	f_r , кГц	I_n , мА	ξ , В/мм	ℓ_{max} , мм	U_4 , В
1	0,8	200	0,02	25	10
2	1,1	180	0,06	18	10
3	1,5	160	0,04	31	10
4	1,8	140	0,1	15	12
5	2,1	120	0,08	22	12
6	2,3	100	0,12	17	11
7	2,6	90	0,14	10	10
8	2,8	75	0,2	8	10

Построить градуировочный график прибора по уравнению $U_d = K \ell$, как показано на рис. П.1.7.

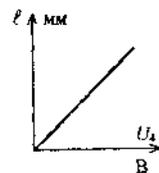


Рис П 1 7

5. Устройство защиты емкости от переполнения жидкостью

В этом устройстве, по сути дела, решается задача слежения за уровнем жидкости в емкости, но не во всем диапазоне изменения уровня, а в ограниченном диапазоне, примыкающем к допустимому уровню. В таком случае устройство защиты становится универсальным, пригодным для емкостей самых различных габаритов. В устройстве используется поплавок-плунжерный датчик, в котором ферромагнитный сердечник (плунжер) перемещается внутри обмотки возбуждения при помощи поплавка.

Блок-схема устройства защиты приведена на рис. П.1.8.

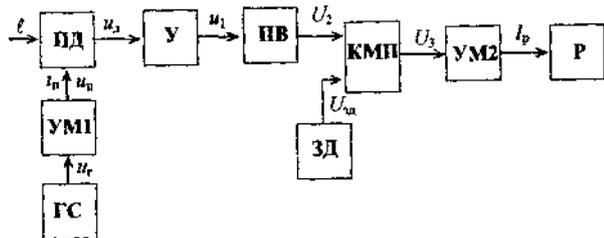


Рис П 1 8 Блок-схема защиты от переполнения емкости жидкостью

Плунжерный датчик ПД преобразует перемещение плунжера ℓ , т. е. изменение уровня жидкости в емкости, в пропорциональное ему действующее напряжение U_d датчика

$$U_d = \xi \ell, \quad (\text{П.1.19})$$

где ξ — коэффициент преобразования.

Датчик ПД питается переменным током I_n для создания в нем переменного магнитного поля заданной частоты f_r . Для этого в устройстве защиты установлен генератор ГС, генерирующий синусоидальное напряжение u_r частотой f_r . Для обеспечения заданной величины действующего тока I_n установлен усилитель мощности УМ1.

Напряжение U_d на выходе датчика ПД усиливается усилителем У до необходимой расчетной величины

$$U_1 = K_1 U_d, \quad (\text{П.1.20})$$

где U_1 — действующее значение напряжения u_1 на выходе усилителя У; K_1 — коэффициент усиления усилителя У; U_d — действующее значение напряжения u_d на выходе датчика ПД

В устройстве защиты установлен датчик ЗД, при помощи которого устанавливается допустимый уровень заполнения емкости жидкостью, т. е. напряжение $U_{зд}$ датчика соответствует $\ell_{доп}$, т. е. соответствует $U_{1доп} = \xi K_1 \ell_{доп}$. Но U_1 — это действующее значение переменного напряжения u_1 , а $U_{зд}$ — это напряжение постоянного тока. Поэтому их сравнивать невозможно. Для сравнения необходимо напряжение u_1 преобразовать в среднее значение $U_{1ср}$, пропорциональное действующему значению U_1 . С этой целью в устройстве защиты установлен прецизионный выпрямитель ПВ. Постоянное напряжение U_2 на его выходе

$$U_2 = U_{1ср} = K_n U_1, \quad (\text{П.1.21})$$

где K_n — коэффициент преобразования

Следовательно,

$$U_{зд} = U_{2доп} = \xi K_1 K_n \ell_{доп}. \quad (\text{П.1.22})$$

Для сравнения напряжения U_2 с напряжением $U_{зд}$ установлен компаратор КМП. Пока выполняется неравенство $U_2 < U_{зд}$, напряжение $-U_3$ на выходе компаратора КМП имеет отрицательную полярность, и ток I_p на выходе усилителя мощности УМ2 равен нулю. При этом реле Р отключено.

При достижении $U_2 \geq U_{зд}$ на выходе компаратора КМП появляется положительное напряжение $+U_3$, которое создает на выходе усилителя мощности УМ ток $I_p > I_{ср}$, где $I_{ср}$ – ток срабатывания реле Р. Реле Р срабатывает и своими контактами осуществляет защиту (отключает насос или закрывает вентиль, т. е. прекращает подачу жидкости в емкость).

Таблица П 1 5

Варианты заданий

Номер варианта	f_c , кГц	I_n , мА	ξ , В/мм	l_{max} , мм	$U_{зд}$, В	I_p , мА
1	0,7	190	0,01	60	3	100
2	0,9	170	0,03	55	2	120
3	1,0	150	0,05	45	4	130
4	1,3	130	0,07	40	3,5	120
5	1,6	110	0,09	35	2,5	90
6	2,2	85	0,11	30	3	85
7	2,5	70	0,13	25	2	95
8	2,7	95	0,15	20	3	140

6. Устройство защиты двигателя от перегрева

Так как преобразователь температуры в электрическое напряжение (датчик) находится на некотором расстоянии от источника тепла (обмотки двигателя), а скорость распространения тепловой энергии невелика, то изменения напряжения датчика будут отставать от изменения температуры обмотки двигателя, создаваемой протекающим по ней электрическим током. При медленных изменениях температуры это отставание будет пренебрежимо мало, при быстрых изменениях – недопустимо велико. Поэтому устройство защиты должно срабатывать с необходимым предварением, чтобы температура обмотки двигателя не превысила допустимой величины. Следовательно, устройство защиты должно учитывать не только уровень (величину) температуры, но и скорость изменения температуры. Чем больше скорость, тем больше предварение, т. е. раньше должна сработать защита.

На рис П 1.9 приведена блок-схема устройства защиты двигателя по уровню и скорости изменения температуры обмотки статора.

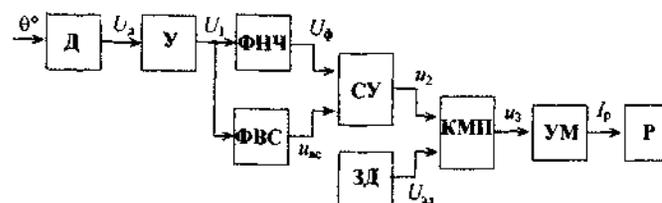


Рис П 1 9 Блок-схема устройства защиты двигателя от перегрева

Проводниковый датчик Д преобразует температуру θ° датчика (места установки датчика) в постоянное напряжение. Это выходное напряжение датчика

$$U_d = \xi \theta^\circ, \quad (\text{П.1.23})$$

где ξ – коэффициент преобразования, θ° – температура датчика.

Для увеличения напряжения U_d датчика до значения U_1 установлен усилитель У. Напряжение на выходе усилителя

$$U_1 = K_1 U_d, \quad (\text{П.1.24})$$

где K_1 – коэффициент усиления усилителя.

Фильтр нижних частот ФНЧ с коэффициентом передачи $K_\phi = 1$, настроенный на частоту среза f_c , не пропускает на первый вход суммирующего усилителя СУ возможные переменные и импульсные помехи. Поэтому с выхода ФНЧ на первый вход СУ поступает напряжение $U_\phi = U_1$, которое отражает уровень (величину) температуры θ° датчика.

Для формирования времени t_n предварения (времени предварительного включения защиты) в зависимости от скорости изменения температуры θ° датчика в устройстве защиты установлен фильтр верхних частот ФВС. Скорость V_ϕ настройки ФВС определяется такой скоростью изменения температуры θ° , при которой запаздывание в срабатывании защиты существенно не влияет на перегрев двигателя. Тогда можно определить выходное напряжение ФВС

$$U_{вс} = K_{вс} \left(1 - \frac{V_\phi}{V} \right) U_1, \quad (\text{П.1.25})$$

где $K_{вс}$ – коэффициент передачи ФВС; V_ϕ – скорость настройки фильтра;

$V = \frac{\Delta U_1}{\Delta t}$ – скорость изменения напряжения U_1 на входе ФВС.

Это напряжение $U_{вс}$ и определяет время $t_{п}$ срабатывания защиты.

Напряжение $U_{вс}$ подключено ко второму входу суммирующего усилителя СУ, напряжение u_2 которого

$$u_2 = K_2(U_{\phi} + U_{вс}), \quad (П.1.26)$$

где K_2 – коэффициент усиления СУ.

Напряжение u_2 подано на первый вход компаратора КМП, который сравнивает его с задающим напряжением $U_{зд}$ задатчика ЗД. Напряжение $U_{зд}$, поданное на второй вход КМП, определяет допустимую температуру $\theta_{доп}^{\circ}$ обмотки двигателя.

При $u_2 < U_{зд}$ выходное напряжение u_3 компаратора КМП имеет отрицательную полярность $u_3 = -U_{3max}$, и ток I_p на выходе усилителя мощности УМ равен нулю. Реле Р отключено.

При достижении $u_2 \geq U_{зд}$ напряжение u_3 становится положительным $u_3 = +U_{3max}$, и на выходе УМ ток I_p становится больше тока $I_{ср}$ срабатывания. Реле Р включается, и своими контактами отключает двигатель (осуществляет защиту).

Таблица П 1 6

Варианты заданий

Номер варианта	$\theta_{зд}^{\circ}$, °С	$f_{св}$, кГц	V_{ϕ} , В/мин	ξ , В/°С	$K_{вс}$	V , В/мин	$U_{зд}$, В	K_2	I_p , мА
1	180	0,4	1,5	0,03	3	4,0	8,0	1,0	100
2	220	0,3	1,6	0,025	2,5	4,5	9,0	1,1	120
3	260	0,6	1,7	0,015	4,0	5,0	10,0	1,2	8
4	280	0,5	1,8	0,015	3,5	5,5	11,0	1,3	90
5	200	0,7	1,6	0,03	2,0	4,5	8,5	1,4	130
6	190	0,8	2,0	0,03	2,2	4,0	9,5	1,5	150
7	250	0,35	1,8	0,02	3,2	5,0	10,5	1,6	160
*8	300	0,45	2,0	0,01	2,8	6,0	11,5	1,7	170

При расчетах ФВС всех вариантов $u_{\phi} = 1,5$ В (см. электрическую схему ФВС).

7. Устройство телесигнализации о снижении температуры ниже допустимой

Задачи контроля и сигнализации о снижении температуры ниже допустимой часто встречаются в промышленности и в сельском хозяйстве, например, о снижении температуры жидкости в емкости, температуры в помещении молодняка, температуры хранения картофеля и т. д.

На рис. П.1.10 приведена блок-схема устройства телесигнализации о снижении температуры ниже допустимой.

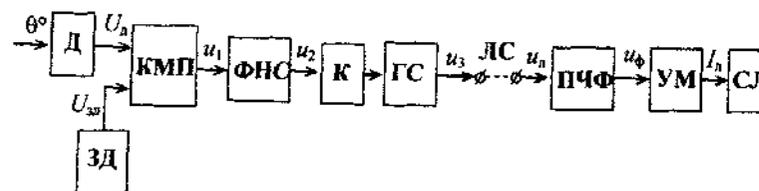


Рис. П 1 10 Блок-схема устройства телесигнализации о снижении температуры ниже допустимой

Проводниковый термодатчик Д преобразует температуру θ° в электрическое напряжение $U_{д} = \xi \theta^{\circ}$. Это напряжение $U_{д}$ датчика Д сравнивается с задающим напряжением $U_{зд}$ задатчика ЗД при помощи компаратора КМП. Напряжение $U_{зд}$ задатчика определяет допустимую температуру $\theta_{доп}^{\circ}$, которой соответствует напряжение $U_{ддоп} = \xi \theta_{доп}^{\circ}$, т. е. при $\theta_{доп}^{\circ}$ напряжение на выходе датчика $U_{ддоп} = U_{зд}$. Пока $\theta^{\circ} > \theta_{доп}^{\circ}$, напряжение $U_{д} > U_{зд}$, и на выходе компаратора КМП напряжение $u_1 = -U_{1max}$. При этом на выходе фильтра нижних частот ФНС напряжение $u_2 = -U_{2max}$ при помощи ключа К отключает генератор синусоидальных колебаний ГС, т. е. на выходе генератора ГС напряжение $u_3 = 0$, и в линию связи ЛС сигнал не поступает.

На приемной стороне из линии связи ЛС на вход полосового частотного фильтра ПЧФ поступает сигнал u_{ϕ} , включающий в себя сигналы различных частот других устройств телесигнализации и помех. Но полосовой частотный фильтр ПЧФ настроен только на частоту f_0 генератора ГС своего устройства. Поэтому при $U_{д} < U_{зд}$ на вы-

ходе ПЧФ напряжение $u_\phi = 0$. А это означает, что при $\theta^\circ > \theta_{\text{доп}}^\circ$ сигнальная лампа СЛ не горит

При снижении температуры θ° ниже допустимой $\theta_{\text{доп}}^\circ$ напряжение датчика $U_d \leq U_{\text{зд}}$. В момент равенства $U_d = U_{\text{зд}}$ напряжение u_1 на выходе компаратора КМП скачком переходит к $u_1 = +U_{1\text{max}}$. Это напряжение $+U_{1\text{max}}$ поступает на вход ФНС, выходное напряжение u_2 которого изменяется по уравнению

$$u_2 = V_\phi t, \quad (\text{П.1.27})$$

где V_ϕ – скорость настройки ФНС, t – время, отсчитываемое от момента срабатывания компаратора КМП

Через время $t_{\text{вк}}$ напряжение u_2 достигает величины $u_2 = +U_{\text{вк}}$, и ключ К включает генератор ГС. Время включения $t_{\text{вк}}$ определяется из уравнения

$$t_{\text{вк}} = \frac{U_{2\text{max}} + U_{\text{вк}}}{V_\phi}. \quad (\text{П.1.28})$$

Благодаря задержке времени $t_{\text{вк}}$, исключается возможность подачи ложных сигналов от импульсных и гладких помех.

Включившись, генератор ГС начинает генерировать напряжение u_3 частотой f_0 , которое создает в линии связи ЛС электрический ток частотой f_0 . Следовательно, на входе ПЧФ в напряжении u_d появляется составляющая – напряжение u_3 частотой f_0 . Так как ПЧФ настроен на частоту f_0 , то на его выходе появляется напряжение u_ϕ , которое создает на выходе усилителя мощности УМ ток I_d для включения сигнальной лампы СЛ. Этот сигнал оповещает обслуживающий персонал о снижении температуры θ° ниже допустимого значения $\theta_{\text{доп}}^\circ$.

Таблица П 17

Варианты заданий							
Номер варианта	$\theta_{\text{доп}}^\circ, \text{ }^\circ\text{C}$	$\xi, \text{ В/}^\circ\text{C}$	$V_\phi, \text{ В/с}$	$u_1, \text{ В}$	$f_0, \text{ кГц}$	K_ϕ	$I_d, \text{ мА}$
1	5	0,15	0,15	1,2	1,5	1,2	100
2	7	0,15	0,16	1,1	2,0	1,3	80
3	8	0,2	0,2	1,2	2,5	1,5	50

Окончание табл П 17

Номер варианта	$\theta_{\text{доп}}^\circ, \text{ }^\circ\text{C}$	$\xi, \text{ В/}^\circ\text{C}$	$V_\phi, \text{ В/с}$	$u_1, \text{ В}$	$f_0, \text{ кГц}$	K_ϕ	$I_d, \text{ мА}$
4	10	0,15	0,15	1,4	1,8	2,0	60
5	12	0,15	0,18	1,5	1,3	1,8	120
6	14	0,1	0,22	1,2	1,0	1,4	130
7	16	0,15	0,14	1,3	0,8	1,7	150
8	18	0,1	0,1	1,6	0,7	1,6	90

8. Устройство защиты от снижения температуры ниже допустимой

Задачи релейного регулирования температуры, в том числе и защиты от снижения температуры ниже допустимой, встречаются очень часто в различных областях промышленности, в сельском хозяйстве, в быту.

На рис. П.1.11 приведена схема устройства защиты от снижения температуры ниже допустимой.

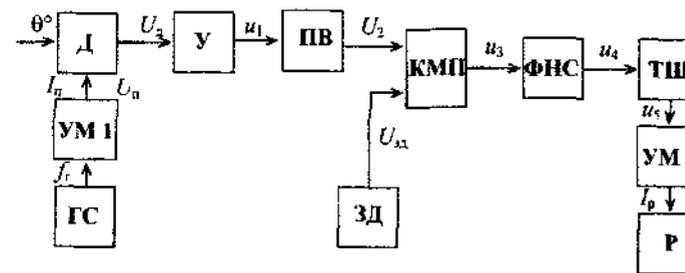


Рис П 111 Устройство защиты от снижения температуры ниже допустимой

Проводниковый термодатчик Д питается синусоидальным током от генератора ГС через усилитель мощности УМ1. Напряжение термодатчика

$$U_d = \xi \theta^\circ, \quad (\text{П.1.29})$$

где U_d – действующее значение датчика; ξ – коэффициент преобразования.

Напряжение U_d усиливается усилителем У до величины $U_1 = KU_d$ и при помощи прецизионного выпрямителя ПВ выпрямляется до величины $U_2 = K_B U_1$, где $K_B = 0,45$.

Напряжение U_2 сравнивается с задающим напряжением $U_{зд}$ датчика ЗД при помощи компаратора КМП. При температуре $\theta^{\circ}_{доп}$ напряжение на выходе ПВ $U_2 = U_{зд}$.

При температуре $\theta^{\circ} > \theta^{\circ}_{доп}$ напряжение $U_2 > U_{зд}$. При этом напряжение u_3 на выходе компаратора $U_3 = +U_{3max}$. Напряжение u_3 подано на вход фильтра нижних скоростей ФНС, который не пропускает быстрые изменения напряжения u_3 , т. е. его выходное напряжение u_4 изменяется с заданной скоростью V_{ϕ} настройки фильтра. Поэтому быстрые изменения напряжения U_2 от различных помех не будут давать ложные включения защиты.

Таким образом, при $U_2 > U_{зд}$ напряжение u_4 на выходе ФНС больше порога срабатывания $U_{4max} > U_{пор}$ триггера Шмитта ТШ, и напряжение u_5 на выходе ТШ скачком изменяется до значения $u_5 = -U_{5max}$, где U_{5max} — максимальное напряжение на выходе триггера Шмитта ТШ. Отрицательное напряжение $u_5 = -U_{5max}$ запирает транзистор типа п-р-п, на котором построен усилитель мощности УМ, и поэтому ток I_p через обмотку реле Р не проходит ($I_p = 0$) и реле Р отключено.

При достижении температуры допустимого значения, т. е. при $\theta^{\circ} \leq \theta^{\circ}_{доп}$, $U_d \leq U_{дл}$, напряжение на выходе компаратора КМП скачком изменяется и достигает $u_3 = -U_{3max}$. Это напряжение поступает на вход ФНС, напряжение u_4 на выходе которого со скоростью V_{ϕ} настройки фильтра изменяется по уравнению

$$u_4 = V_{\phi} t, \quad (П.1.30)$$

где t — время, отсчитываемое с момента срабатывания компаратора КМП.

Через время включения

$$t_{вкл} = \frac{U_{4max} + U_{пор}}{V_{\phi}} \quad (П.1.31)$$

напряжение u_4 достигает порога срабатывания $U_{пор}$ триггера Шмитта ТШ. Триггер ТШ срабатывает, и его выходное напряжение u_5 скачком изменяется от $u_5 = -U_{5max}$ до $u_5 = +U_{5max}$. При этом транзистор, на котором построен усилитель мощности УМ, открывается, и на его выходе ток I_p становится больше тока срабатывания $I_{ср}$ реле. Реле Р включается, и своим контактом включает нагреватель, который нагревает контролируемый объект. При достижении $\theta^{\circ} > \theta^{\circ}_{доп}$, т. е. при $U_2 > U_{зд}$ происходит обратное срабатывание триггера Шмитта ТШ, его напряжение $u_5 = -U_{5max}$ запирает транзистор ($-I_p = 0$) и реле Р отключается.

Таблица П.1.8

Варианты заданий

Номер варианта	$\theta^{\circ}_{ма}$, °С	f_c , кГц	I_n , А	ξ , В/°С	$U_{дл}$, В	V_{ϕ} , В/с	u_5 , В	$U_{пор}$, В	I_p , мА
1	6	3,0	0,1	0,1	10	0,22	1,1	3,0	100
2	7	2,5	0,15	0,1	9	0,3	1,2	4,0	60
3	9	2,0	0,2	0,1	11	0,25	1,3	4,5	70
4	11	1,5	0,3	0,1	12	0,17	1,0	5,5	80
5	13	1,0	0,15	0,1	8	0,19	1,3	5,0	120
6	15	3,5	0,09	0,1	7	0,21	1,1	6,0	130
7	17	4,0	0,08	0,1	12	0,41	1,2	7,0	90
8	19	4,5	0,1	0,1	11	0,32	1,4	6,5	110

9. Частото-избирательный сигнализатор

В трубопроводах, находящихся под высоким давлением, иногда появляются трещины, которые могут привести к аварии. Своевременное выявление трещин поможет предотвратить аварию. При появлении трещины (свища) появляются высокочастотные звуковые сигналы. Обнаружив такие сигналы, можно выявить появившийся свищ в трубе.

На рис. П.1.12 приведена блок-схема такого частото-избирательного сигнализатора.

Датчик Д (микрофон) преобразует звуковой сигнал частотой $f_{зв}$ в электрическое напряжение u_d , изменяющееся с частотой $f_{зв}$. Для передачи на расстояние по линии связи ЛС напряжение u_d усиливается усилителем У до величины u_1 , существенно превосходящей помехи в линии связи.

Таблица П 1 9

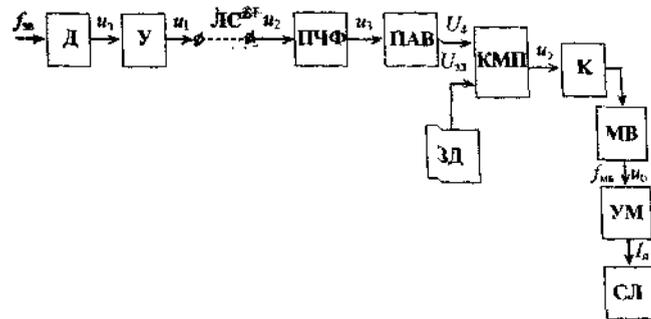


Рис П 1 12 Частото-избирательный сигнализатор

На приемной стороне линии связи установлен полосовой частотный фильтр ПЧФ, настроенный на полосу частот, присущих частотам при появлении свищей, в нашем случае $f_{зв}$. На его вход из линии связи ЛС поступает напряжение u_2 , состоящее из смеси различных частот $f_{см} = f_{зв} + f_{помех}$. На выходе ПЧФ выделяется напряжение u_3 , состоящее из частот полосы пропускания, т. е. $f_{зв}$. Но в этом сигнале могут быть и помехи (наводки) на такой же частоте. А так как u_1 существенно превышает помехи по величине, то напряжение u_3 целесообразно выделять и по амплитуде. С этой целью установлен прецизионный выпрямитель ПАВ, который преобразует переменное напряжение u_3 в постоянное напряжение U_4 , пропорциональное амплитуде U_{m3} . Это напряжение U_4 подано на первый вход компаратора КМП. На второй вход КМП подано напряжение $U_{зд}$ от датчика ЗД. Напряжение $U_{зд}$ пропорционально максимальной амплитуде помех с некоторым запасом.

Если $U_4 < U_{зд}$, то на выходе компаратора напряжение $u_5 = -U_{max}$, которое через ключ К отключает мультивибратор МВ, и напряжение u_6 на его выходе $u_6 = 0$. Следовательно, сигнальная лампа СЛ не горит. Когда же $U_4 > U_{зд}$, то на выходе КМП $u_5 = +U_{max}$. Это напряжение через ключ К включает мультивибратор МВ, который начинает генерировать импульсы частотой $f_{МВ}$. Напряжение u_6 частотой $f_{МВ}$ через усилитель мощности УМ включает сигнал о появлении свища – мигание сигнальной лампы СЛ с частотой $f_{МВ}$, например, $f_{МВ} = 1$.

Варианты заданий

Номер варианта	$f_{зв}$, кГц	U_3 , В	U_1 , В	U_2 , В	$U_{зд}$, В	$f_{МВ}$, Гц	$I_{л}$, мА
1	3,0	1,5	6,1	3,3	4,0	1,0	100
2	5,0	1,1	9,0	4,5	5,0	1,3	130
3	3,5	2,0	4,3	2,3	6,0	0,5	85
4	4,5	1,4	5,8	3,6	6,3	0,6	90
5	6,0	1,8	4,6	2,8	5,4	0,9	70
6	8,0	1,6	5,1	3,1	6,1	0,7	120
7	10,0	1,7	5,0	2,9	5,5	0,8	110
8	11,0	1,3	6,6	4,1	6,5	1,1	140

10. Регулятор скорости и уровня нагрева изделия в сушильном шкафу

Термообработку и сушку многих изделий производят по определенной программе, включающей в себя регулирование скорости нагрева и поддержание температуры на некоторых промежуточных и конечном уровнях. Такие задачи встречаются, например, при сушке древесины, при термообработке наклеенных на мембраны или балки тензодатчиков, при термообработке покрашенных изделий и т. д.

На рис. П.1.13 приведена блок-схема регулятора скорости и уровня нагрева изделия в сушильном шкафу СШ.

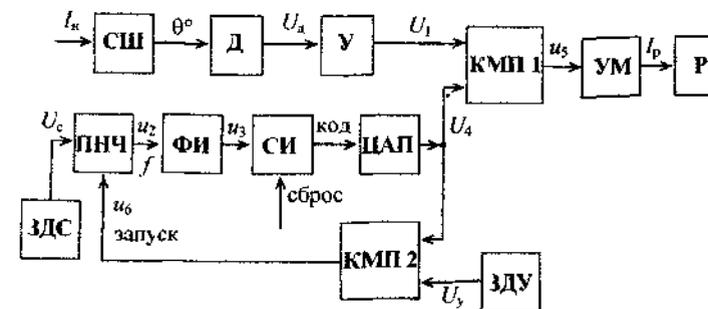


Рис П 1 13. Блок-схема регулятора скорости и уровня нагрева изделия в сушильном шкафу

В регуляторе используется релейное регулирование температуры θ° путем замыкания и размыкания контакта реле Р, подающего импульсы тока I_n в нагреватель сушильного шкафа. Датчик Д (проводниковый терморезистор) преобразует температуру θ° в сушильном шкафу СШ в напряжение

$$U_d = \xi \theta^\circ, \quad (\text{П.1.32})$$

где ξ – коэффициент преобразования.

Это напряжение U_d усиливается усилителем У, выходное напряжение U_1 которого подано на первый вход компаратора КМП1. На второй вход компаратора КМП1 подано напряжение U_4 , определяющее изменения нагрева по скорости и уровню.

Напряжение U_c датчика скорости ЗДС определяет скорость нагрева, а напряжение U_y датчика уровня ЗДУ определяет уровень нагрева.

Напряжение U_1 в компараторе КМП1 сравнивается с напряжением U_4 . Когда $U_1 < U_4$, то $u_5 = +U_{5\max}$, и усилитель мощности УМ развивает мощность, достаточную для срабатывания реле Р, то есть через обмотку реле Р протекает ток $I_p > I_{cp}$, где I_{cp} – ток срабатывания реле. Реле Р срабатывает и замыкает свой контакт в цепи питания нагревателя сушильного шкафа. Через нагреватель протекает ток I_n , и в шкафу повышается температура θ° . При этом увеличивается напряжение U_1 . При достижении $U_1 \geq U_4$ напряжение u_5 на выходе компаратора КМП скачком переходит в состояние $u_5 = -U_{5\max}$. При этом на выходе УМ ток $I_p = 0$ и реле Р отключается, разрывая своим контактом Р цепь нагревателя. Температура θ° , а значит и напряжение U_1 , начинают уменьшаться. При $U_1 < U_4$ вновь включается реле Р, вновь происходит повышение θ° , т.е. повышение U_1 , и далее – по циклу. Таким образом, температура θ° в сушильном шкафу и скорость ее изменения целиком определяются величиной и скоростью изменения напряжения U_4 .

При заданной постоянной величине напряжения U_c частота импульсов на выходе преобразователя напряжения в частоту ПНЧ постоянна и пропорциональна U_c , т.е. $f = K_n U_c$, где K_n – коэффициент преобразования.

Импульсное напряжение u_2 частотой f поступает на вход формирователя импульсов ФИ, где они формируются по уровню и по крутизне фронта. Таким образом, сформированные импульсы u_3 частотой f поступают на вход предварительно обнуленного счетчика импульсов СИ, где накапливаются (суммируются) и одновременно преобразуются в двоичный код. Накопленное число импульсов

$$n = f \cdot t = K_n U_c t, \quad (\text{П.1.33})$$

где t – время суммирования.

Цифровой двоичный код при помощи цифро-аналогового преобразователя ЦАП преобразуется в напряжение U_4 , пропорциональное коду, т.е.

$$U_4 = K_u n = K_u K_n U_c t, \quad (\text{П.1.34})$$

где K_u – коэффициент преобразования ЦАП.

Как видим из уравнения, скорость увеличения U_4 определяется задающим напряжением U_c , т.е.

$$V = \frac{U_4}{t} = K U_c, \quad (\text{П.1.35})$$

где $K = K_u K_n$.

ПНЧ работает только в том случае, когда $U_4 < U_y$. При этом напряжение u_6 на выходе компаратора КМП2 запускает ПНЧ, потому что при этом $u_6 = +U_{6\max}$. При достижении $U_4 = U_y$ $u_6 = -U_{6\max}$, ПНЧ останавливается и дальше идет процесс регулирования температуры θ° в СШ по уровню, т.е. $U_4 = U_y = \text{const}$.

Таблица П.1.10

Варианты заданий

Номер варианта	$\theta_{\text{зад}}, ^\circ\text{C}$	$\xi, \text{ В}^\circ\text{C}$	$U_y, \text{ В}$	$U_c, \text{ В}$	$I_p, \text{ мА}$	$t_{\text{max}}, \text{ сек}$	n
1	120	0,012	9,0	1,0	50	40	65
2	150	0,01	8,0	1,5	70	35	70
3	170	0,009	9,5	2,0	80	50	75
4	200	0,008	8,5	2,2	60	60	80
5	220	0,007	10,0	2,5	85	70	85

Окончание табл. П.1.10

Номер варианта	$\theta_{\text{доп}}, ^\circ\text{C}$	$\xi, \text{B}^\circ\text{C}$	$U_3, \text{В}$	$U_4, \text{В}$	$I_p, \text{мА}$	$t_{\text{max}}, \text{сек}$	n
6	240	0,006	11,0	2,8	90	80	90
7	260	0,005	10,5	3,0	95	90	95
8	280	0,004	7,5	3,3	100	100	100

11. Измеритель скорости вращения вала

Измерители скорости вращения вала широко используются в различных отраслях промышленности в устройствах управления двигателями и технологическими механизмами как большой, так и малой мощности. При этом стремятся выбрать такой датчик, который не оказывал бы обратного влияния на объект, скорость вращения вала которого измеряют, и имел бы высокую надежность и долговечность.

На рис. П.1.14 приведена блок-схема измерителя скорости вращения вала.

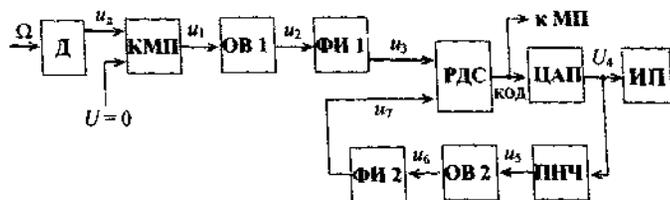


Рис. П.1.14. Блок-схема измерителя скорости вращения вала

Фотоимпульсный датчик Д преобразует скорость вращения Ω в импульсное напряжение u_x , частота импульсов f которого

$$f = \xi \Omega, \quad (\text{П.1.36})$$

где ξ – коэффициент преобразования.

Это напряжение u_x сравнивается с нулевым уровнем при помощи компаратора КМП. В результате такого сравнения на выходе компаратора получаются импульсы напряжения u_1 . Для формирования коротких прямоугольных импульсов постоянной длительности установлен одновибратор ОВ1, запускаемый импульсами напряжения u_1 . На выходе одновибратора появляются короткие импульсы напряжения u_2 длительностью t_n и частотой f .

Для согласования выходного напряжения u_2 одновибратора ОВ1 с входом реверсивного двоичного счетчика РДС и формирования крутых фронтов импульсов напряжения u_3 установлен формирователь импульсов ФИ. Импульсы напряжения u_3 поступают на суммирующий вход реверсивного счетчика РДС, в котором происходит их суммирование и преобразование числа n «содержащихся» в РДС импульсов в двоичный код на выходе РДС. Этот двоичный код поступает на вход цифро-аналогового преобразователя ЦАП, напряжение U_4 на выходе которого пропорционально числу n в РДС, т. е.

$$U_4 = K_u n, \quad (\text{П.1.37})$$

где K_u – коэффициент пропорциональности.

Напряжение U_4 на выходе ЦАП подано на преобразователь напряжения в частоту ПНЧ, на выходе которого формируются импульсы напряжения u_5 частотой

$$f_n = K_n U_4, \quad (\text{П.1.38})$$

где K_n – коэффициент преобразования.

С целью формирования коротких импульсов установлен одновибратор ОВ2, запускаемый импульсами напряжения u_5 выхода ПНЧ. С выхода одновибратора ОВ2 импульсы напряжения u_6 длительностью t_n и частотой f_n через формирователь импульсов ФИ2 поступают на вычитающий вход реверсивного двоичного счетчика РДС.

Таким образом, при $f > f_n$ в РДС накапливаются импульсы (n растет), при $f < f_n$ в РДС вычитаются импульсы (n уменьшается), при $f = f_n$ накопленное в РДС число импульсов n неизменно ($n = \text{const}$). Получилась аналого-цифровая следящая система, которая «следит» за всеми изменениями частоты f , т. е. Ω .

Действительно, с учетом (П.1.36) и (П.1.38) при $f_n = f$

$$U_4 = \frac{\xi}{K_n} \Omega = K \Omega, \quad (\text{П.1.39})$$

где $K = \frac{\xi}{K_n}$.

Для измерения скорости Ω установлен измерительный прибор (вольтметр), шкала α которого проградуирована в единицах измерения Ω (радиан/с). Согласно уравнению (П.1.39),

$$\alpha = \frac{U_4}{K} = \beta U_4 = \Omega, \quad (\text{П } 1.40)$$

где $\beta = \frac{1}{K}$.

При необходимости информация о величине Ω в цифровой форме (двоичный код) с выхода РДС может быть передана на вход микропроцессора.

Таблица П 1.11

Варианты заданий

Номер варианта	$\Omega_{\text{max}}, \text{ 1/с}$	ξ	$t_d, \text{ мс}$	$U_d, \text{ В}$
1	10	20	0,8	10
2	15	18	0,7	9,5
3	20	16	0,5	8,0
4	25	14	0,3	8,5
5	30	12	0,4	7,5
6	35	10	0,6	7,0
7	40	8	0,2	10,5
8	45	6	0,1	11,0

Построить градуировочную характеристику измерительного прибора, как показано на рис П 1.15.

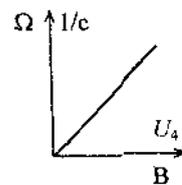


Рис П 1.15

12. Измеритель усилий резания

В связи с широким использованием в машиностроении микропроцессорных систем управления задача измерения усилий резания и преобразования результатов измерений в двоичный код является актуальной

На рис П 1.16 приведена блок-схема измерителя усилий резания:

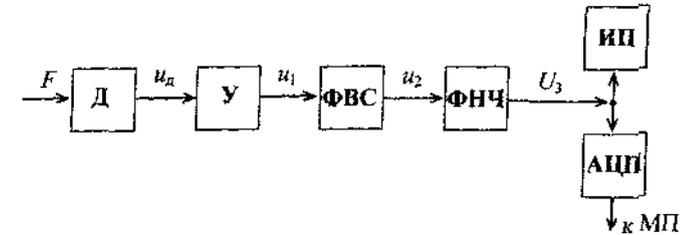


Рис П 1.16 Блок-схема измерителя усилий резания

Датчик Д преобразует усилие F резания в электрическое напряжение

$$U_d = \xi F, \quad (\text{П } 1.41)$$

где ξ - коэффициент преобразования

При использовании тензометрических датчиков напряжение u_d невелико (несколько десятков мВ). Поэтому в измерителе установлен усилитель У, выходное напряжение которого

$$u_1 = K_1 u_d, \quad (\text{П } 1.42)$$

где K_1 - коэффициент усиления усилителя У

В процессе резания инструмент нагревается и поэтому на напряжение u_d накладывается (суммируется) гладкая помеха U_n , вызванная изменениями температуры инструмента. Так как скорость изменения помехи U_n существенно меньше скорости изменения полезного сигнала u_d , то от нее (помехи) можно отстроиться при помощи фильтра верхних скоростей ФВС, скорость V_ϕ настройки фильтра которого выбирается несколько больше максимальной скорости изменения помехи U_n . Тогда ФВС будет успевать компенсировать помеху U_n , и на его выходе будет выделяться только полезный сигнал

$$u_2 = K_{\text{вс}} U_1, \quad (\text{П } 1.43)$$

где $K_{\text{вс}}$ - коэффициент передачи фильтра верхних скоростей.

Вибрация инструмента также создает помеху u_2 с более высокой частотой, чем изменения полезного сигнала U_1 (или усиленного сигнала u_2). С целью устранения «высокочастотной» помехи u_2 в измерителе установлен фильтр нижних частот ФНЧ, настроенный на частоту f_c среза, которая существенно ниже, чем частота f_2 помехи u_2 . Тогда, в результате отстройки ФНЧ от переменных помех u_2 частотой $f_2 > f_c$, напряжение U_3 на выходе ФНЧ будет

$$U_3 = \xi K_1 K_{\text{вс}} K_{\text{ф}} F = K F, \quad (\text{П.1.44})$$

где $K = \xi K_1 K_{\text{вс}} K_{\text{ф}}$; $K_{\text{ф}}$ – коэффициент передачи фильтра ФНЧ

Это напряжение U_3 подано на измерительный прибор ИП (вольтметр), шкала которого α проградуирована в единицах измерения усилия резания

$$\alpha = \frac{U_3}{K} = \beta U_3 = F, \quad (\text{П.1.45})$$

где $\beta = \frac{1}{K}$.

Это же напряжение U_3 подано на вход аналого-цифрового преобразователя АЦП, который преобразует напряжение U_3 в цифровой двоичный код, который передается на вход регистра микропроцессора МП.

Таблица П.1.12

Варианты заданий							
Номер варианта	F_{max} , Н	ξ , В/Н	$U_{1\text{max}}$, В	$V_{\text{ф}}$, В/с	f_c , Гц	$U_{3\text{max}}$, В	u_2 , В ФВС
1	85	0,01	5,0	0,2	20	8,0	1,1
2	75	0,012	6,0	0,15	30	9,0	1,0
3	60	0,015	6,5	0,25	25	10,0	0,9
4	70	0,013	5,5	0,15	30	8,5	1,0
5	80	0,011	7,0	0,1	25	9,5	0,8
6	65	0,01	4,5	0,2	20	7,5	0,7
7	55	0,01	4,0	0,15	15	7,0	1,2
8	90	0,015	7,5	0,2	25	10,5	1,1

Построить градуировочную характеристику по уравнению (П.1.44), как показано на рис П.1.17

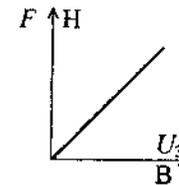


Рис П.1.17

13. Измеритель амплитуды и частоты вибрации

Контроль за состоянием сложных сооружений (мостов, зданий, плотин гидроэлектростанций и т.д.), сейсморазведка полезных ископаемых, измерений вибраций фундамента станков, постоянные наблюдения за сейсмическими явлениями в земной коре и пр. определяют необходимость в информации об амплитуде и частоте вибраций

На рис П.1.18 приведена блок-схема измерителя амплитуды и частоты вибраций фундаментов станков и самих станков в машиностроении и других отраслях промышленности.

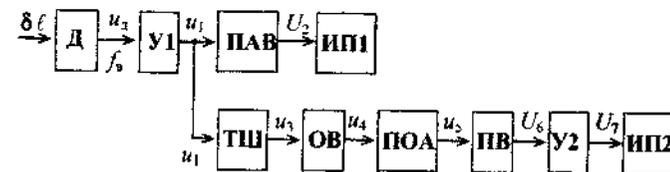


Рис П.1.18 Блок-схема измерителя амплитуды и частоты вибраций

Датчик Д преобразует вибрации $\delta \ell$ в электрическое напряжение u_d частотой f_v (частота вибрации). Часто, в том числе и здесь, в качестве датчика используют малогабаритный и простой пьезокерамический датчик ПКД, имеющий большое внутреннее сопротивление. Напряжение u_d при помощи усилителя У1 усиливается до напряжения

$$u_1 = K_1 u_d = K_1 \xi \delta \ell, \quad (\text{П.1.46})$$

где K_1 – коэффициент усиления усилителя У1; ξ – коэффициент преобразования датчика.

Для измерения амплитуды вибраций напряжение u_1 подано на вход прецизионного амплитудного выпрямителя ПАВ, у которого постоянное выпрямленное напряжение U_2 на его выходе равно амплитудному значению U_{m1} напряжения u_1 . Это напряжение U_2 подано на вход измерительного прибора ИП1 (прецизионный вольтметр постоянного тока), шкала α_1 которого проградуирована в единицах измерения вибраций (мм, мкм)

$$\alpha_1 = \frac{U_2}{K_1 \xi} = \kappa U_{m1} = \delta \ell_m, \quad (\text{П.1.47})$$

где $\kappa = \frac{1}{K_1 \xi}$.

Для измерения частоты f_n вибраций напряжение u_1 подано на вход триггера Шмитта ТШ с невысоким порогом срабатывания, чтобы не было сбоев в работе ТШ при малых амплитудах вибраций. Импульсное выходное напряжение u_3 частотой f_n подано на вход одновибратора ОВ для формирования импульсов постоянной длительности t_n его выходного напряжения u_4 . С целью получения постоянной площади S положительного импульса установлен прецизионный ограничитель амплитуды ПОА, который ограничивает положительный импульс напряжения u_4 до величины $u_5 = +U_5 = U_{ст}$, а отрицательный импульс – до величины $u_5 = -U_5 = -0,5$ В (падение напряжения на открытом диоде). Далее импульсы напряжения u_5 поступают на вход прецизионного выпрямителя ПВ, на выходе которого постоянное напряжение

$$U_6 = U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} u_5 dt = \frac{U_{ст} t_n}{T}, \quad (\text{П.1.48})$$

где $T = \frac{1}{f_n}$ – период колебаний напряжения u_5 .

Следовательно,

$$U_6 = U_{ст} t_n f_n = S \cdot f_n. \quad (\text{П.1.49})$$

Для усиления этого напряжения U_6 до требуемого значения U_7 установлен усилитель У2, на выходе которого

$$U_7 = K_2 U_6 = K \cdot f_n, \quad (\text{П.1.50})$$

где K_2 – коэффициент усиления усилителя У2; $K = K_2 S$.

Напряжение U_7 подано на измерительный прибор ИП2, шкала которого проградуирована в единицах частоты f_n вибраций

$$\alpha_2 = \frac{U_7}{K} = \beta U_7 = f_n, \quad (\text{П.1.51})$$

где $\beta = \frac{1}{K}$.

Таблица П.1.13

Варианты заданий

Номер варианта	$\delta \ell_{\text{макс}},$ мм	$f_{\text{диап}},$ Гц	$\xi,$ В/мм	$U_{m1 \text{ макс}},$ В	$t_n,$ мс	$U_{\text{ст}},$ В	$U_{7 \text{ макс}},$ В
1	1,1	500	0,9	11,0	0,5	8,0	10
2	1,2	450	0,8	10,5	0,55	8,5	10
3	1,3	300	0,75	10,0	0,8	8,5	10
4	1,4	200	0,7	9,5	1,4	9,0	10
5	1,5	100	0,65	8,0	2,0	9,5	10
6	1,6	50	0,6	10,0	5,0	9,0	10
7	1,7	25	0,55	10,5	10,0	8,5	10
8	1,8	20	0,5	11,0	13,0	8,0	10

Построить градуировочные характеристики (рис. П.1.19, П.1.20).

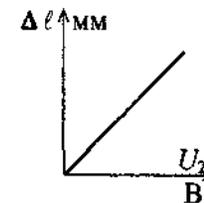


Рис. П.1.19

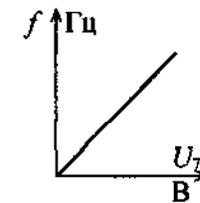


Рис. П.1.20

14. Устройство взвешивания

На рис. П.1.21 приведена блок-схема взвешивающего устройства.

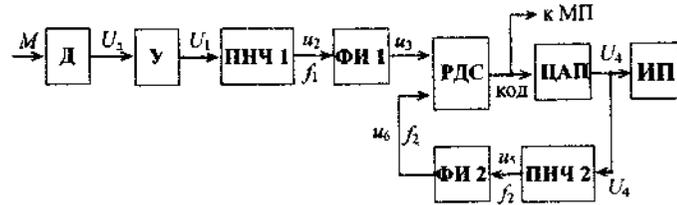


Рис П 1 21 Блок-схема устройства взвешивания

Датчик Д преобразует взвешиваемую массу M в электрическое напряжение U_d . Выходное напряжение датчика

$$U_d = \xi M, \quad (\text{П.1.52})$$

где ξ – коэффициент преобразования датчика.

Так как величина U_d невелика (обычно доли вольта), то для усиления напряжения U_d установлен усилитель У, выходное напряжение которого

$$U_1 = K_1 U_d, \quad (\text{П.1.53})$$

где K_1 – коэффициент усиления усилителя У.

Для того чтобы информация о результатах взвешивания могла быть использована и в микропроцессорной системе, производится преобразование этой информации в двоичный код. С этой целью установлены преобразователи напряжения в частоту ПНЧ1 и ПНЧ2, формирователи напряжения ФИ1 и ФИ2, реверсивный двоичный счетчик РДС и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП.

Преобразователь ПНЧ1 преобразует постоянное напряжение U_1 в переменное напряжение u_2 частотой

$$f_1 = K_n U_1, \quad (\text{П.1.54})$$

где K_n – коэффициент преобразования.

Это импульсное напряжение u_2 частотой f_1 подано на формирователь импульсов ФИ1, который формирует короткие импульсы напряжения u_3 по амплитуде и по крутизне фронта, необходимые для

надежной работы счетчика РДС. Это импульсное напряжение u_3 подано на суммирующий вход РДС. Накопленное число n импульсов в счетчике преобразуется в цифровой код, отражающий число n в двоичном коде.

Двоичный код поступает на входной регистр микропроцессора МП и на входы цифро-аналогового преобразователя ЦАП, на выходе которого формируется постоянное напряжение U_4 , пропорциональное числу n , представленному в двоичном коде. Это напряжение U_4 измеряется измерительным прибором ИП (прецизионным вольтметром постоянного тока).

Одновременно напряжение U_4 поступает на вход ПНЧ2, по структуре и характеристике идентичному ПНЧ1, на выходе которого формируется импульсное напряжение u_6 частотой

$$f_2 = K_n U_4. \quad (\text{П.1.55})$$

Это импульсное напряжение u_6 частотой f_2 подано на формирователь импульсов ФИ2, который формирует короткие импульсы напряжения u_5 по амплитуде и по крутизне фронта, необходимые для надежной работы счетчика РДС. Это импульсное напряжение u_6 подано на вычитающий вход РДС.

В результате замыкания такой петли обратной связи получилась следящая система по частоте, которая постоянно «следит» за всеми изменениями частоты f_1 . При $f_1 > f_2$ в РДС число n растет (импульсы накапливаются) и, следовательно, увеличивается U_4 , а значит, и f_2 .

При $f_1 < f_2$ в РДС число n уменьшается (больше импульсов вычитается, чем суммируется), и, значит, уменьшаются U_4 и f_2 .

Когда $f_1 = f_2$ число n в РДС стабилизируется, т. е. $n = \text{const}$, а значит $U_4 = \text{const}$.

При этом, на основе равенств (П.1.52)–(П.1.54),

$$U_4 = U_1 = \xi K_1 M = K M, \quad (\text{П.1.56})$$

где $K = \xi K_1$.

Следовательно, шкала измерительного прибора ИП

$$\alpha = \frac{U_4}{K} = \beta U_4 = M, \quad (\text{П.1.57})$$

где $\beta = \frac{1}{K}$.

Таблица П 1 14

Варианты заданий

Номер варианта	M_{max} , кг	ξ , В/кг	U_{1max} , В	$f_{1max} \cdot f_{2max}$, кГц	t_{pi} , мс
1	50	0,02	9,0	0,2	0,08
2	60	0,02	9,5	0,3	0,07
3	70	0,015	8,5	0,4	0,06
4	80	0,015	10,0	0,5	0,05
5	90	0,01	10,5	0,6	0,04
6	100	0,01	10,5	0,7	0,03
7	110	0,008	11,0	0,8	0,02
8	120	0,008	10,0	0,9	0,02

Построить градуировочную характеристику по уравнению (П.1.56) (рис П.1 22)

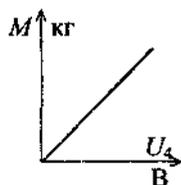


Рис П 1 22

ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ
ПО РАСЧЕТАМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ
ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ

1. Датчики

1 Тензодатчики.

Тензодатчик представляет собой металлическую решетку из проволоки или фольги, нанесенную на изоляционную «подложку», как показано на рис. П 1.23. Чаще всего используют константановую проволоку или фольгу. У константана малый коэффициент температурного сопротивления, т. е. мало изменяется сопротивление датчика при изменении температуры.

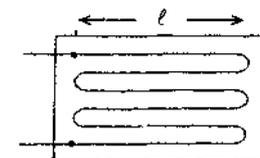


Рис П 1 23. Тензодатчик

Относительное изменение сопротивления датчика

$$\frac{\Delta R}{R} = S \frac{\Delta l}{l}, \quad (\text{П.1.58})$$

где $\frac{\Delta l}{l}$ – относительная деформация (растяжение) тензодатчика. S – коэффициент тензочувствительности. для константана $S = 2$.

Обычно тензодатчики включают в схему моста, как показано на рис. П.1 24.

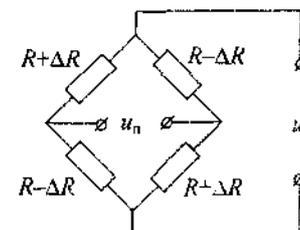


Рис. П 1 24 Схема включения тензодатчиков

При этом их приклеивают таким образом, чтобы противоположные датчики одни растягивались, а другие – сжимались. В этом случае

$$u_d = U_n \frac{\Delta R}{R} = U_n S \frac{\Delta \ell}{\ell}. \quad (\text{П.1.59})$$

Для измерения давления P в трубе тензодатчики наклеивают на мембрану, которая деформируется под воздействием на нее давления. Для измерения силы F тензодатчики наклеивают на специальную балку, изгибающуюся от приложения силы F . Для питания моста чаще используют источник синусоидального тока (синусоидальный генератор)

Деформация мембраны или балки должна происходить в пределах упругой деформации. В этом случае относительная деформация для стальной мембраны или балки не превышает 1 %, т. е. $\frac{\Delta \ell}{\ell} < 0,01$.

Тогда максимальное напряжение датчика при питании моста $U_n = 10$ В и четырех рабочих датчика, как на рис. П.1.25, согласно уравнению (П.1.53)

$$U_d < 10 \cdot 2 \cdot 0,01 = 0,2 \text{ В.}$$

При одном рабочем датчике $U_d < \frac{10}{4} \cdot 2 \cdot 0,01 = 0,05 \text{ В.}$

2 Индукционный плунжерный датчик.

Принцип действия основан на изменении взаимной индуктивности двух систем обмоток – первичных и вторичных. На рис. П.1.25 показан схематичный чертеж плунжерного датчика. На немагнитный каркас намотана первичная обмотка W_1 , при протекании по которой синусоидального тока I_n питания образуется переменное магнитное поле.

Внутри обмотки помещен ферромагнитный плунжер, положение которого определяет коэффициент трансформации (взаимной индуктивности) между первичной обмоткой W_1 и вторичными обмотками W_2' и W_2'' , намотанными на каркас, как показано на рис. П.1.25.

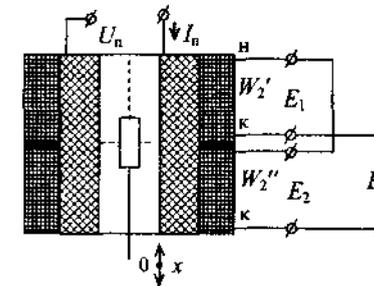


Рис П.1.25. Плунжерный датчик

Вторичные обмотки включены встречно. В каждой обмотке индуцируется ЭДС E_1 и E_2 . В этом случае ЭДС E_d датчика

$$E_d = E_1 - E_2 = K U_n \frac{W_2}{W_1} x, \quad (\text{П.1.60})$$

где x – перемещение плунжера относительно нулевого положения, когда $E_1 = E_2$; K – коэффициент пропорциональности.

Статическая характеристика $E_d = f(x)$ приведена на рис. П.1.26.

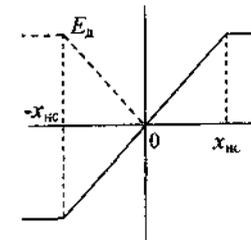


Рис П.1.26 Статическая характеристика плунжерного датчика

Диапазон работы датчика определяется линейной частью статической характеристики. При фазочувствительной схеме измерения E_d диапазон работы датчика от $-x_{нс}$ до $x_{нс}$. Если же используется не фазочувствительная схема измерения E_d , то диапазон будет от 0 до $x_{нс}$.

3. Проводниковые датчики температуры.

Такие датчики применяются для измерения температур различных сред в пределах от -200 °С до $+500$ °С. Такие датчики основаны

на свойстве проводников изменять свое сопротивление R при изменении температуры. Датчики выполняются в виде обмотки из проволоки, намотанной на стержень. Зависимость сопротивления R_θ датчика от температуры θ° приближенно можно выразить простой формулой

$$R_\theta = R_0 [1 + \alpha_t (\theta - \theta_0)], \quad (\text{П.1.61})$$

где α_t – температурный коэффициент сопротивления (ТКС); R_0 – сопротивление датчика при $\theta_0 = 0$.

Эта зависимость $R_\theta = f(\theta)$ называется температурной характеристикой датчика и показана на рис. П.1.27. ТКС α_t , различна для различных металлов. Так, для меди $\alpha_t = 4,25 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{град}}$, а для платины $\alpha_t = 3,92 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{град}}$.

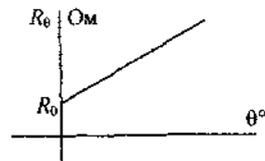


Рис. П.1.27. Температурная характеристика датчика

Для компенсации напряжения от R_0 при θ_0 , датчик включают в схему моста, как показано на рис. П.1.28. При температуре $\theta_0 = \theta_\infty$, т. е. при $R_\theta = R_0$, при помощи изменения сопротивления R_1 балансируют мост, т. е. $U_d = 0$. После этого $U_d = \xi \theta^\circ$.

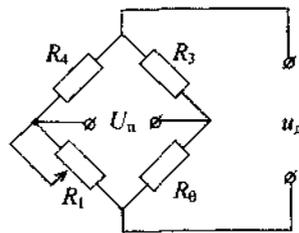


Рис. П.1.28. Схема включения термодатчика

Так, для медного термометра сопротивления, включенного в схему моста с $U_n = 10$ В напряжение датчика U_d для $\theta^\circ = 200^\circ \text{C}$ будет $U_d = \frac{U_n}{4} \alpha_t \theta = \frac{10}{4} \cdot 4,25 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 2,12$ В, а $\xi = 0,011$.

4. Фотоимпульсный датчик.

Предназначен для измерения скорости вращения вала двигателя, турбины, любой рабочей машины. Схема, поясняющая принцип действия фотоимпульсного датчика, приведена на рис. П.1.29.

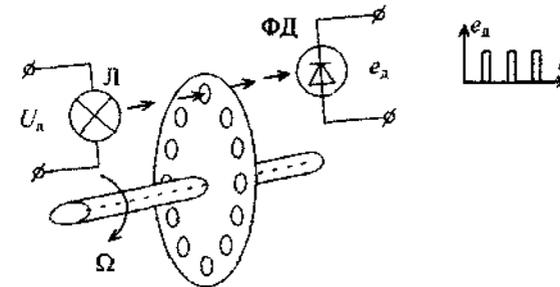


Рис. П.1.29. Фотоимпульсный датчик

На вращающемся валу установлен перфорированный диск (диск с отверстиями). Сфокусированный световой луч от лампы Л через отверстие в диске освещает фотодиод ФД. На выводах фотодиода при освещении появляется ЭДС e_d (ФД генерирует ЭДС e_d). При затемнении ФД ЭДС на его выводах исчезает. Таким образом, при вращении вала со скоростью Ω на выходе фотоимпульсного вала датчика появляются импульсы $e_d \approx 0,5$ В частотой

$$f_d = \xi \Omega,$$

где ξ – число отверстий в диске.

Датчики в РГР

- № 1. Мембранный тензодатчик. $P \rightarrow u_d$.
- № 2. Мембранный тензодатчик. $P \rightarrow u_d$.
- № 3. Тензодатчик (или индуктивный). $\Delta \ell \rightarrow u_d$.

- № 4. Плунжерный датчик. $\ell \rightarrow u_d$.
- № 5. Плунжерный датчик. $\ell \rightarrow u_d$.
- № 6. Проводниковый термодатчик. $\theta^\circ \rightarrow U_d$.
- № 7. Термодатчик. $\theta^\circ \rightarrow U_d$.
- № 8. Термодатчик. $\theta^\circ \rightarrow U_d$.
- № 9. Микрофон. $f_{зв} \rightarrow f_m$.
- № 10. Проводниковый терморезистор $\theta^\circ \rightarrow U_d$.
- № 11. Фотоимпульсный датчик. $\Omega \rightarrow f$.
- № 12. Тензодатчик. $F \rightarrow U_d$.
- № 13. Пьезокерамический датчик. $\delta \ell \rightarrow f$
 $\rightarrow U_m$.
- № 14. Тензодатчик Масса $\rightarrow U$.

II. Согласование блоков

Электронное устройство состоит из отдельных функциональных блоков, определенным образом связанных (подключенных друг к другу) между собой. Для эффективной работы устройства все блоки должны быть согласованы с соседними блоками, с которыми они связаны (к которым подключены). Согласование осуществляют по различным параметрам.

1. *По напряжению источника питания.* Так, например, интегральные усилители, в основном, питаются от источника $U_{п1} = +15$ В и $U_{п2} = -15$ В. А для питания многих цифровых функциональных блоков требуется $U_{п} = 5$ В, а для индикаторного устройства на ВЛН требуется еще и $U_{п} = 30$ В.

2. *По величине входного напряжения.* Так, например, максимальное выходное напряжение интегрального усилителя $U_{вых} = \pm 13$ В, а на вход цифрового блока можно подать только $0 < U_{вх} \leq 5$ В. Следовательно, между выходом интегрального усилителя и входом цифрового блока необходимо установить согласующий блок.

Для примера на рис. П.1.30 показано согласование мультивибратора с логическим элементом НЕ.

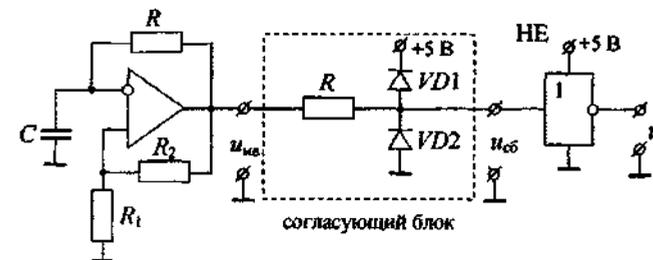


Рис. П.1.30. Согласование блоков по напряжению

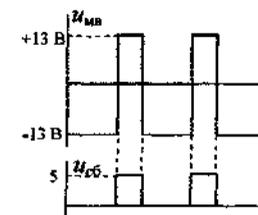


Рис П 1 31. Временные диаграммы работы согласующего блока

3. *По выходным и входным сопротивлениям блоков.* Рассмотрим согласование двух блоков, например, датчика и усилителя, показанных на рис. П.1.32.

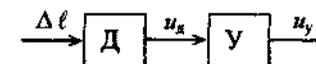


Рис П 1 32 Блок-схема датчик-усилитель

Здесь датчик Д является источником ЭДС E_d с внутренним сопротивлением $R_{вн}$, а усилитель У имеет входное сопротивление $R_{вх}$. Следовательно, можно эти два блока заменить схемой замещения, показанной на рис. П.1.33.

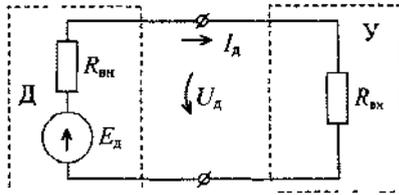


Рис П1.33. Схема замещения цепи согласования датчик-усилитель

По замкнутому контуру составим уравнение по второму закону Кирхгофа

$$E_d = I_d R_{вн} + I_d R_{вх}, \quad (\text{П.1.62})$$

или $E_d = I_d (R_{вн} + R_{вх})$

Но $I_d = \frac{U_d}{R_{вх}}$. Следовательно,

$$U_d = \frac{E_d}{\frac{R_{вн}}{R_{вх}} + 1}. \quad (\text{П.1.63})$$

Из этого уравнения (П.1.63) видно, что для одного и того же значения E_d напряжение U_d будет тем больше, чем меньше будет отношение $\frac{R_{вн}}{R_{вх}}$. В пределе, при $\frac{R_{вн}}{R_{вх}} = 0$, $U_d = E_d$. Следовательно, всегда надо выбирать такие блоки, чтобы выполнялось условие $R_{вн} \ll R_{вх}$.

4. Согласование по быстродействию блоков. Для того, чтобы не было искажения информации из-за инерционности какого-либо блока, необходимо выбирать такие блоки, у которых скорость $V_{вых}$ нарастания выходного напряжения должна быть не меньше максимальной скорости $V_{вх}$ нарастания входного напряжения. Скорость $V_{вых}$ — это скорость изменения выходного напряжения микросхемы при воздействии импульса максимального входного напряжения прямоугольной формы

Для примера рассмотрим усилитель на микросхеме 157УД2, показанном на рис. П.1.34.

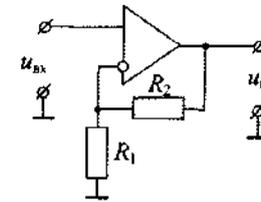


Рис П1.34. Неинвертирующий усилитель

Из справочной литературы известно, что у этой микросхемы $V_{вых} = 0,5$ В/мкс. Для усиления $u_{вх}$ без искажения величины и формы необходимо иметь максимальную скорость изменения входного напряжения

$$V_{вх} \leq \frac{V_{вых}}{K}, \quad (\text{П.1.64})$$

где K — коэффициент усиления усилителя.

Например, $K = 10$. Тогда $V_{вх} \leq \frac{0,5}{10} = 0,05$ В/мкс.

Аналогично рассматриваются и другие блоки.

Усилители

1. Усилители напряжения.

Лучше использовать неинвертирующий усилитель (рис. П.1.35), у которого большое входное сопротивление $R_{вх} \approx r_{вх} (1 + \gamma K_{иоу}) > 2$ мОм и малое выходное сопротивление $R_{вых} \approx \frac{r_{вх}}{1 + \gamma K_{иоу}} < \text{десятки Ом}$ (см. гл. 3).

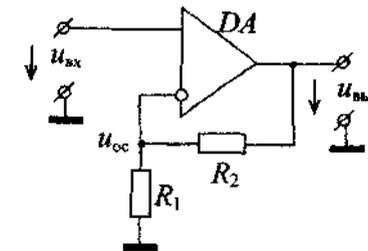


Рис П1.35. Неинвертирующий усилитель

Основные формулы для расчета:

коэффициент усиления усилителя $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$ (по определению),

$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ – выраженный через параметры элементов усилителя.

Пример расчета

Известно: $U_{\text{вх}} = 1,2$ В, $U_{\text{вых}} = 10$ В, частота $f = 2$ кГц.

Определить R_2 и R_1 .

Решение. По определению $K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{10}{1,2} = 8,33$. Следовательно,

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 8,33. \text{ Отсюда } \frac{R_2}{R_1} = K - 1 = 7,33.$$

Задаемся стандартным значением сопротивления резистора $R_1 = 2$ кОм (единицы кОм).

Определяем $R_2 = R_1(K - 1) = 2 \cdot 7,33 = 14,66$ кОм.

Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 15$ кОм. Теперь $K = 1 + \frac{15}{2} = 8,5$.

Примечание Если рассчитанное значение R_2 значительно отличается от ближайшего стандартного значения, то надо выбрать другое стандартное значение R_1 и повторить расчет и выбор R_2 .

Построение временной диаграммы, показывающей значение $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ в каждый конкретный момент времени. Для этого выбираем масштабы для $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$ по величине (ось напряжения) и временной масштаб из условия, что $f = \frac{1}{T}$ (по определению), где T – время одного цикла колебаний напряжений $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$. Для нашего примера, задано $f = 2$ кГц. Следовательно, время одного периода $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 0,5 \cdot 10^{-3}$ с, т. е. $T = 0,5$ мс.

Выбираем масштаб по оси времени (рис. П.1.36).

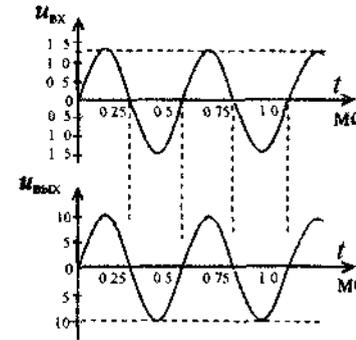


Рис П 1 36. Временные диаграммы работы неинвертирующего усилителя

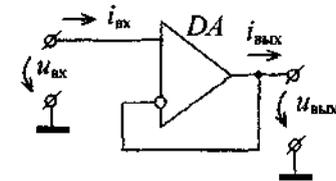


Рис П 1 37 Повторитель напряжения

Частный случай неинвертирующего усилителя – повторитель напряжения, когда $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$, $R_{\text{вх}} = r_{\text{вх}} K_{\text{ИОУ}}$ – велико. Так, для 157УД2 $R_{\text{вх}} = 300 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 = 15 \cdot 10^9$ Ом (рис. П.1.37).

Здесь $K = 1$, $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$.

Следовательно, во временных диаграммах масштабы одинаковые.

2. Суммирующий усилитель (рис. П.1.38).

Это наиболее простой суммирующий усилитель. При указанных на схеме резисторах $u_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1}(u_1 + u_2)$.

Знак минус указывает на то, что выходное напряжение меняет полярность (инвертируется) по сравнению с полярностью входных напряжений.

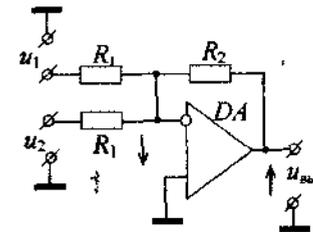


Рис. П 1 38. Суммирующий усилитель

Здесь $u_{\text{вх}} = u_1 + u_2$. Тогда $K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_1 + U_2} \right|$ — по определению.

С другой стороны, из уравнения $K = \left| \frac{R_2}{R_1} \right|$.

Пример расчета

Известно: действующие значения $U_1 = 0,7$ В, $U_2 = 1,1$ В, $U_{\text{вых}} = 8,5$ В, $f = 1$ кГц.

Определить R_1 и R_2 .

Решение (методика решения такая же, как в предыдущем случае).

$$K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_1 + U_2} \right| = \frac{8,5}{0,7 + 1,1} = 4,72.$$

Следовательно, $\left| \frac{R_2}{R_1} \right| = K = 4,72$. Задаемся стандартным значением $R_1 = 7,5$ кОм. Тогда $R_2 = 35,42$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 36$ кОм. Теперь $K = \frac{36}{7,5} = 4,74$.

Суммирующий усилитель, показанный на рис. П.1.38, имеет входное сопротивление $r_{\text{вх}} = R_1$. А это означает, что усилитель необходимо согласовать с источниками входных сигналов u_1 и u_2 . Если внутренние сопротивления $r_{\text{вн1}}$ и $r_{\text{вн2}}$ источников соизмеримы, или больше R_1 , то потребуются увеличение входных сопротивлений сумматора. В этом случае целесообразно на входах сумматора установить повторители напряжения, как показано на рис. П.1.39, у которых очень большое $r_{\text{вх}}$ и малое $r_{\text{вых}}$.

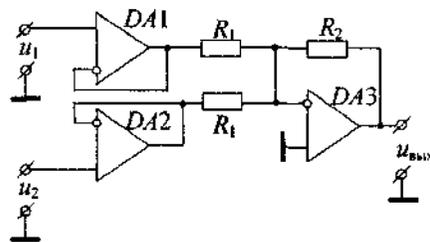


Рис. П.1.39. Суммирующий усилитель с повторителями напряжения на входах

Построим временные диаграммы (рис. П.1.40).

Выберем масштабы для u_1 , u_2 , $u_{\text{вх}} = u_1 + u_2$ одинаковые масштабы 1 см = 2 В; для выходного напряжения — 1 см = 2,5 В; по временной оси — из условия $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-3}$ с, т. е. $T = 1$ мс.

Масштаб по оси времени в 1 см 0,25 мс.

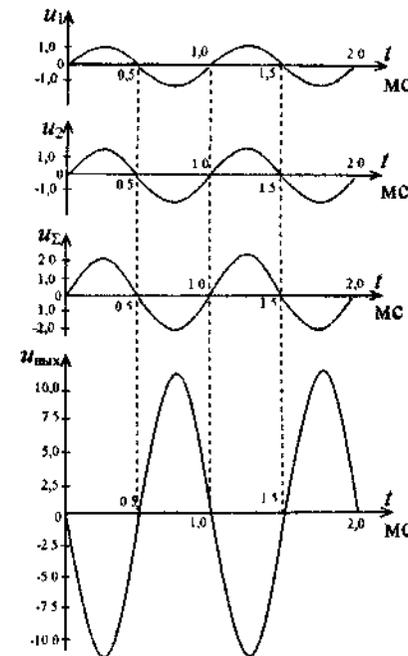


Рис. П.1.40. Временные диаграммы работы суммирующего усилителя

Амплитудное значение $U_m = \sqrt{2} U = 1,41 U$, $U_{m1} = 1,41 \cdot 0,7 = 1$ В, $U_{m2} = 1,41 \cdot 1,1 = 1,6$ В, $U_{m\Sigma} = 2,5$ В, $U_{m\text{вых}} = 1,41 \cdot 8,5 = 12$ В.

При несинусоидальных сигналах построение временных диаграмм аналогично.

3. Усилитель мощности.

Усилитель мощности для питания датчиков, а также для подачи звуковых сигналов при помощи сирены (рис. П.1.41).

Усилитель мощности для включения реле или сигнальных ламп (рис. П.1.42).

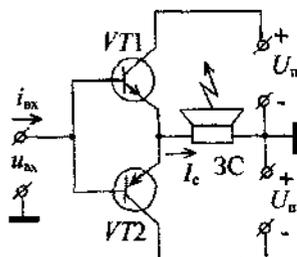


Рис П.1.41 Усилитель мощности для звуковых сигналов

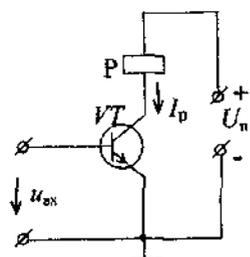


Рис П.1.42 Усилитель мощности для включения реле (сигнальной лампы)

Расчет таких усилителей сводится к выбору подходящего транзистора по заданному току сирены (I_c) или реле (I_p) и по коэффициенту усиления по току. Типы и параметры выбирают по справочнику

Пусть задано $I_c = 150$ мА ($I_p = 150$ мА). Для усилителя мощности звуковой сирены необходима комплементарная пара транзисторов, т. е. типа $n-p-n$ и типа $p-n-p$ с одинаковыми параметрами. Из справочника находим транзисторы КТ502а типа $p-n-p$ и КТ503А типа $n-p-n$. У них одинаковые параметры: статический коэффициент передачи тока (коэффициент усиления по току) $\beta_{мин} = 40$, допустимый ток коллектора 300 мА, постоянное напряжение коллектор-эмиттер 25 В.

При максимальном токе $I_{вх\max} = 7$ мА, что может дать микросхема, питающая усилитель мощности, требуется $\beta = \frac{I_c}{I_{вх}} = \frac{150}{7} = 22$.

А у выбранных транзисторов $\beta_{мин} = 40$. Таким образом, можно считать, что выбранные транзисторы смогут обеспечить требуемую мощность для работы звуковой сирены: $\beta_{ст} < \beta_{мин}$, $I_c = 150$ мА $<$ 300 мА $= I_{доп}$.

Аналогично выбирается транзистор и для включения реле Р. Здесь также подойдет транзистор КТ503А.

Частотные фильтры

1. Фильтр нижних частот ФНЧ (рис. П.1.43).

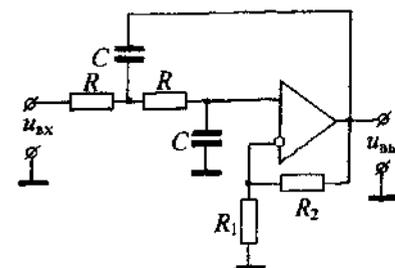


Рис. П.1.43. ФНЧ

При расчетах выбирают $K = 1,5 \div 1,7$. Известно, $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. От-

сюда, $\frac{R_2}{R_1} = 0,5 \div 0,7$. Известно, что для ФНЧ частота среза

$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$. При расчетах задана f_c . Пусть для примера $f_c = 2$ кГц.

Тогда постоянная времени $\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_c} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^3} = 8 \cdot 10^{-5}$ с.

Зададимся стандартным значением емкости конденсатора $C = 0,1$ мкФ.

Тогда сопротивление резистора $R = \frac{\tau}{C} = \frac{8 \cdot 10^{-5}}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 800$ Ом. Это сопро-

тивление оказалось мало (надо несколько кОм или десятков кОм). Поэтому выбираем емкость $C = 0,01$ мкФ. Тогда сопротивление R будет в 10 раз больше, т. е. $R = 8000$ Ом. Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 8,2$ кОм. Выбираем отношение $\frac{R_2}{R_1} \approx 0,6$.

Задавая стандартным значением $R_1 = 9,1$ кОм, определяем $R_2 = 0,6 R_1 = 0,6 \cdot 9,1 = 5,46$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 5,6$ кОм.

Временные диаграммы строят так же, как и для неинвертирующего усилителя (см. выше).

Если поменять местами R и C в ФНЧ, то получим ФВЧ. Для ФВЧ приведенный выше пример расчета также справедлив.

Полосовой частотный фильтр ПЧФ

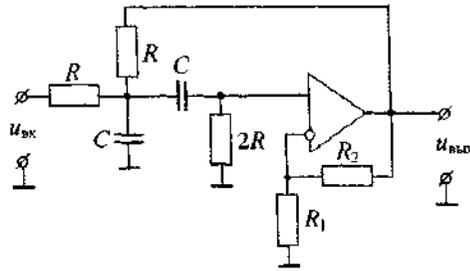


Рис П 1 44 ПЧФ

Расчет ПЧФ основан на известных формулах $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$;

$K_0 = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{K_y}{3 - K_y}$; $K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Напомним, что f_0 – частота настройки фильтра (частота пропускания); K_0 – коэффициент передачи ПЧФ на частоте f_0 , K_y – коэффициент усиления неинвертирующего усилителя.

Рассчитаем ПЧФ для значений $f_0 = 4,5$ кГц и $K_0 = 13$.

Решение Постоянная времени фильтра

$$\tau \approx RC = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4,5 \cdot 10^3} = 0,035 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Выбираем стандартное значение емкости конденсатора $C = 0,01$ мкФ. Тогда сопротивление R резистора

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,035 \cdot 10^{-3}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 3,5 \cdot 10^3 \text{ Ом, } R = 3,5 \text{ кОм.}$$

Если ПЧФ работает в измерительном устройстве и стоит после линии связи, то для уменьшения влияния помех в линии связи на точность измерения необходимо увеличить входное сопротивление ПЧФ. С этой целью уменьшим емкость C конденсатора. Примем $C = 0,001$ мкФ = 1000 пФ. Тогда $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,035 \cdot 10^{-3}}{0,001 \cdot 10^{-6}} = 35 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$

Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 36$ кОм. При этом $f_0 = 4,42$ кГц.

Определим коэффициент усиления усилителя $K_y = \frac{3K_0}{1+K_0} = \frac{3 \cdot 13}{1+13} = 2,79$.

Выбираем стандартное значение $R_1 = 10$ кОм. Тогда $R_2 = (K_y - 1)R_1 = 1,79 \cdot 10 = 17,9$ кОм.

Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 18$ кОм. При этом $K_y = 2,8$, а $K_0 = 14$.

Временные диаграммы для частоты f_0 строят так же, как и для неинвертирующего усилителя.

Генераторы сигналов

1. Генератор синусоидальных сигналов ГС (рис. П.1.45).

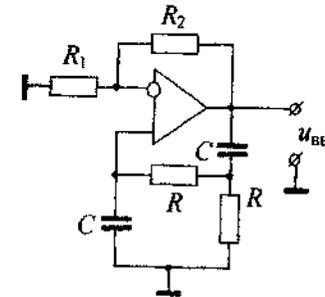


Рис П 1 45 Генератор ГС

Расчет производится по заданному значению f_0 – частоты настройки генератора из условий $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ и $K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$. Пусть задана частота $f_0 = 2,5$ кГц.

$$\text{Тогда } \tau = RC = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 2,5 \cdot 10^3} = 6,37 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

Задаемся стандартным значением емкости $C = 0,01 \cdot 10^{-6}$ Ф. Тогда, $R = \frac{\tau}{C} = \frac{6,37 \cdot 10^{-5}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 6,37 \cdot 10^3$ Ом. Принимаем ближайшее стандартное значение $R = 6,2$ кОм.

Временная диаграмма здесь одна – по выходному напряжению $u_{\text{вых}}$, рис. П.1.46 Для настроенного генератора это будет $u_{\text{вых}} = U_m \sin 2\pi f t$.

$$T = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{2,5 \cdot 10^3} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

квд.

Для управления включением и отключением генератора ГС напряжением (электрическим сигналом) устанавливается транзисторный ключ \rightarrow **К** \rightarrow , как показано на рис. П.1.47.

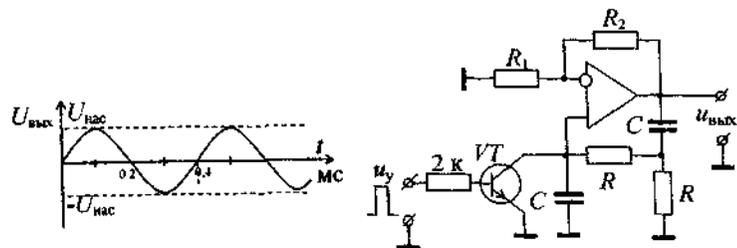


Рис. П.1.46. Временная диаграмма работы генератора ГС

Рис. П.1.47. Управление включением-отключением ГС

2. Мультивибратор МВ (рис. П.1.48).

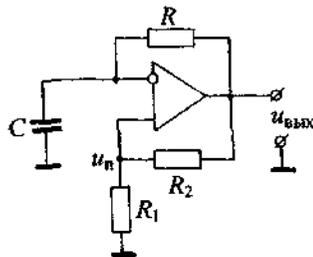


Рис. П.1.48. Мультивибратор

Расчет мультивибратора производят по заданной частоте f на основе известной формулы $f = \frac{1}{2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right)}$.

Пусть задана частота $f = 0,5$ кГц. Необходимо рассчитать значения сопротивлений резисторов R , R_1 , R_2 и емкости C конденсатора. В формуле на частоту f влияет отношение $\frac{R_1}{R_2}$, а не резисторы по отдельности. Поэтому примем $\frac{R_1}{R_2} = 0,5$ (хорошее отношение для стабильности частоты). Тогда $f = \frac{1}{2RC \ln 2} = \frac{1}{2\tau \ln 2}$, где $\tau = RC$.

$$\text{Отсюда } \tau = \frac{1}{2f \ln 2} = \frac{1}{2 \cdot 0,5 \cdot 10^3 \ln 2} = 1,44 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Зададимся стандартным значением емкости $C = 0,1 \cdot 10^{-6}$ Ф. Тогда $R = \frac{\tau}{C} = \frac{1,44 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 14,4 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 15$ кОм. Для определения R_1 и R_2 из отношения $\frac{R_1}{R_2} = 0,5$ зададимся стандартным значением $R_2 = 15$ кОм. Тогда $R_1 = 0,5 R_2 = 0,5 \cdot 15 = 7,5$ кОм – тоже стандартная величина.

Для управления включением-отключением мультивибратора при помощи ключа К используем транзисторный ключ, как показано на рис. П.1.49.

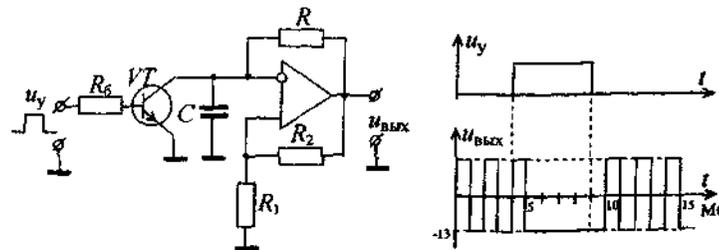


Рис. П.1.49. Управление включением-выключением МВ

Рис. П.1.50. Временные диаграммы управления мультивибратором

3. Одновибратор ОВ (рис. П.1.51).

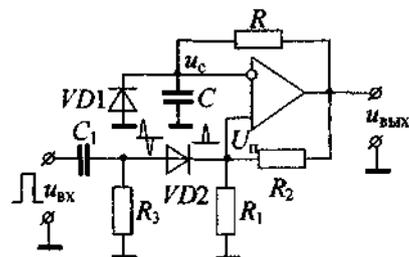


Рис. П.1.51. Одновибратор

Как видно из схемы, одновибратор – это заторможенный мультивибратор. После каждого запускающего импульса $u_{вх}$ он генерирует один импульс напряжения $u_{вых}$ постоянной длительности t_n . Поэтому для расчета ОВ задается длительность импульса t_n выходного напряжения $u_{вых}$. Формула $t_n = RC \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$ позволяет определить $\tau = RC$.

Пусть задана длительность $t_n = 0,2$ мс. Тогда, задаваясь $\frac{R_1}{R_2} = 0,5$, определяем $\tau = \frac{t_n}{\ln 1,5} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,405} = 0,49 \cdot 10^{-3}$ с. Зададимся стандартным значением емкости $C = 0,01 \cdot 10^{-6}$ Ф.

Тогда $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,49 \cdot 10^{-3}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 49 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем ближайшее стандартное значение $R = 51$ кОм. Зададимся $R_2 = 15$ кОм. Тогда $R_1 = 0,5 R_2 = 7,5$ кОм.

Электрическая цепь, состоящая из емкости C_1 , резистора R_3 и диода VD , формирует короткие положительные импульсы для запуска одновибратора. Необходимо, чтобы эти импульсы были значительно короче заданного значения t_n . Примем $\tau_1 = R_3 C_1 = 0,2 t_n$. Следовательно, $\tau_1 = 0,04$ мс. Задаваясь $C_1 = 0,01$ мкФ, определим $R_3 = \frac{\tau_1}{C_1} = \frac{0,04 \cdot 10^{-3}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 4 \cdot 10^3$ Ом. Принимаем ближайшее стандартное значение $R_3 = 3,9$ кОм.

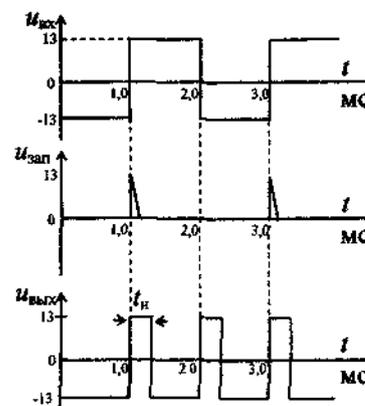


Рис. П.1.52. Временные диаграммы работы одновибратора

4. Компаратор КМП (рис. П.1.53).

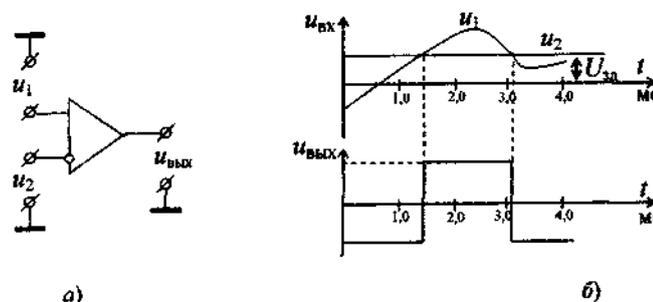


Рис. П.1.53. Компаратор:
а – схема, б – временные диаграммы

Временные диаграммы работы компаратора при синусоидальном входном напряжении $u_{вх1}$ и постоянном напряжении $u_{вх2} = U_0$ приведены на рис. П.1.53. В том случае, когда $u_{вх1}$ – непериодическое напряжение, а $u_2 = U_{за}$, то временные диаграммы работы компаратора будут иметь вид, показанный на рис. П.1.53.

5. Триггер Шмитта ТШ (рис. П.1.54).

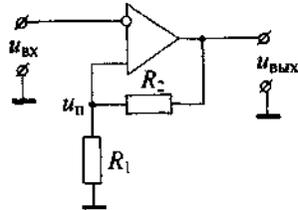


Рис П1 54. Триггер Шмитта

В триггере Шмитта микросхема охвачена положительной обратной связью ПОС. За счет ПОС при выполнении условий $u_{вх} = U_n$ выходное напряжение $u_{вых}$ скачком переходит от одного значения, например, $-U_{нас}$, к другому значению $+U_{нас}$.

Расчет триггера Шмитта осуществляется по заданному напряжению U_n срабатывания. Пусть необходимо обеспечить порог срабатывания $U_n = 3$ В.

Известно, $U_n = \gamma |U_{нас}|$, где $\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, $U_{нас} = 13$ В.

Следовательно, $\gamma = \frac{U_n}{U_{нас}} = \frac{3}{13} = 0,23 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Отсюда,

$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\gamma} = 4,33$. Отношение $\frac{R_2}{R_1} = 3,33$. Задаваясь стандартным значением $R_1 = 3$ кОм, определяем $R_2 = 3,3 R_1 = 3,33 \cdot 3 = 9,99$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 10$ кОм.

6. Преобразователь напряжения в частоту ПНЧ (рис. П.1.55)

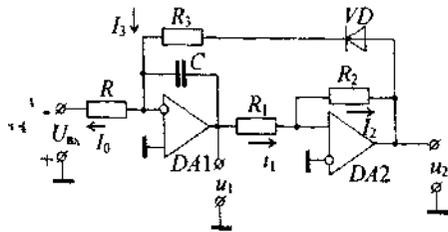


Рис П1 55 Преобразователь напряжения в частоту ПНЧ

Генератор линейно изменяющегося напряжения ГЛИН, указанный на рис. П.1.55, выполняет функции преобразователя напряжения в частоту в том случае, когда длительность паузы t_n во много раз больше длительности импульса $t_n \ll t_n$, что обычно бывает при $R_3 \ll R \frac{U_{вх}}{U_{нас}}$. В этом случае длительность одного периода колебаний $T \approx t_n$ и тогда частота f колебаний

$$f = U_{вх} \frac{R_2}{\tau R_1} \cdot \frac{1}{2U_{нас}}, \quad (\text{П.1.65})$$

где $\tau = RC$.

Для расчета достаточно знать частоту f и напряжение $U_{вх}$. Пусть известно $U_{вх} = 8$ В, $f = 3,3$ кГц. Тогда $\tau = RC = U_{вх} \frac{R_2}{f R_1} \cdot \frac{1}{2U_{нас}}$. Для надежной работы ПНЧ необходимо выполнить условие $R_2 > R_1$. Примем $\frac{R_2}{R_1} = 1,3$. Для конкретной микросхемы измерено $U_{нас} = \pm 14$ В.

Тогда $\tau = RC = 8 \frac{1,3}{3,3 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{2 \cdot 14} = 11,25 \cdot 10^{-5}$ с. Примем стандартное значение емкости $C = 0,01$ мкФ.

Следовательно, $R = \frac{\tau}{C} = \frac{11,2 \cdot 10^{-5}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 11,2 \cdot 10^3$ Ом.

Следовательно, $R = \frac{\tau}{C} = \frac{11,2 \cdot 10^{-5}}{0,01 \cdot 10^{-6}} = 11,2 \cdot 10^3$ Ом.

Выберем ближайшее стандартное значение $R = 11$ кОм. Как было сказано, формула (П.1.65) справедлива при выполнении условия $t_n \ll t_n$. Экспериментальная проверка показала, что при $R_3 = 0,1 R$ можно получить приемлемые результаты по точности. На рис. П.1.56 приведены характеристики преобразования ПНЧ с параметрами: $R = 10$ кОм, $R_1 = 7,5$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $C = 0,01$ мкФ, $R_3 = 1$ кОм и $R_3 = 3$ кОм. Как видно из характеристики рис. П.1.56, для $R_3 = 1$ кОм коэффициент преобразования $K_n = 0,375$ неизменен в диапазоне изменения $u_{вх} = 0 \div 8$ В, а для $R_3 = 3$ кОм – в диапазоне $U_{вх} = 0 \div 4$ В.

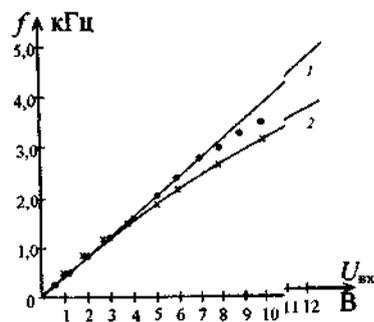


Рис П 1.56. Характеристика преобразования ПНЧ:
1 - $R_3 = 1,0 \text{ кОм}$, 2 - $R_3 = 3,0 \text{ кОм}$.

Скоростные фильтры (рис. П.1.57)

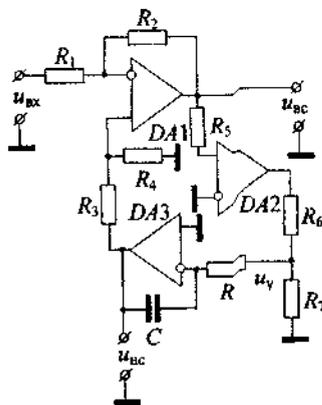


Рис П 1.57. Электрическая схема базового скоростного фильтра

1. Фильтр верхних скоростей ФВС.

При работе в режиме ФВС используется выход $u_{вс}$. Скорость V_ϕ

настройки фильтра $V_\phi = \frac{u_y}{\tau} q$, где $\tau = RC$, $q = 1$ при $R_3 = R_4$, $R_4 = R_2$.

При этом $K_{вс} = 1$, $K_{вс} = \frac{R_2}{R_1}$.

Пусть известно: $V_\phi = 0,21 \text{ В/с}$, $u_y = 1,1 \text{ В}$, $K_{вс} = 2,1$. Скорость V_ϕ
 $V_\phi = \frac{u_y}{\tau} q = \frac{1,1}{\tau} \cdot 1 = 0,21$. Отсюда $\tau = RC = \frac{u_y}{V_\phi} = \frac{1,1}{0,21} = 5,24 \text{ с}$.

Зададимся $C = 20 \text{ мкФ}$. Тогда $R = \frac{\tau}{C} = \frac{5,24}{20 \cdot 10^{-6}} = 0,26 \cdot 10^6 \text{ Ом}$.

Выбираем ближайшее стандартное $R = 270 \text{ кОм}$. Так как R велико, необходимо выбирать микросхему DA3 с полевыми транзисторами на входе, у которых входное сопротивление $r_{вх} \gg R = 270 \text{ кОм}$.

На выходе микросхемы DA2 напряжение $u_{вх} = \pm U_{нас} = \pm 13 \text{ В}$.

Тогда из цепи (рис. П.1.58)

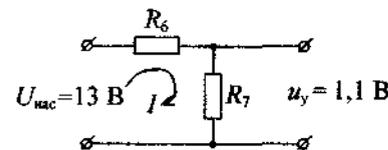


Рис П 1.58

определяем $u_y = I \cdot R_7 = \frac{U_{нас}}{R_6 + R_7} R_7$. Отсюда $\frac{U_{нас}}{U_y} = 1 + \frac{R_6}{R_7} = \frac{13}{1,1} = 11,8$.

Отношение $\frac{R_6}{R_7} = 10,8$. Выбираем стандартное значение $R_7 = 1 \text{ кОм}$.

Тогда $R_6 = 10,8 \text{ кОм}$. Ближайшее стандартное $R_6 = 11 \text{ кОм}$. Сопротивление $R_5 = (2 \div 10) \text{ кОм}$. Вычитающий усилитель на микросхеме

DA1 имеет на выходе напряжение $u_{вс} = \frac{R_2}{R_1} (u_{вс} - u_{нс})$ при $R_3 = R_4$,

$R_4 = R_2$.

Следовательно, $K_{вс} = \frac{u_{вс}}{u_{вх} - u_{нс}} = \frac{R_2}{R_1} = 2,1$. Задаваясь стандарт-

ным значением $R_1 = 2 \text{ кОм}$, получим $R_2 = 4,2 \text{ кОм}$. Ближайшее стандартное $R_2 = 4,3 \text{ кОм}$.

2. Фильтр нижних скоростей ФНС.

Если у рассчитанной выше базовой схемы фильтра использовать выход $u_{нс}$, то получим фильтр нижних скоростей, у которого $K_{нс} = 1$.

Так как у микросхемы DA2 $K_{\text{МОУ}}$ – велик (50 и более тысяч), то схему ФНС можно упростить, убрав микросхему DA1. Тогда ФНС будет проще. Расчет тот же, кроме расчета $K_{\text{вс}}$.

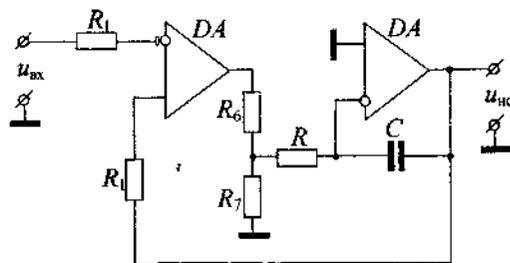


Рис П 1 59 Схема ФНС

Прецизионные выпрямители

1. Прецизионный выпрямитель (ПВ)

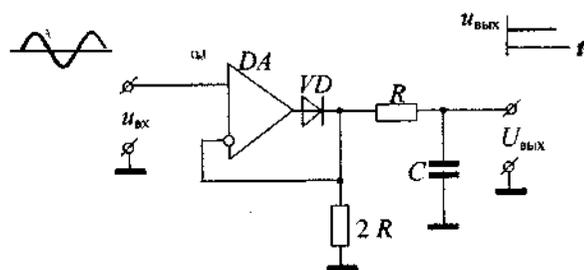


Рис П 1 60 Электрическая схема прецизионного выпрямителя

Этот выпрямитель работает на высокоомную нагрузку, т. е. $R_{\text{н}} \gg R_{\text{с}}$. Его выходное напряжение $U_{\text{вых}} = K_{\text{п}} U_{\text{вх}}$, где $K_{\text{п}} = 0,45$ – коэффициент преобразования. Выбор $\tau = RC$ осуществляют из условий хорошего сглаживания. Для этого достаточно выполнить условие $\tau = (20 \div 30) T$, где $T = \frac{1}{f_{\text{гнп}}}$. Пусть нам известна частота

$f_{\text{гнп}} = 500$ Гц. Определяем $\tau = 30 \frac{1}{f_{\text{гнп}}} = \frac{30}{0,5 \cdot 10^3} = 60 \cdot 10^{-3}$ с. Зада-

димся $C = 10$ мкФ. Следовательно, $R = \frac{60 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-6}} = 6 \cdot 10^3$ Ом. Выбираем большее стандартное, например, с запасом $R = 10$ кОм.

На рис. П 1 61 приведена характеристика преобразования $U_{\text{вых}} = K_{\text{п}} U_{\text{вх}}$, снятая экспериментально. Из характеристики, $K_{\text{п}} = 0,45$.

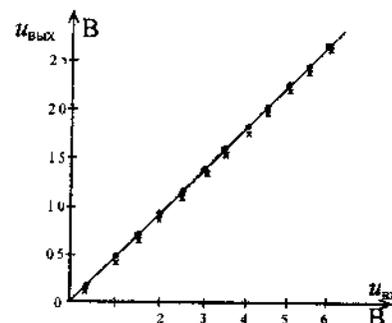


Рис П 1 61 Характеристика преобразования

2. Прецизионный амплитудный выпрямитель ПАВ.

За счет отрицательной обратной связи получается следящая система, которая следит за всеми изменениями амплитуды $U_{\text{мвх}}$ входного напряжения, т. е. всегда $U_{\text{вых}} = U_{\text{мвх}}$.

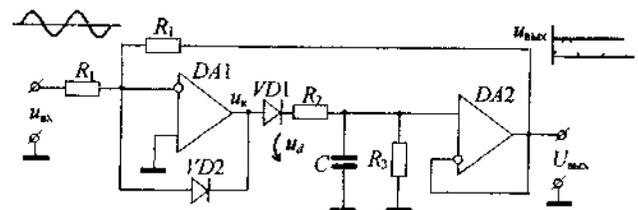


Рис П 1 62 Электрическая схема ПАВ

Временные диаграммы работы ПАВ приведены на рис. П.1.63.

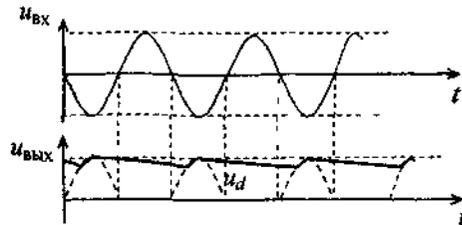


Рис П 1 63 Временные диаграммы

На микросхеме DA1 собран компаратор, сравнивающий $U_{\text{вых}}$ с амплитудой $U_{\text{мвх}}$. Если разность $\Delta U = U_{\text{вых}} - U_{\text{мвх}} > 0$, то на выходе компаратора будет напряжение $u_{\text{к}} = -U_{\text{нас}}$, если бы не было VD2. Но через VD2 получается 100 % отрицательная обратная связь ООС и поэтому $u_{\text{к}} = 0$ при открытом VD2. Диод VD1 при этом заперт, а напряжение на конденсаторе медленно разряжается через большое сопротивление резистора R_3 , т.е. постоянная времени разряда $\tau_p = R_3 C$ велика.

Если $\Delta U = U_{\text{вых}} - U_{\text{мвх}} < 0$, то $u_{\text{к}} = +U_{\text{нас}}$. При этом VD2 заперт, а через открытый диод VD1 конденсатор быстро заряжается через малое сопротивление R_2 ($\tau_3 = R_2 C$ мало) и выходное напряжение быстро достигает величины $U_{\text{вых}} = U_{\text{мвх}}$. Компаратор на DA1 скачком переходит к $u_{\text{к}} = 0$, и далее процесс повторяется.

Сопротивление резистора R_2 выбирается из условия допустимой нагрузки DA1, например, $R_2 = 2 \text{ кОм}$.

Сопротивление резистора R_3 выбирается из условия, чтобы за одно колебание $u_{\text{вх}}$ при минимальной частоте $f_{\text{мин}}$, т.е. при максимальном периоде $T_{\text{max}} = \frac{1}{f_{\text{мин}}}$, изменение $U_{\text{вых}}$ не превышало заданной относительной погрешности $\delta U_{\text{доп}}$. Тогда постоянная времени разряда $\tau_p = R_3 C = \frac{1}{f_{\text{мин}} \delta U}$.

Задавая C , определяем R_3 .

Например, $f_{\text{мин}} = 10 \text{ Гц}$, $\delta U = 0,01$

Следовательно, $\tau_p = \frac{1}{10 \cdot 0,01} = 10 \text{ с}$.

Задавая $C = 20 \text{ мкФ}$, определяем $R_3 = \frac{10}{20 \cdot 10^{-6}} = 0,5 \cdot 10^6 \text{ Ом}$.

Выбираем ближайшее стандартное значение $R_3 = 510 \text{ кОм}$.

Другие блоки в РГР

1. Формирователь импульсов ФИ.

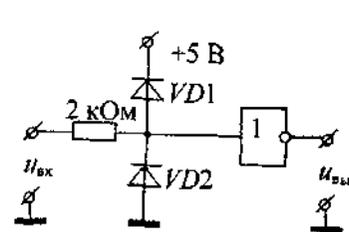


Рис П 1 64 Схема ФИ

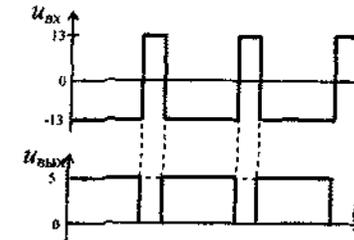


Рис П 1 65 Временные диаграммы работы ФИ

2. Прецизионный ограничитель амплитуды ПОА.

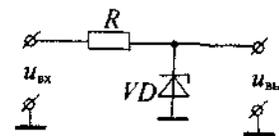


Рис П 1 66 Схема ПОА

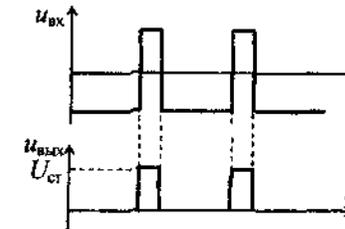


Рис П 1 67 Временные диаграммы работы ПОА

3. Сигнальная лампа.

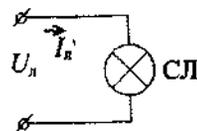


Рис П.1.68

4. Измерительный прибор.

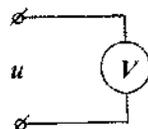


Рис П.1.69

**Контрольная работа для студентов
заочной формы обучения**

Выполнение контрольной работы необходимо для того, чтобы студенты-заочники свои самостоятельно приобретенные знания сами могли проверить путем практических расчетов конкретных электронных устройств и путем анализа их работы при помощи характеристик и временных диаграмм. А правильность и полноту объема выполненной студентом контрольной работы оценивает преподаватель.

1. Требования к выполнению и оформлению контрольной работы

1. Четко записать номер варианта, данные варианта (схемы устройств, числовые данные).

2. При расчете и анализе работы каждого устройства необходимо предварительно четко поставить задачу и определить алгоритм решения задачи (последовательность решения).

3. При расчетах характеристик и других графиков и диаграмм надо сначала записать необходимые для расчета формулы, затем показать пример расчета одной точки характеристики, а результаты расчетов всех точек характеристики записать в виде таблиц с указанием единиц измерений.

Примечание Для построения характеристики необходимо иметь не менее 7 точек, полученных расчетным или экспериментальным путем

4. Расчет параметров элементов устройств (сопротивлений резисторов, емкостей конденсаторов и т. д.) необходимо производить с учетом ограничений по входному сопротивлению $r_{вх}$ микросхемы (сопротивление резистора, подключаемого ко входу микросхемы должно быть в несколько раз меньше, чем $r_{вх}$, чтобы $r_{вх}$ не оказывало существенного влияния на точность расчета), а также по допустимому минимальному сопротивлению нагрузки R_n на выходе микросхемы, т. е. суммарное сопротивление нагрузки R_n не должно быть меньше 2 кОм.

По рассчитанным значениям необходимо выбрать ближайшие стандартные значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов, которые можно найти в соответствующих справочниках. В табл. П.2.1 приведены номинальные (стандартные) значения сопротивлений и емкостей по ряду E24. Так как контрольную работу студент проверяет экспериментально на лабораторных стендах

(на лабораторных занятиях), то целесообразно проводить расчеты и выбирать стандартные значения с учетом имеющихся на стендах наборов сопротивлений и емкостей (табл. П.2.2).

5. Графики являются наглядными результатами расчетов и экспериментов, т. е. являются графическим ответом на поставленные при исследованиях вопросы. Графики следует выполнять на миллиметровой бумаге или на бумаге «в клетку» из тетради. Графики должны быть компактны и удобны при анализе. Обычно графики строят на координатной плоскости размером 100x100 мм. По осям указывают стандартные условные обозначения величин и единиц их измерения. Числовые отметки у масштабных делений по осям следует выбирать такими, чтобы они составляли $1 \cdot 10^{\pm n}$, $2 \cdot 10^{\pm n}$, $5 \cdot 10^{\pm n}$ доли от единиц измерения, причем так, чтобы графики располагались на всей координатной плоскости. При необходимости иногда используют логарифмический масштаб по одной оси или по обеим осям координат. По оси абсцисс необходимо откладывать независимые переменные, по оси ординат – зависимые переменные. Построенные точки графика соединяют плавной кривой (сглаживают).

Графики одной и той же зависимости, например, характеристики, отличающиеся различными параметрами исследуемого устройства, целесообразно строить в одной системе координат различными точками. Это облегчает сравнение графиков и анализ работы устройства. Графики и другие рисунки должны быть снабжены подрисовочным текстом, поясняющим, что изображено на рисунке, например, как на рис. 4.25. Временные диаграммы, поясняющие работу устройства, должны располагаться друг под другом и должны быть синхронизированы между собой, а по осям указаны соответствующие масштабы, название величин и единицы измерения.

Все устройства выполнены на двухканальной микросхеме 157УД2, характеристики и параметры которой приведены в справочниках. При расчетах можно принимать $\gamma_{K_{НОУ}} \gg 1$, а напряжение насыщения $U_{нас}^+ = U_{нас}^- = 13 \text{ В}$ (см. § 3.5).

II. Варианты заданий

В контрольной работе студентам необходимо произвести расчет и анализ работы трех электронных устройств: усилителей, частотных фильтров, генераторов сигналов. Для каждого варианта указан набор (комплект) из трех схем этих устройств в виде номеров рисунков, помещенных в трех главах учебного пособия: «Глава 3. Усилители»; «Глава 4. Частотные фильтры сигналов»; «Глава 5. Генераторы сигна-

лов». Для каждого устройства каждого варианта указаны численные значения исходных параметров, на основе которых студент должен рассчитать параметры элементов устройства, рассчитать и построить характеристики и временные диаграммы. Все варианты представлены в виде трех таблиц П.2.3, П.2.4, П.2.5, в каждой из которых размещены 32 варианта.

III. Содержание контрольной работы

1. Усилитель на микросхеме:

- описать влияние ООС и ПОС на K ;
- начертить схему усилителя заданного варианта;
- рассчитать усилитель, т. е. рассчитать параметры элементов усилителя по заданному варианту и выбрать стандартные значения (сопротивлений, емкостей и т. п.);
- показать цепь глубокой отрицательной обратной связи (на каких элементах она собрана);
- рассчитать и построить амплитудную характеристику (A_X) усилителя с учетом насыщения выходных транзисторов микросхемы, т. е. с учетом ограничения A_X по выходному напряжению значениями $U_{нас}^+$ и $U_{нас}^-$;
- описать работу усилителя. При этом в качестве иллюстраций необходимо использовать временные диаграммы. Временные диаграммы построить в масштабе как по оси времени, так и по оси напряжения (тока) в соответствии с заданным вариантом (оси градуируются и указываются единицы измерения, например, по оси времени t , мс). Все входные, промежуточные и выходные напряжения необходимо построить синхронно во времени. Для этого временные диаграммы всех напряжений необходимо построить друг под другом;
- построить временные диаграммы, отражающие работу усилителя при увеличении сопротивления R_2 , в 2 раза;
- произвести анализ работы усилителя по временным диаграммам пунктов д) и е);
- привести конкретный пример применения рассчитанного усилителя на производстве или в быту.

2. Частотные фильтры сигналов.

- начертить схему фильтра заданного варианта и его АЧХ;
- рассчитать фильтр заданного варианта;
- показать цепи ПОС и ООС;
- описать работу фильтра заданного варианта;
- привести пример применения рассчитанного вами фильтра.

3. Генератор сигналов на микросхеме:

- Описать условия самовозбуждения генераторов;
- начертить схему генератора заданного варианта;
- рассчитать генератор заданного варианта;
- показать цепи ПОС и ООС;
- описать работу генератора с использованием временных диаграмм в качестве иллюстраций. Временные диаграммы всех напряжений построить синхронно и в масштабе;
- построить временные диаграммы работы генератора при увеличении или уменьшении сопротивлений одного из резисторов генератора в 2 раза (по вашему выбору);
- проанализировать работу генератора по временным диаграммам пунктов г) и д);
- привести конкретный пример применения генератора.

Таблица П 2 1

Номинальные значения сопротивлений и емкостей по ряду E24

1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0
3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

Таблица П 2 2

Набор резисторов и конденсаторов на лабораторном стенде

Резисторы				Конденсаторы	
Сопротивление, кОм	Количество	Сопротивление, кОм	Количество	Емкость	Количество
0,1	2	5,1	2	0,47 мкФ	1
0,15	3	6,2	1	0,1 мкФ	2
0,2	3	7,5	1	0,033 мкФ	2
0,3	1	10,0	2	0,01 мкФ	4
0,51	3	15,0	2	3300 пФ	2
0,75	1	20,0	1	1000 пФ	2
1,0	2	24	1	510 пФ	2
1,5	2	30	2		
2,0	2	39	1		
2,4	1	47	1		
3,0	2	100	2		
3,6	1	200	1		
4,3	1				

Варианты заданий к контрольной работе

Таблица П.2.3

Группа 1

Номер варианта	Параметры										
	U_{max1} , В	U_{max2} , В	U_{max3} , В	f , кГц	$f_{св}$, кГц	f_{ϕ} , кГц	K	$t_{имп}$, мс	$t_{паузы}$, мс	f , кГц	U_{0} , В
1	Рис. 3.23				Рис. 4.15			Рис. 5.16			
	0,8	—	8,0	2,0	2,0	—	1,7	1,0	5,0	—	—
2	Рис. 3.28				Рис. 4.18			Рис. 5.19			
	4,1	—	11,5	1,1	—	0,6	3,0	2,0	3,0	—	4,0
3	Рис. 3.30				Рис. 4.18			Рис. 5.3			
	2,0	1,5	10,5	0,5	—	0,6	3,0	—	—	1,0	—
4	Рис. 3.31				Рис. 4.12			Рис. 5.14			
	4,3	3,0	11,0	0,4	0,5	—	1,7	—	—	0,9	—
5	Рис. 3.23				Рис. 4.18			Рис. 5.16			
	6,0	—	12,5	0,3	—	0,5	5,0	4,0	8,0	—	—
6	Рис. 3.28				Рис. 4.20			Рис. 5.19			
	3,3	—	7,5	0,2	—	0,5	6,0	4,0	4,0	—	5,0
7	Рис. 3.28				Рис. 4.12			Рис. 5.3			
	2,5	—	10,5	1,3	0,2	—	1,7	—	—	0,8	—
8	Рис. 3.30				Рис. 4.15			Рис. 5.14			
	1,8	1,5	9,8	1,4	0,3	—	1,7	—	—	0,7	—
9	Рис. 3.31				Рис. 4.18			Рис. 5.16			
	3,8	1,0	10,0	1,5	—	1,0	8,0	3,0	9,0	—	—
10	Рис. 3.23				Рис. 4.15			Рис. 5.19			
	3,2	—	8,8	2,6	1,0	—	1,7	5,0	6,0	—	6,0
11	Рис. 3.23				Рис. 4.12			Рис. 5.3			
	3,4	—	9,3	1,6	2,5	—	1,5	—	—	2,1	—
12	Рис. 3.23				Рис. 4.18			Рис. 5.14			
	2,7	—	7,5	1,8	—	4,0	7,0	—	—	0,1	—
13	Рис. 3.28				Рис. 4.18			Рис. 5.14			
	3,1	—	13,0	1,7	—	3,3	10,0	—	—	0,2	—
14	Рис. 3.28				Рис. 4.12			Рис. 5.19			
	2,6	—	5,5	1,9	1,5	—	1,6	1,0	3,0	—	7,0
15	Рис. 3.30				Рис. 4.12			Рис. 5.3			
	2,9	3,1	14,0	2,1	2,2	—	1,7	—	—	2,5	—
16	Рис. 3.30				Рис. 4.18			Рис. 5.14			
	1,7	2,2	12,5	2,3	—	0,4	7,7	—	—	0,3	—

Номер варианта	Параметры										
	U_{max1} В	U_{max2} В	$U_{\text{сред}}$ В	f кГц	$f_{\text{с}}$ кГц	$f_{\text{в}}$ кГц	K	$t_{\text{зап}}$ мс	$t_{\text{паузы}}$ мс	f кГц	$U_{\text{в}}$ В
17	Рис. 3.30				Рис. 4.12			Рис. 5.19			
	1,0	2,0	14,0	2,4	5,1	—	1,4	1,0	4,0	—	8,0
18	Рис. 3.31				Рис. 4.12			Рис. 5.3			
	6,0	2,0	13,0	2,2	0,51	—	1,7	—	—	1,5	—
19	Рис. 3.31				Рис. 4.18			Рис. 5.19			
	5,0	2,0	12,0	2,5	—	1,7	15,5	0,5	0,5	—	9,0
20	Рис. 3.31				Рис. 4.12			Рис. 5.19			
	4,0	1,5	11,0	2,7	0,9	—	1,85	—	—	3,3	—
21	Рис. 3.23				Рис. 4.15			Рис. 5.14			
	1,1	—	6,0	2,8	0,8	—	1,9	—	—	0,15	—
22	Рис. 3.23				Рис. 4.20			Рис. 5.14			
	1,2	—	7,0	2,9	—	4,4	10,7	—	—	0,15	—
23	Рис. 3.23				Рис. 4.15			Рис. 5.19			
	2,0	—	8,0	3,1	3,8	—	1,6	0,2	2,0	—	10,0
24	Рис. 3.28				Рис. 4.15			Рис. 5.3			
	4,0	—	10,0	3,2	2,8	—	1,65	—	—	2,8	—
25	Рис. 3.28				Рис. 4.20			Рис. 5.14			
	5,0	—	12,0	3,3	—	2,8	12,0	—	—	0,25	—
26	Рис. 3.28				Рис. 4.15			Рис. 5.19			
	5,0	—	12,0	3,3	2,1	—	1,55	0,8	6,0	—	6,5
27	Рис. 3.31				Рис. 4.15			Рис. 5.3			
	5,5	4,0	13,0	3,8	1,9	—	1,65	—	—	2,3	—
28	Рис. 3.30				Рис. 4.20			Рис. 5.14			
	1,0	2,0	6,0	3,1	—	3,1	8,5	—	—	0,11	—
29	Рис. 3.30				Рис. 4.15			Рис. 5.19			
	1,2	2,5	8,0	3,4	1,6	—	1,8	2,0	3,0	—	7,5
30	Рис. 3.30				Рис. 4.15			Рис. 5.3			
	1,4	1,8	9,5	1,7	0,95	—	1,7	—	—	1,9	—
31	Рис. 3.31				Рис. 4.20			Рис. 5.14			
	4,5	1,8	8,5	0,25	—	4,8	13,0	—	—	0,35	—
32	Рис. 3.31				Рис. 4.15			Рис. 5.19			
	5,1	1,8	13,5	0,75	4,1	—	1,65	1,5	5,0	—	8,5

Группа 2

Номер варианта	Параметры										
	U_{max1} В	U_{max2} В	$U_{\text{сред}}$ В	f кГц	$f_{\text{с}}$ кГц	$f_{\text{в}}$ кГц	K	$t_{\text{зап}}$ мс	$t_{\text{паузы}}$ мс	f кГц	$U_{\text{в}}$ В
1	Рис. 3.23				Рис. 4.18			Рис. 5.3			
	4,5	—	10,2	1,6	—	3,1	8,3	—	—	4,3	—
2	Рис. 3.23				Рис. 4.12			Рис. 5.16			
	1,3	—	4,2	2,1	0,81	—	1,7	2,2	8,0	—	—
3	Рис. 3.23				Рис. 4.18			Рис. 5.19			
	4,4	—	10,7	2,6	—	1,6	9,1	2,0	20,0	—	2,5
4	Рис. 3.28				Рис. 4.18			Рис. 5.3			
	2,1	—	4,7	3,1	—	2,3	5,1	—	—	5,5	—
5	Рис. 3.28				Рис. 4.12			Рис. 5.16			
	3,8	—	11,2	3,6	0,91	—	1,6	3,0	5,0	—	—
6	Рис. 3.30				Рис. 4.18			Рис. 5.16			
	1,0	0,8	5,2	4,1	—	1,9	6,7	5,0	4,0	—	—
7	Рис. 3.30				Рис. 4.18			Рис. 5.3			
	2,5	0,8	11,7	4,6	—	2,9	2,9	—	—	6,0	—
8	Рис. 3.30				Рис. 4.12			Рис. 5.16			
	0,9	0,6	5,7	5,1	1,9	—	1,5	6,0	3,0	—	—
9	Рис. 3.31				Рис. 4.18			Рис. 5.3			
	4,5	3,5	12,2	5,6	—	3,9	4,3	—	—	5,2	—
10	Рис. 3.30				Рис. 4.18			Рис. 5.19			
	1,1	0,7	6,2	6,1	—	4,3	9,5	2,5	10,0	—	4,0
11	Рис. 3.23				Рис. 4.20			Рис. 5.3			
	2,7	—	12,7	6,6	—	4,3	4,3	—	—	5,3	—
12	Рис. 3.31				Рис. 4.18			Рис. 5.19			
	2,7	0,8	6,7	7,1	—	5,9	6,6	1,8	8,1	—	4,5
13	Рис. 3.28				Рис. 4.20			Рис. 5.3			
	3,9	—	13,2	7,6	—	1,9	1,9	—	—	5,7	—
14	Рис. 3.31				Рис. 4.12			Рис. 5.16			
	3,9	1,4	7,2	8,1	4,3	—	1,65	8,5	3,5	—	—
15	Рис. 3.23				Рис. 4.20			Рис. 5.19			
	3,2	—	7,7	8,6	—	5,7	7,5	1,2	9,5	—	1,5
16	Рис. 3.30				Рис. 4.20			Рис. 5.3			
	2,2	1,9	8,2	9,1	—	7,3	5,0	—	—	4,7	—
17	Рис. 3.23				Рис. 4.12			Рис. 5.14			
	1,5	—	8,7	1,4	11,2	—	1,45	—	—	0,25	—

Номер варианта	Параметры										
	U_{max1} , В	U_{max2} , В	U_{max3} , В	f_1 , кГц	f_{c1} , кГц	f_{b1} , кГц	K	$t_{импл}$, мс	$t_{акуст}$, мс	f_2 , кГц	$U_{об}$, В
18	Рис. 3.28			Рис. 4.15			Рис. 5.16				
19	Рис. 3.30			Рис. 4.20			Рис. 5.19				
20	Рис. 3.28			Рис. 4.12			Рис. 5.14				
21	Рис. 3.30			Рис. 4.15			Рис. 5.16				
22	Рис. 3.31			Рис. 4.20			Рис. 5.19				
23	Рис. 3.30			Рис. 4.12			Рис. 5.14				
24	Рис. 3.31			Рис. 4.15			Рис. 5.16				
25	Рис. 3.23			Рис. 4.20			Рис. 5.16				
26	Рис. 3.23			Рис. 4.15			Рис. 5.14				
27	Рис. 3.28			Рис. 4.20			Рис. 5.16				
28	Рис. 3.28			Рис. 4.15			Рис. 5.14				
29	Рис. 3.28			Рис. 4.18			Рис. 5.16				
30	Рис. 3.30			Рис. 4.20			Рис. 5.16				
31	Рис. 3.31			Рис. 4.15			Рис. 5.14				
32	Рис. 3.31			Рис. 4.20			Рис. 5.16				

Группа 3

Номер варианта	Параметры										
	U_{max1} , В	U_{max2} , В	U_{max3} , В	f_1 , кГц	f_{c1} , кГц	f_{b1} , кГц	K	$t_{импл}$, мс	$t_{акуст}$, мс	f_2 , кГц	$U_{об}$, В
1	Рис. 3.28			Рис. 4.18			Рис. 5.16				
2	Рис. 3.31			Рис. 4.20			Рис. 5.16				
3	Рис. 3.28			Рис. 4.15			Рис. 5.14				
4	Рис. 3.23			Рис. 4.20			Рис. 5.16				
5	Рис. 3.31			Рис. 4.15			Рис. 5.14				
6	Рис. 3.30			Рис. 4.12			Рис. 5.14				
7	Рис. 3.30			Рис. 4.15			Рис. 5.16				
8	Рис. 3.30			Рис. 4.20			Рис. 5.19				
9	Рис. 3.30			Рис. 4.18			Рис. 5.3				
10	Рис. 3.30			Рис. 4.18			Рис. 5.19				
11	Рис. 3.28			Рис. 4.12			Рис. 5.16				
12	Рис. 3.23			Рис. 4.20			Рис. 5.3				
13	Рис. 3.23			Рис. 4.18			Рис. 5.19				
14	Рис. 3.31			Рис. 4.12			Рис. 5.16				
15	Рис. 3.23			Рис. 4.18			Рис. 5.3				
16	Рис. 3.30			Рис. 4.20			Рис. 5.3				
17	Рис. 3.28			Рис. 4.20			Рис. 5.14				

Номер варианта	Параметры										
	U_{max1} В	U_{max2} В	U_{max3} В	f_1 кГц	$f_{сг}$ кГц	f_{01} кГц	K	$t_{инв1}$ мс	$t_{инв2}$ мс	f_2 кГц	U_{01} В
18	Рис. 3.23			Рис. 4.15			Рис. 5.19				
	3,1	-	13,1	8,7	1,8	-	1,95	1,5	10,2	-	1,7
19	Рис. 3.23			Рис. 4.20			Рис. 5.14				
	2,8	-	12,6	8,2	-	1,7	3,9	-	-	0,42	-
20	Рис. 3.31			Рис. 4.15			Рис. 5.3				
	2,8	0,9	12,1	7,7	2,4	-	1,7	-	-	5,9	-
21	Рис. 3.30			Рис. 4.15			Рис. 5.19				
	1,2	0,6	11,6	7,2	4,2	-	2,3	2,3	8,9	-	2,7
22	Рис. 3.31			Рис. 4.18			Рис. 5.14				
	3,7	2,0	11,1	6,8	-	4,8	9,5	-	-	0,52	-
23	Рис. 3.31			Рис. 4.15			Рис. 5.19				
	2,7	1,2	9,6	6,2	14,0	-	1,65	5,1	6,1	-	3,7
24	Рис. 3.30			Рис. 4.12			Рис. 5.19				
	1,9	1,1	9,1	5,8	13,0	-	1,55	3,7	6,7	-	4,7
25	Рис. 3.23			Рис. 4.15			Рис. 5.26				
	2,0	-	8,6	5,2	12,0	-	1,85	7,2	3,5	-	-
26	Рис. 3.30			Рис. 4.20			Рис. 5.3				
	1,4	1,1	8,1	4,7	-	12,5	8,0	-	-	6,9	-
27	Рис. 3.28			Рис. 4.12			Рис. 5.3				
	1,5	-	7,6	4,2	12,9	-	1,59	-	-	7,9	-
28	Рис. 3.23			Рис. 4.18			Рис. 5.16				
	1,4	-	7,1	3,7	-	11,8	2,3	6,6	8,6	-	-
29	Рис. 3.30			Рис. 4.15			Рис. 5.14				
	0,8	0,6	6,6	3,2	9,5	-	2,3	-	-	0,62	-
30	Рис. 3.23			Рис. 4.12			Рис. 5.3				
	1,3	-	6,1	2,7	8,3	-	1,9	-	-	8,9	-
31	Рис. 3.30			Рис. 4.18			Рис. 5.14				
	0,8	0,2	5,6	2,2	-	7,7	2,0	-	-	0,72	-
32	Рис. 3.28			Рис. 4.12			Рис. 5.19				
	1,3	-	5,1	1,7	6,9	-	1,75	5,4	5,4	-	5,7

Перечень принятых сокращений

АИМ –	амплитудно-импульсная модуляция
АМ –	амплитудная модуляция
АХ –	амплитудная характеристика
АЦП –	аналого-цифровой преобразователь
АЧХ –	амплитудно-частотная характеристика
ВАХ –	вольт-амперная характеристика
ВЛИ –	вакуумно-люминисцентные индикаторы
ГЛИН –	генератор линейно-изменяющихся напряжений
ГТИ –	генератор тактовых импульсов
ЗСФ –	заграждающий скоростной фильтр
ЗЧФ –	заграждающий частотный фильтр
ИМС –	интегральные микросхемы
КПД –	коэффициент полезного действия
МДП –	метал-диэлектрик-полупроводник
МОП –	метал-окисел-полупроводник
МПС –	микропроцессорная система
НСХ –	нормированная скоростная характеристика
ОЗУ –	оперативное запоминающее устройство
ООС –	отрицательная обратная связь
ПЗУ –	постоянное запоминающее устройство
ПОС –	положительная обратная связь
ППИ –	полупроводниковые индикаторы
ПСФ –	полосовой скоростной фильтр
ПХ –	передаточная характеристика
ПЧФ –	полосовой частотный фильтр
СФ –	скоростной фильтр
СХ –	скоростная характеристика скоростного фильтра
ТКЕ –	температурный коэффициент емкости
ТКН –	температурный коэффициент напряжения
ТКС –	температурный коэффициент сопротивления
ФВС –	фильтр верхних скоростей
ФВЧ –	фильтр верхних частот
ФНС –	фильтр нижних скоростей
ФНЧ –	фильтр нижних частот
ФЧХ –	фазочастотная характеристика
ЦАП –	цифро-аналоговый преобразователь
ЧИМ –	частотно-импульсная модуляция
ШИМ –	широтно-импульсная модуляция

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	3
ВВЕДЕНИЕ.....	6
Глава 1. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И ЭЛЕМЕНТАРНАЯ СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ.....	10
1.1. Информация и сигналы.....	10
1.2. Функциональные блоки в электронике.....	14
1.3. Элементный состав функциональных блоков.....	17
Глава 2. ЭЛЕМЕНТЫ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ.....	19
2.1. Резисторы и конденсаторы.....	19
2.2. Диоды.....	23
2.3. Биполярные транзисторы.....	27
2.3.1. Характеристики и параметры.....	28
2.4. Полевые транзисторы.....	30
2.4.1. Характеристики и параметры.....	31
2.5. Другие элементы.....	32
2.5.1. Терморезисторы.....	32
2.5.2. Оптоэлектронные приборы.....	34
2.5.3. Тиристоры.....	34
2.6. Интегральные микросхемы.....	35
Глава 3. УСИЛИТЕЛИ.....	40
3.1. Общие сведения.....	40
3.2. Основные параметры и характеристики усилителей.....	40
3.3. Обратные связи в усилителях.....	44
3.3.1. Общие сведения.....	44
3.3.2. Виды обратных связей в электронике.....	44
3.3.3. Влияние обратных связей на параметры усилителя.....	47
3.4. Транзисторные усилители.....	49
3.4.1. По схеме с общим эмиттером.....	50
3.4.2. По схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель).....	54
3.4.3. Электронный ключ.....	55
3.5. Интегральные операционные усилители.....	56
3.6. Усилители на интегральных операционных усилителях.....	61
3.6.1. Неинвертирующий усилитель.....	61
3.6.2. Инвертирующий усилитель.....	66

3.6.3. Суммирующий усилитель.....	68
3.6.4. Вычитающий усилитель.....	70
3.6.5. Интегрирующий усилитель.....	71
3.6.6. Дифференцирующий усилитель.....	74
3.7. Усилители мощности.....	75
Глава 4. ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ СИГНАЛОВ.....	91
4.1. Общие сведения.....	91
4.2. Пассивные фильтры.....	94
4.2.1. Фильтры нижних частот.....	95
4.2.2. Фильтры верхних частот.....	97
4.2.3. Полосовые частотные фильтры.....	98
4.2.4. Заграждающие частотные фильтры.....	100
4.3. Активные фильтры.....	101
4.3.1. Фильтр нижних частот.....	102
4.3.2. Фильтр верхних частот.....	105
4.3.3. Полосовой активный фильтр.....	107
4.3.4. Заграждающий частотный фильтр.....	109
Глава 5. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ.....	118
5.1. Назначение и классификация генераторов.....	118
5.2. Условия самовозбуждения генераторов.....	118
5.3. Генераторы синусоидальных сигналов.....	120
5.3.1. Генераторы LC-типа.....	120
5.3.2. Генераторы RC-типа.....	122
5.4. Преобразователи и генераторы импульсных сигналов.....	125
5.4.1. Компараторы.....	125
5.4.2. Триггеры Шмитта.....	126
5.4.3. Мультивибраторы.....	130
5.4.4. Одновибраторы.....	133
5.4.5. Генераторы линейно-изменяющихся напряжений.....	136
Глава 6. СКОРОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ СИГНАЛОВ.....	149
6.1. Общие сведения.....	149
6.2. Параметры и характеристики скоростных фильтров.....	151
6.3. Базовый скоростной фильтр.....	154
6.4. Полосовые и заграждающие фильтры.....	160
Глава 7. ЛОГИЧЕСКИЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА.....	166
7.1. Общие сведения.....	166
7.2. Микропроцессорная система.....	167

7.3. Микропроцессор	170
7.4. Логические устройства	174
7.5. Комбинационные устройства	179
7.5.1. Дешифраторы	181
7.5.2. Мультиплексоры	183
7.6. Триггеры	184
7.7. Счетчики импульсов	191
7.8. Регистры	196
7.9. Цифро-аналоговые преобразователи	200
7.10. Аналого-цифровые преобразователи	204
7.11. Индикаторные устройства	209
Глава 8. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	219
8.1. Структура источников	219
8.2. Однофазные выпрямители	222
8.2.1. Однополупериодный выпрямитель	222
8.2.2. Двухполупериодный выпрямитель со средним выводом трансформатора	224
8.2.3. Двухполупериодный мостовой выпрямитель	226
8.3. Сглаживающие фильтры	228
8.4. Стабилизаторы напряжения	234
8.4.1. Параметрические стабилизаторы	236
8.4.2. Компенсационные стабилизаторы	237
8.5. Трехфазные выпрямители	241
Глава 9. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ	252
9.1. Способы регулирования выпрямленного напряжения	252
9.2. Однофазные выпрямители	255
9.3. Трехфазные выпрямители	258
9.4. Системы управления выпрямителями	263
ЛИТЕРАТУРА	272
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Расчетно-графические и практические работы	274
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Контрольная работа для студентов зарной формы обучения	341
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Перечень принятых сокращений	351

Учебное издание

Чубриков Леонид Гаврилович

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

Учебник

Редакторы: *Н. Г. Мансурова*
Н. И. Жукова
Компьютерная верстка *Н. Б. Козловская*

Подписано в печать 30.12.09.
Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Ризография. Усл. печ. л. 20,69. Уч.-изд. л. 20,51.
Тираж 135 экз. Заказ № 7 /171.

Издатель и полиграфическое исполнение:
Издательский центр учреждения образования
«Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого».
ЛИ № 02330/0549424 от 08.04.2009 г.
246746, г. Гомель, пр. Октября, 48.