



А.В. Кипенский

ИМПУЛЬСНО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Учебное пособие



А.В.Кипенский

ИМПУЛЬСНО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Учебное пособие

Харьков 2000

ББК 3 973.3-044.42

УДК 681.335.2

Рецензенты:

Г.И.Загарий, д-р техн. наук, проф., заведующий кафедрой «Автоматизированные компьютерные системы управления» ХГАЖТ,

Е.В.Хоменко, к.т.н., ст. науч. сотр., заведующий отделом АО НИИРИ

Кипенский А.В. Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи: Учеб. пособие. – Харьков, НТУ «ХПИ», 2000. – 132с. – Русск. яз.

ISBN 966-593-160-1

Учебное пособие раскрывает устройство, принцип действия, пути определения, изменения и улучшения параметров импульсно-цифровых и цифро-импульсных преобразователей. Показаны области применения таких устройств в электронных медицинских диагностических приборах и терапевтических аппаратах, а также в оборудовании, обеспечивающем решение задач медицинского технологического процесса.

Учебний посібник розкриває пристрій, принцип дії, шляхи визначення, зміни та покращення параметрів імпульсно-цифрових та цифро-імпульсних перетворювачів. Показано галузі застосування таких пристроїв в електронних медичних діагностичних приладах і терапевтичних апаратах, а також в обладнанні, що забезпечує рішення задач медичного технологічного процесу.

Ил. 126. Табл. 19. Библиогр. 58 назв.

ББК 3 973.3-044.42

ISBN 966-593-160-1

© А.В.Кипенский, 2000

ПРЕДИСЛОВИЕ

Название этой книги «Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи» кого-то удивит, у кого-то вызовет недоумение, а кому-то покажется знакомым. Необходимость введения новой терминологии обусловлена двумя причинами.

Во-первых, это некоторая неоднозначность в определении импульсных последовательностей, применяемых для управления и контроля, которая сложилась к настоящему времени в научно-технической литературе. Порой в одной и той же книге можно прочитать, что последовательность импульсов - это и аналоговый сигнал, и дискретный, и даже цифровой код. Такая ситуация, конечно же, недопустима и должна быть приведена в соответствие с действительным положением дел.

Во-вторых, новая терминология была введена в связи с новым направлением научно-исследовательских работ на кафедре «Промышленная электроника» НТУ «ХПИ», которое получило название «Микропроцессорные системы импульсного управления и автоматического регулирования». Особенностью импульсных систем является то, что воздействие на объект регулирования оказывают периодически, состояние объекта изменяется непрерывно, а контроль состояния объекта осуществляют в дискретные моменты времени. Следовательно, управляющее воздействие, формируемое на выходе импульсной системы, а также информация, поступающая на ее вход по цепи обратной связи, будут представлены в виде импульсных последовательностей.

Таким образом, для решения задач управления и автоматического регулирования с помощью микропроцессорных импульсных систем необходимо выполнение преобразований цифрового кода (кодов) в последовательность прямоугольных импульсов с заданными параметрами, а также преобразование параметров импульсной последовательности в цифровой код. Устройства, выполняющие первый вид преобразований, были названы автором *цифро-импульсными преобразователями* (ЦИП), а второй вид – *импульсно-цифровыми преобразователями* (ИЦП). Целесообразность введения указанных терминов была одобрена решением Международной научно-технической конференции «Нетрадиционные электромеханические и электрические системы» (UEES'97).

В данном пособии показано применение импульсных систем в медицинской технике и в других смежных областях. Основу пособия составляет, подготовленный автором, лекционный материал ряда курсов по электронной медицинской аппаратуре, управляющим и информационным системам, а также статьи с результатами разработки и исследования ЦИП и ИЦП. Рекомендуемая литература приведена в конце каждого раздела, а библиографические данные опубликованных материалов, которые вошли в пособие в качестве подразделов и пунктов – в конце пособия. В приложении помещена информация о программируемом таймере, который наиболее часто в ходе изложения использовался для реализации ЦИП и ИЦП.

В заключение хочется выразить благодарность моим ученикам и сотрудникам Голубову В.Ю., Королю Е.И., Лашину А.А. и Пискареву А.Н. за содействие в проведении научных исследований, а также поблагодарить студентов Муавье З.М. (Юсеф Салех) и Абунабхан М.Ю. за помощь в подборе литературы и оформлении пособия.

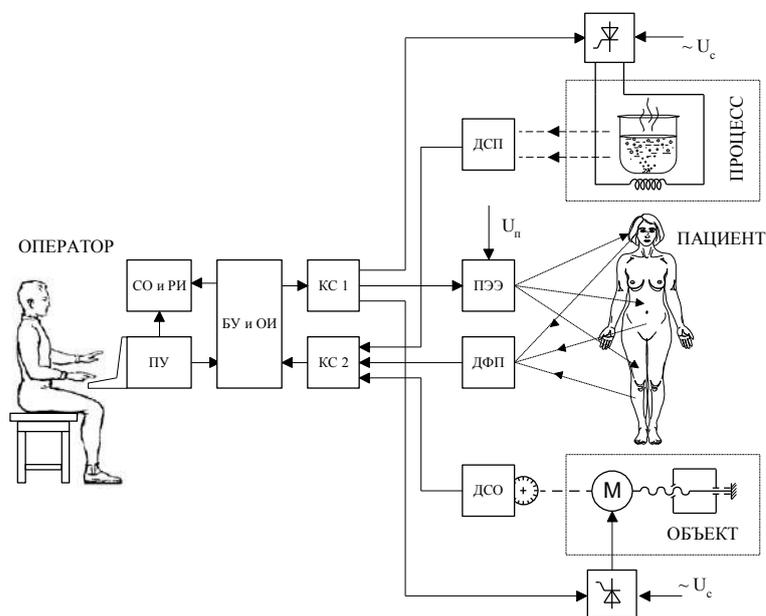
Отдельная благодарность рецензентам профессору Загарию Г.И. и старшему научному сотруднику Хоменко Е.В. за ряд полезных замечаний, сделанных в ходе редактирования пособия и подготовки его к печати.

Особая благодарность и признательность моему учителю профессору Долбне В.Т. и заведующему кафедрой «Промышленная электроника» профессору Соколу Е.И. за ценные советы и поддержку всех моих начинаний.

1 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНФОРМАЦИИ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

1.1 Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи информации в электронных медицинских системах^[1]

При использовании в медицине электронной аппаратуры, между последней и пациентом или процессом, а также между отдельными частями аппаратуры устанавливается определенное движение информационно-энергетических потоков. Такие потоки, направленные на аппаратуру со стороны пациента, процесса или объекта, как правило, несут информацию об их состоянии. Потоки энергии, поступающие со стороны аппаратуры, характеризуются такими параметрами, которые должны обеспечивать нормализацию некоторых функций организма пациента, заданное состояние процесса или объекта. Обобщенную структурную схему электронной медицинской системы с указанными информационно-энергетическими потоками можно представить в виде, показанном на рис. 1.1.



СО и РИ – система отображения и регистрации информации; ПУ – пульт управления;
БУ и ОИ – блок управления и обработки информации; КС1 и КС2 – каналы связи;
ДСП – датчик состояния процесса; ПЭЭ – преобразователь электрической энергии
в электрическую с другими параметрами или в другой вид энергии с заданными параметрами;
ДФП – датчик физиологического показателя; ДСО – датчик состояния объекта.

Рисунок. 1.1 – Обобщенная структурная схема электронной медицинской системы

В такой системе *информация* о состоянии пациента, процесса или объекта достаточно часто поступает в блок обработки информации *в виде импульсных последовательностей*, информационные параметры которых, могут быть как аналоговыми (частота следования импульсов или их ширина), так и дискретными (количество импульсов).

В *частотно-импульсном виде* информация передается в следующих случаях:

- физиологический или физический показатель имеет периодический характер действия (например, частота сердечных сокращений, частота пульса, частота дыхания, частота стимуляции имплантированного электрокардиостимулятора, частота вращения двигателя или исполнительного механизма и т.д.);
- датчик генераторного типа преобразует физиологический или физический показатель в электрический сигнал, частота которого пропорциональна этому показателю (например, пьезорезонансные датчики для измерения температуры, давления, влажности, концентрации химических веществ и т.д.);

- датчик параметрического типа, входящий в состав колебательного контура устройства съема информации, преобразует физиологический или физический показатель в параметр электрической цепи, влияющий на частоту выходного сигнала (например, индуктивные или емкостные датчики для измерения давления, перемещения, уровня жидкости и т.д.);

- электрический сигнал, соответствующий контролируемому показателю и имеющий информационный параметр амплитуду, преобразуется в электрический сигнал с информационным параметром частота (например, частотно-импульсная модуляция, используемая в системах передачи информации на значительные расстояния, а также, в системах преобразования в цифровой код среднего за некоторый временной интервал амплитудного значения сигнала).

В *широко-импульсном виде* информация может передаваться в тех случаях, когда:

- для измерения физиологического или физического показателя используется устройство съема информации с параметрическим датчиком (индуктивным или емкостным), приводящим к фазовому сдвигу между опорным гармоническим сигналом, поступающим на вход устройства съема, и сигналом, приходящим с выхода такого устройства;

- для повышения помехозащищенности канала передачи информации на значительные расстояния используется широко-импульсная модуляция сигнала, соответствующего контролируемому физиологическому или физическому показателю;

- в имплантированных электрокардиостимуляторах между степенью истощенности источника питания и длительностью стимулирующих импульсов предусмотрена функциональная зависимость, обеспечивающая эффективность стимуляции при понижении напряжения питания (измерение длительности стимулирующих импульсов позволяет в таких случаях определить напряжение питания аккумуляторной батареи).

Информация о состоянии пациента, процесса или объекта может быть представлена *количеством электрических импульсов*, когда для этого используются:

- расходомерные датчики (например, датчик турбинного типа, применяемый в приборах для исследования функций внешнего дыхания);

- датчики ионизирующих излучений (например, в радионуклеидных сканерах, гамма-камерах, а также в счетчиках ионизирующего излучения);

- оптоэлектронные датчики углового или линейного перемещения.

Воздействие, оказываемое на пациента, процесс или объект также может быть представлено *в виде импульсной последовательности*. К таким случаям, прежде всего, могут быть отнесены стимуляция и возбуждение, которые применяются для восстановления утраченных органами или тканями функций, а также для оценки характера и глубины патологического процесса в нервно-мышечном аппарате. Это:

- электрокардиостимуляция;

- электростимуляция нервно-мышечной системы опорно-двигательного аппарата;

- электродиагностика.

Другим примером использования импульсных последовательностей, является применение специальных методик воздействия импульсными токами с определенными параметрами, которые приводят к торможению центральной нервной системы и применяется при таких видах электролечения, как:

- электросон;

- электронаркоз.

Кроме того, в используемых для электротерапевтических целей модулированных синусоидальных или диадинамических токах, представляющих собой серии, чередующиеся с паузами, огибающие серий также могут рассматриваться как импульсные последовательности с большей длительностью периода и меньшей частотой повторения.

Если изменение состояния процесса или объекта может осуществляться регулированием мощности подводимой электроэнергии, то управление, используемыми при этом полупроводниковыми преобразователями, также может рассматриваться как задача формирования импульсных последовательностей или последовательности с заданными параметрами:

- частота – для импульсных преобразователей постоянного тока и автономных инверторов;
- ширина – для импульсных преобразователей постоянного тока, управляемых выпрямителей и непосредственных преобразователей частоты, преобразователей переменного напряжения;
- количество – для систем управления шаговыми двигателями.

Таким образом, электрические сигналы на входе и выходе электронной медицинской системы могут представлять собой импульсные последовательности с различным (аналоговыми и дискретными) информационными параметрами. Если при этом в качестве блока управления и обработки информации (см. рис.1.1) использована микроЭВМ, а именно тако-вы сегодняшние тенденции развития медицинского приборостроения, то, следовательно, возникает необходимость преобразования параметров импульсной последовательности в цифровой код, или решение обратной задачи – преобразование цифрового кода (кодов) в импульсную последовательность с заданными параметрами. В этой связи устройства, выполняющие первый вид преобразований будем называть **импульсно-цифровыми преобразователями (ИЦП)**, а выполняемые им преобразования – **импульсно-цифровыми** или **ИЦ-преобразованиями**. Устройства, выполняющие второй вид преобразований – **цифро-импульсными преобразователями (ЦИП)** а преобразования – **цифро-импульсными** или **ЦИ-преобразованиями**. Такие преобразователи следует отличать от аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), которые наиболее часто используются для преобразования мгновенных значений *амплитуды* сигнала в цифровой код или наоборот. В последнем случае, кстати сказать, выходной сигнал преобразователя (не смотря на его название *цифро-аналоговый*) никак нельзя считать *аналоговым*, поскольку входной код всегда имеет *ограниченное количество состояний*.

Проведенный анализ различных видов медицинских и технических электронных систем позволил установить, что для описания любых ИЦ- и ЦИ-преобразований вполне достаточно трех законов, которые могут быть названы:

- **частотно-импульсный закон преобразований (ЧИП)**

$N = F(f_{ex})$ – для ИЦП и $f_{вых} = F(N)$ – для ЦИП;

- **широотно-импульсный закон преобразований (ШИП)**

$N = F(\tau_{ex})$ – для ИЦП и $\tau_{вых} = F(N)$ – для ЦИП;

- **количественно-импульсный закон преобразований (КИП)**

$N = F(n_{ex})$ – для ИЦП и $n_{вых} = F(N)$ – для ЦИП.

При этом, реализация каждого из законов преобразований возможна различными *методами*, отличающимися сложностью схемотехники преобразователей, погрешностью, длительностью временных интервалов преобразований (для ИЦП).

Общим для всех вариантов ИЦ- и ЦИ-преобразований (в силу чего и предлагается выделить эти устройства в отдельный класс) является некоторая совокупность операций, используемых в процессе выполнения преобразований. К таким операциям следует отнести:

- подсчет входных импульсов, следующих с произвольной частотой или в произвольном порядке;
- подсчет тактовых импульсов, частота следования которых заранее определена и неизменна или может изменяться по некоторому закону;
- формирование временных интервалов.

Выполнение всех перечисленных операций в цифровых системах осуществляется при помощи счетчиков. Уровень организации счетчика определяет **способ** реализации ИЦП или ЦИП. Если функция счетчика выполняется микропроцессором, а информация вводится в микроЭВМ или выводится из нее через параллельный порт (здесь также возможен ввод информации через систему прерываний), то способ реализации преобразователей будем называть **программным**. В том случае, когда для подсчета импульсов и формирования временных интервалов использован программируемый таймер, являющийся составной частью одно-платной или однокристалльной микроЭВМ, способ реализации ИЦП и ЦИП будем называть

программно-аппаратным. Если для выполнения ИЦ- и ЦИ-преобразований использованы интегральные счетчики, то способ реализации преобразователей назовем **аппаратным.**

Положения теории импульсно-цифровых и цифро-импульсных преобразований позволяют в значительной степени упростить процесс анализа и синтеза микропроцессорных систем измерения, управления и регулирования, независимо от их назначения и области применения.

1.2 Классификация импульсно-цифровых и цифро-импульсных преобразователей информации

Все *импульсно-цифровые преобразователи* (ИЦП) информации могут быть разделены на группы в зависимости от способов реализации и законов ИЦ-преобразований (см. подраздел 1.1). Дальнейшее деление следует осуществлять по методам преобразований, основные из которых приведены на рисунке 1.2.

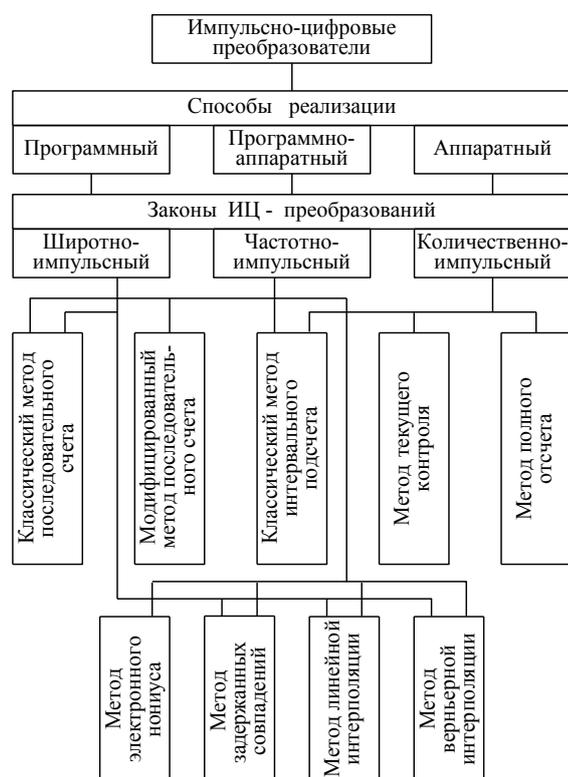


Рисунок 1.2 - Классификация импульсно-цифровых преобразователей

входного сигнала. Для получения числа, соответствующего частоте входного сигнала, в этом случае, также следует выполнить операцию деления.

Классический метод интервального подсчета состоит в том, что подсчет входных импульсов осуществляют в течение строго определенного временного интервала. Если ИЦ-преобразования выполняются по ЧИП-закону, то число подсчитанных входных импульсов будет пропорционально частоте их следования, а если по ШИП-закону, то – равно их количеству.

Метод текущего контроля состоит в подсчете, начиная с определенного момента времени, входных импульсов, следующих в произвольном порядке, и формировании цифрового кода после прихода каждого из импульсов или с некоторой периодичностью.

Метод полного отсчета состоит в отсчете заданного количества входных импульсов, следующих в произвольном порядке, и формировании по окончании отсчета какого-либо сигнала.

Метод электронного нониуса может быть использован для выполнения ИЦ-преобразований по ШИП и по ЧИП законам. Этот метод состоит в синхронизации основного генера-

Классический метод последовательного счета состоит в том, что в течение временного интервала, соответствующего длительности входных импульсов или периода их следования, осуществляют подсчет тактовых импульсов, следующих с постоянной строго определенной частотой. Если преобразование осуществляется по широтно-импульсному закону (ШИП), то количество подсчитанных тактовых импульсов оказывается пропорционально длительности входного импульса. Если ИЦ-преобразования осуществляются по частотно-импульсному закону (ЧИП), то для получения числа, соответствующего частоте входного сигнала необходимо выполнение операции деления, поскольку количество подсчитанных в этом случае тактовых импульсов будет пропорционально периоду следования входных импульсов.

Модифицированный метод последовательного счета заключается в том, что подсчет тактовых импульсов, следующих с постоянной строго определенной частотой, осуществляют в течение временного интервала, точно соответствующего заданному количеству периодов

тора тактовых импульсов с фронтом входного импульса, а вспомогательного генератора тактовых импульсов с его срезом (при выполнении преобразований по ЧИП-закону период входных импульсов преобразуется в длительность импульсов путем предварительного деления частоты на два). При этом подсчет импульсов основного генератора осуществляется первым счетчиком, формирующим старшие разряды выходного кода ИЦП, в течение преобразуемого временного интервала. Подсчет импульсов вспомогательного генератора осуществляется вторым счетчиком до тех пор, пока сигналы обоих генераторов не совпадут по времени. На выходе второго счетчика формируются младшие разряды выходного кода ИЦП.

Метод задержанных совпадений, как и метод электронного нониуса может быть использован для выполнения ИЦ-преобразований по двум законам (ШИП и ЧИП). Здесь также осуществляется синхронизация генератора тактовых импульсов с фронтом входного сигнала. При этом подсчет импульсов генератора в течение действия входного сигнала производится счетчиком, который формирует старшие разряды выходного кода ИЦП. Формирование младших разрядов осуществляется при помощи ряда последовательно включенных линий задержки, на вход первой из которых поступают тактовые импульсы.

При использовании *метода линейной интерполяции* для выполнения ИЦ-преобразований по ШИП или ЧИП закону генератор тактовых импульсов синхронизируют с фронтом входного сигнала, а подсчет тактовых импульсов осуществляют первым счетчиком. Со срезом входного сигнала синхронизирована работа преобразователя длительности, который увеличивает временной интервал между срезом входного сигнала и фронтом первого, следующего за этим, тактового импульса в заданное число раз. Подсчет тактовых импульсов в течение временного интервала, формируемого преобразователем длительности, осуществляется вторым счетчиком. Для получения числа, соответствующего длительности входного сигнала, коды обоих счетчиков обрабатываются в вычислительном блоке. При необходимости получения кода, соответствующего частоте входного сигнала, в вычислительном блоке должна быть выполнена дополнительная операция деления.

Метод верньерной интерполяции в некоторой степени аналогичен методу электронного нониуса, но для его реализации необходимо три генератора тактовых импульсов. Ра-

бота основного генератора не синхронизирована с входным сигналом (как в классическом методе последовательного счета). Первый дополнительный генератор синхронизирован с фронтом входного сигнала, а второй – со срезом. В ИЦП контролируются моменты совпадения импульсов основного и дополнительных генераторов и подсчитываются импульсы всех трех генераторов. Затем, с помощью специальных вычислений определяют число, соответствующее длительности входного сигнала.

Цифро-импульсные преобразователи (ЦИП) так же как и ИЦП могут быть разделены на группы в зависимости от способов реализации и законов ЦИ-преобразований. Дальнейшее деление ЦИП целесообразно осуществлять по методам преобразований (рис. 1.3).

Выполнение ЦИ-преобразований по широтно-импульсному закону возможно тремя методами.

Метод регулируемого среза заключается в том, что фронт выходного импульса формируют с приходом синхросигнала, а срез – по окончании отсчета преобразуемого числа, кото-



Рисунок 1.3 - Классификация цифро-импульсных

рый начинается с приходом синхросигнала и осуществляется с использованием тактовых импульсов.

Метод регулируемого фронта заключается в том, что фронт выходного импульса формируют по окончании отсчета преобразуемого числа, который начинается с приходом синхросигнала и осуществляется с использованием тактовых импульсов, а срез – с приходом очередного синхросигнала.

Метод двухстороннего регулирования заключается в том, что фронт выходного импульса формируют по окончании отсчета одного преобразуемого числа, а срез – по окончании другого. При этом отсчет обеих чисел осуществляется с использованием тактовых импульсов. Если ИЦ-преобразование осуществляется по *методу симметричного регулирования*, то фронт выходного импульса на столько же отстает от синхросигнала, на сколько срез этого импульса опережает последующий синхросигнал. При выполнении ЦИ-преобразований по *методу несимметричного регулирования* положения фронта и среза выходного импульса определяются значениями преобразуемых чисел, связь между которыми может носить произвольный характер. Реализация метода двухстороннего как симметричного, так и несимметричного регулирования может осуществляться с параллельным и с последовательным отсчетами. При *параллельном отсчете* начало отсчета обоих преобразуемых чисел совпадает с синхросигналом. При *последовательном отсчете* начало отсчета первого числа, определяющего положение фронта выходного импульса, совпадает с синхросигналом, а начало отсчета второго числа, определяющего положение среза выходного импульса, совпадает с моментом окончания отсчета первого числа. *Первому режиму* при параллельном отсчете соответствует условие, при котором отсчет числа, определяющего положение фронта выходного импульса, завершается раньше, чем отсчет числа, определяющего положение среза этого импульса. *Второму режиму* соответствует условие при котором отсчет числа, определяющего положение фронта выходного импульса, завершается позже чем отсчет числа, определяющего положение его среза.

Выполнение ЦИ-преобразований по частотно-импульсному закону наиболее часто заключается в том, что частоту следования выходных импульсов формируют путем деления частоты тактовых импульсов на преобразуемое число. При использовании *метода варьированной скважности* длительность выходного импульса формируется неизменной, а при использовании *метода неварьированной скважности*, она составляет половину от периода следования выходных импульсов.

Метод полного отсчета при выполнении ЦИ-преобразований по количественно-импульсному закону заключается в том, что с приходом сигнала «ПУСК» на выходе ЦИП формируется последовательность с количеством импульсов, соответствующим преобразуемому числу. Частота следования импульсов и их длительность при этом остаются неизменными и могут задаваться заранее, например другими преобразуемыми числами.

Вопросы для самопроверки

1. Приведите примеры представления информации в импульсном виде.
2. Укажите области применения импульсных последовательностей в медицине и медицинской технике.
3. Дайте определения импульсно-цифровым и цифро-импульсным преобразователям.
4. Перечислите законы ИЦ- и ЦИ-преобразований, укажите основные операции, используемые в процессе выполнения таких преобразований.
5. Изложите принципы классификации ИЦП и ЦИП, перечислите основные методы выполнения ИЦ- и ЦИ-преобразований.

2 ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ВИДЕ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

2.1 Формы представления информации и параметры электрических сигналов

Информация в электронных медицинских системах может быть представлена двумя формами сообщений.

Первая форма представления информации называется *аналоговой*. Характерным для нее является то, что количество значений, которые может принимать при этом некоторая величина *бесконечно* велико. Таких значений бесконечно много даже тогда, когда величина изменяется в ограниченном диапазоне, например от 0 до 10000 или от 0 до 0,0001.

Вторая форма представления информации называется *дискретной*. Здесь величины принимают не все, а лишь вполне определенные значения, а их количество может быть достаточно большим, но всегда *конечно*.

Независимо от формы представления информации она передается и преобразуется в электронных медицинских системах в виде электрических сигналов – токов или напряжений, которые представляют собой функции времени. Параметры электрических сигналов, посредством которых передается информация, называются *информационными*. К таким параметрам могут быть отнесены амплитуда, частота, фаза, длительность импульсов, пространственное распределение серий импульсов на одной или нескольких параллельных линиях и т.д.

По форме передаваемых сообщений различают:

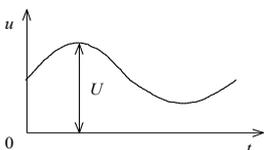
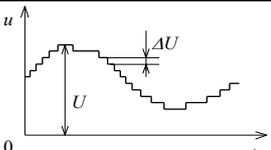
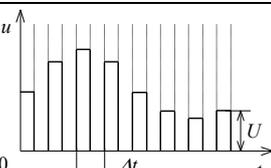
- *аналоговые сигналы* (информационные параметры внутри заданного диапазона могут принимать любые значения);
- *дискретные сигналы* (информационные параметры могут принимать лишь определенные дискретные значения)

По характеру изменения значений информационных параметров различают:

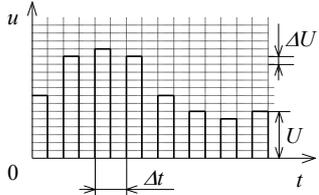
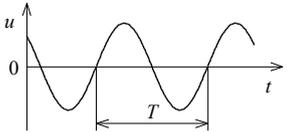
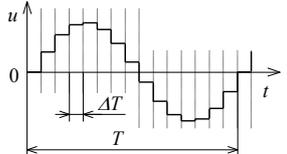
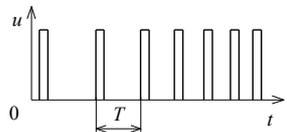
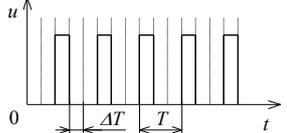
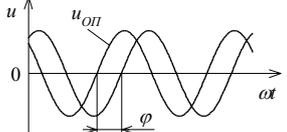
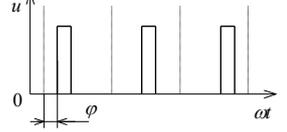
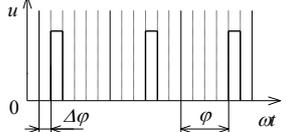
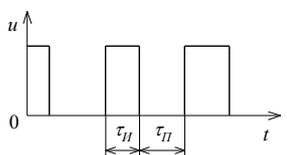
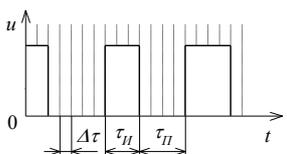
- *непрерывные сигналы* (информационные параметры могут изменяться в любые моменты времени);
- *прерывистые сигналы* (информационные параметры могут принимать другие значения лишь в определенные моменты времени).

Основные виды электрических сигналов, при помощи которых передается информация в электронных медицинских системах приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Основные виды электрических сигналов для передачи информации

№	Вид сигнала	Название сигнала и его основные характеристики
1	2	3
1		<i>Амплитудно-непрерывный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр – амплитуда U ; Характер – непрерывный; Форма – аналоговая.
2		<i>Амплитудно-непрерывный дискретный сигнал</i> Информационный параметр - амплитуда U ; Характер – непрерывный; Форма – дискретная (ΔU).
3		<i>Амплитудно-импульсный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр – амплитуда U ; Характер – прерывистый; Форма – аналоговая.

Продолжение таблицы 2.1

1	2	3
4		<p><i>Амплитудно-импульсный дискретный сигнал</i> Информационный параметр – амплитуда U ; Характер – прерывистый; Форма – дискретная (ΔU).</p>
5		<p><i>Частотно-непрерывный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр – период T или частота $f=1/T$; Характер – непрерывный; Форма – аналоговая.</p>
6		<p><i>Частотно-непрерывный дискретный сигнал</i> Информационный параметр – период T или частота $f=1/T$; Характер – непрерывный; Форма – дискретная (ΔT).</p>
7		<p><i>Частотно-импульсный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр – период T или частота $f=1/T$; Характер – прерывистый; Форма – аналоговая.</p>
8		<p><i>Частотно-импульсный дискретный сигнал</i> Информационный параметр – период T или частота $f=1/T$; Характер – прерывистый; Форма – дискретная (ΔT).</p>
9		<p><i>Фазово-непрерывный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр – фазовый сдвиг φ; Характер – непрерывный; Форма – аналоговая.</p>
10		<p><i>Фазово-импульсный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр – фазовый сдвиг φ; Характер – прерывистый; Форма – аналоговая.</p>
11		<p><i>Фазово-импульсный дискретный сигнал</i> Информационный параметр – фазовый сдвиг φ; Характер – прерывистый; Форма – дискретная ($\Delta \varphi$).</p>
12		<p><i>Широтно-импульсный аналоговый сигнал</i> Информационный параметр - ширина импульса $\tau_{И}$ или продолжительность паузы $\tau_{П}$; Характер – прерывистый; Форма – аналоговая.</p>
13		<p><i>Широтно-импульсный дискретный сигнал</i> Информационный параметр – ширина импульса $\tau_{И}$ или продолжительность паузы $\tau_{П}$; Характер – прерывистый; Форма – дискретная ($\Delta \tau$).</p>
14		<p><i>Количественно-импульсный сигнал</i> Информационный параметр – количество импульсов N; Характер – прерывистый; Форма – дискретная.</p>

При использовании для обработки информации ЭВМ амплитуда электрических сигналов преобразуется в цифровой код с помощью интегральных аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Для преобразования в цифровой код таких информационных параметров как частота, фаза, ширина импульсов и их количество применяются импульсно-цифровые преобразователи (ИЦП).

2.2 Представление информации в виде частоты электрического сигнала

2.2.1 Измерение частоты пульса и частоты дыхания человека

Одним из важнейших показателей сердечно-сосудистой системы человека является *частота пульса** [1].

Для оценки деятельности сердечно-сосудистой системы используют два значения частоты пульса (ЧП): текущее (в пределах периода) и среднее (за некоторый временной интервал). Диапазон изменения ЧП составляет от 20 до 240 в мин.

Существует большое разнообразие методов и устройств для измерения ЧП. Все их можно разделить на аналоговые, цифровые и программные, производящие преобразования с помощью ЭВМ или микропроцессорных систем [2].

Для измерения ЧП используются специальные приборы – ритмокардиометры, ритмокардиовазометры. Измерения ЧП может также производиться как сопутствующее измерению какого-либо основного параметра. Например, в ряде измерителей артериального давления попутно выполняется измерение ЧП, для чего в качестве сигналов используются тоны Короткова. В некоторых электрокардиоскопах, например ЭКС2-01, ЧП определяется в режиме синхронизации изображения R-зубцом по положению второго R-зубца, если первый установлен в начале шкалы. При этом обычно используются скорость развертки 25 мм/с.

Для измерения частоты пульса получили распространение пьезоэлектрические преобразователи, использующие пьезоэлектрический эффект [3]. Этот эффект состоит в возникновении электрических зарядов разных знаков на противоположных поверхностях некоторых кристаллических тел (пьезоэлектриков) при их механических деформациях (растяжении, сжатии, изгибе и т.д.).

Пьезоэлектрическими свойствами обладают природные материалы (кварц и турмалин) и синтетические вещества (сегнетова соль, дигидрофосфат калия, титанат бария, цирканат-

* *Пульс* – толчкообразные колебания стенок сосудов, возникающие в результате сердечной деятельности и зависящие от выброса крови из сердца в сосудистую систему. Различают артериальный, венозный и капиллярный пульс. Наибольшее практическое значение имеет артериальный пульс, обычно прощупываемый в области лучевой артерии.

У здоровых людей частота пульса соответствует частоте сердечных сокращений и равна 60 – 80 в 1 мин. Учащение сердечных сокращений (более 90 в 1 мин.) называется тахикардией, урежение (менее 60 в 1 мин.) – брадикардией. При некоторых заболеваниях сердца частота пульса может быть реже частоты сердечных сокращений – дефицит пульса. У детей пульс более частый, чем у взрослых, у девочек – несколько более частый, чем у мальчиков. Ночью пульс реже, чем днём.

В норме пульс учащается при физическом напряжении, нервно-эмоциональных реакциях. Тахикардия является приспособительной реакцией аппарата кровообращения на возросшую потребность организма в кислороде и способствует повышенному кровоснабжению органов и тканей. Однако компенсаторная реакция тренированного сердца (например, у спортсменов) выражается не столько в развитии тахикардии, сколько в усилении сердечных сокращений, что предпочтительнее для организма. Многие заболевания сердца, желез внутренней секреции, нервные и психические болезни, повышение температуры тела, некоторые отравления также вызывают тахикардию. Брадикардия возникает при некоторых болезнях сердца, отравлениях, а также под действием ряда медикаментов.

В норме пульс ритмичный, то есть пульсовые волны следуют друг за другом через равные интервалы времени. Расстройства сердечного ритма называют аритмиями, пульсовые волны при этом следуют через неравные промежутки времени. Другая характеристика пульса – его наполнение, зависящее в основном от мощности нагнетательной способности сердца в период его сокращения (систола). Напряжение пульса определяется степенью усилия, необходимого для сдавливания артерии и связано с высотой артериального давления. Изучение особенностей пульса даёт врачу ценную информацию о состоянии больного.

титанат свинца и др.). Количественно пьезоэффект оценивается пьезомодулем d , устанавливающим пропорциональную зависимость между величиной возникающего заряда Q и приложенной силой P : $Q=d \cdot P$. Кроме того, пьезоэлектрики характеризуются механической прочностью, зависимостью пьезомодуля от температуры и влажности среды. Как правило, искусственные пьезоэлектрики имеют пьезомодуль, во много раз превышающий пьезомодуль кварца, но обладают гораздо меньшей механической прочностью, большей зависимостью параметров от температуры и влажности среды.

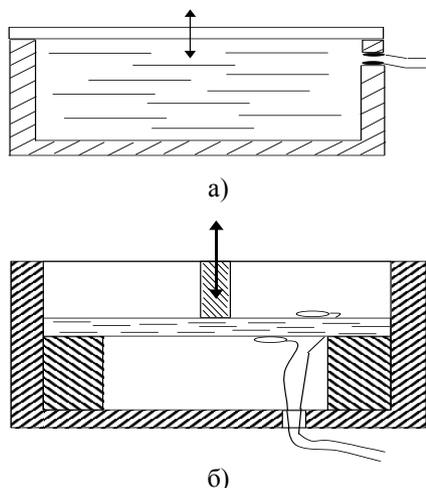


Рисунок 2.1 – Пьезоэлектрические датчики артериального пульса

Датчики, работающие на основе пьезоэлектрического эффекта, относятся к числу генераторных датчиков. Конструктивно они выполняются в виде таблеток диаметром 10-15 мм и высотой 3-5 мм. Внутри этого корпуса расположен пьезоэлемент, работающий на сжатие (рис. 2.1,а) или на изгиб (рис. 2.1,б). Датчики такой конструкции, приложенные к стенке артерии, дают на выходе импульсный сигнал, причем частота следования импульсов совпадает с частотой пульса.

Для измерения частоты пульса используются также, оптронные датчики, которые обладают помехоустойчивостью и просты в применении, благодаря чему они получили широкое распространение [2]. Эти датчики работают на просвет или отражение. На рис. 2.2,а показано крепление пальцевого оптронного датчика периферического пульса. В качестве источника излучения (И) применяется инфракрасный светодиод, в качестве приемника (П) – фотодиод или фоторезистор. При колебаниях кровенаполнения сосудов изменяется их светопропускающая способность, что приводит к возникновению импульсов в цепи фотоприемника. На рис. 2.2,б показан оптронный датчик, работающий на отражение. Такие датчики применяются в мониторах скорой помощи. Они крепятся на лоб посредством ремня (совместно с датчиком дыхания). В качестве источника света используются четыре светодиода. Оптронные датчики нечувствительны к акустическим и механическим помехам.

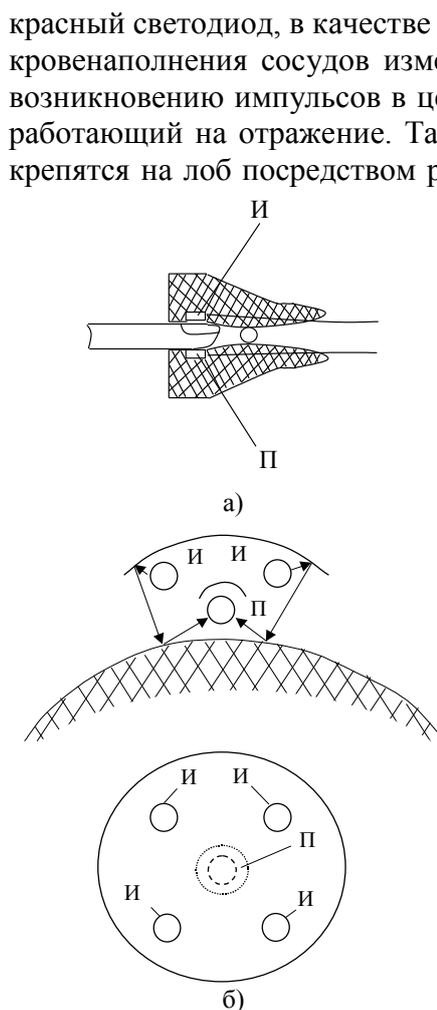


Рисунок 2.2 – Оптронные датчики пульса.

Для измерения ЧП могут также использоваться любые другие датчики, частота сигналов которых равна частоте пульса. В качестве таких датчиков могут использоваться электроды электрокардиографов и электрокардиоскопов, сфигмографические датчики и датчики тонов Короткова .

Упрощенная схема ритмокардиовазометра, позволяющего измерять частоту пульса, приведена на рис. 2.3. При поступлении импульса u_{II} от датчика пульса блок управления (БУ) формирует импульс u_K калиброванной длительности T_K . После этого на вычитающий n -разрядный счетчик (ВС) начинают поступать импульсы u_D от делителя (Д), который уменьшает частоту f_0 генератора тактовых импульсов (ГТИ) в k_D раз. Это продолжается до прихода очередного импульса от датчика пульса (рис. 2.4). Так как $T_K \ll T_{II}$, то практически за период T_{II} на вход вычитающего счетчика поступит число импульсов

$$N_T = T_{II} / (k_D \cdot T_0), \quad (2.1)$$

где T_0 – период тактовых импульсов $T_0=1/f_0$.

В конце периода T_{II} на выходе вычитающего счетчика будет сформирован код числа $2^n - N_T$.

С приходом очередного импульса от датчика пульса

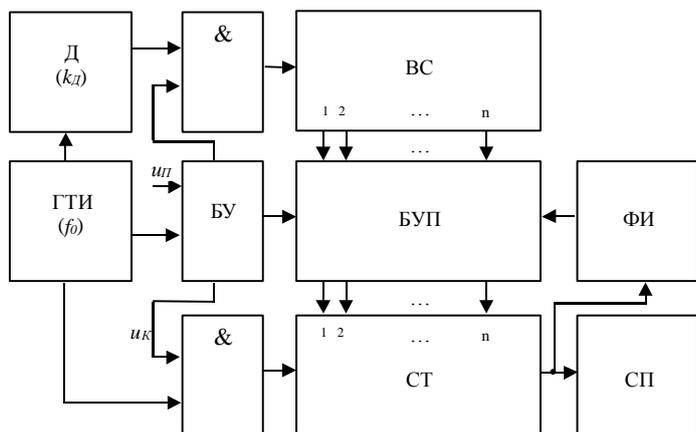


Рисунок 2.3 – Функциональная схема ритмокардиографометра

ряда, записывается в счетчик переполненный (СП) и через формирователь импульса (ФИ) открывает блок управления переносом (БУП). В результате этого информация из ВС снова заносится в суммирующий счетчик. Количество переполнений этого счетчика за временной интервал T_K может быть определено выражениями

$$N_{\Pi} = T_K / (N_T \cdot T_0)$$

или, с учетом (2.1)

$$N_{\Pi} = k_D T_K / T_{\Pi} \tag{2.2}$$

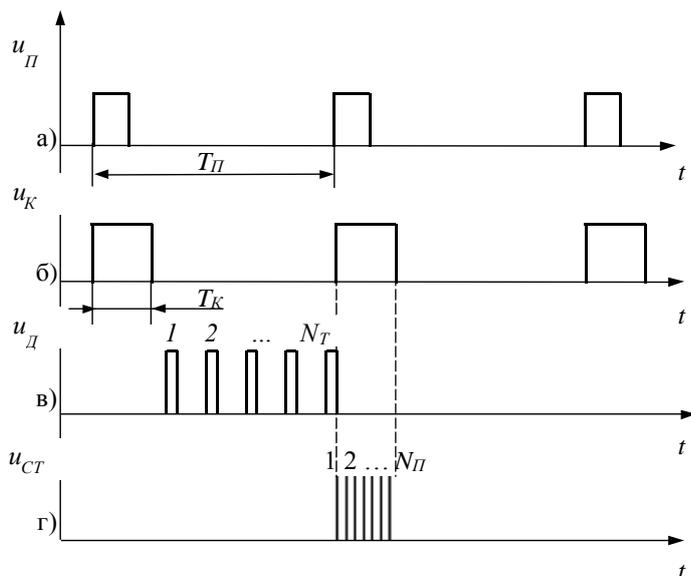


Рисунок 2.4 – Временные диаграммы ритмокардиографометра

$$N'_T = (T_{\Pi} - T_K) / (k_D T_0) < N_T \tag{2.3}$$

Поэтому число переполнений N_{Π} окажется несколько больше определяемого формулой (2.2). Для исключения этой погрешности в конце интервала T_{Π} код 2^n вычитающего счётчика уменьшают на число импульсов следующих с частотой f_0/k_D , которое могло бы пройти за интервал T_K . При выбранных f_0 , k_D и T_K это число будет равно 60. При $n=12$ в ВС должно записываться исходное число, значение которого может быть определено как $2^{12}-60=4096-60=4036$, или в двоичном коде 111111000100.

формируется интервал T_K и на вход суммирующего счетчика (СТ), который имеет такое же число разрядов, как и ВС, начинают поступать импульсы с частотой f_0 . В самом начале интервала T_K содержимое ВС $2^n - N_T$ переписывается в суммирующий счетчик. Когда на вход этого счетчика поступит N_T импульсов, он переполнится (обнулится):

$$2^n - N_T + N_T = 2^n, \text{ т.е. } 00\dots 0.$$

Импульс, возникающий при переполнении на выходе старшего разряда,

При соответствующем выборе T_K и k_D число N_{Π} будет равно частоте пульса f_{Π} . Пусть, например, $f_{\Pi}=60$ уд/мин и $T_K=60$ мс. Тогда из (2.2) находим $k_D=1000$.

Число разрядов вычитающего и суммирующего счетчиков зависит от тактовой частоты f_0 и минимальной измеряемой ЧП. Пусть $f_0=1$ МГц, а ЧП $f_{\Pi m:n}=20$ уд/мин. Тогда за период T_{Π} число импульсов N_T получается равным 3000. Учитывая, что $2^{11} < 3000 < 2^{12}$, принимаем $n=12$. Счетчик переполнений должен быть двоично-десятичным.

При определении числа импульсов по формуле (2.1) не учитывалась погрешность за счёт конечной величины T_K . Фактически N_T будет меньше этой величины:

*Частота дыхания** является простейшим, но достаточно важным информационным показателем, который используется для оценки состояния дыхательной системы человека.

Приборы и инструменты для проведения исследований этой системы обычно достаточно сложны и могут быть разделены на две категории. Первая включает приборы и тесты, предназначенные для измерения параметров механизма дыхания и физических характеристик легких (функция внешнего дыхания). Ко второй категории относится все, что касается диффузии газов в легких, распределение кислорода, сбора и удаления двуокиси углерода (показатель основного обмена).

Для оценки *частоты дыхания* существует специальная методика, которая обычно сводится к следующему: электрические сигналы, полученные от соответствующего датчика, усиливаются, формируются в импульсы, *каждый из которых* соответствует *единичному акту дыхания*, а затем эти импульсы интегрируются или подсчитываются на определенном интервале времени.

Диапазон измерения частоты дыхания обычно составляет от 4 до 50 дыханий в минуту. Расширение диапазона измерения до 100 дыханий в минуту рекомендуется для универсальных систем, используемых в том числе и для наблюдения за новорожденными и пациентами стационаров.

Один из путей измерения частоты дыхания заключается в фиксации моментов периодически повторяющихся движений грудной клетки. Он может быть наиболее просто осуществлена с помощью трех типов пассивных биоуправляемых датчиков: контактных, резистивных и пневматических [3].

Устройство контактного датчика показано на рис. 2.5,а. На основании 1 укреплены две контактные пластины 2 и 3, образующие нормально разомкнутый контакт. В направляющих втулках 4 движется шток 5. Шток и основание датчика имеют кольца для крепления ремня, опоясывающего грудную клетку. При входе шток 5 движется влево и своим выступом 6 передвигает нижнюю контактную пластину 2. *Цепь замыкается, фиксируя момент вдоха.*

* *Дыханием* называется обмен газов при любом биологическом процессе. Для поддержания жизни человеческое тело должно получать кислород, который вместе с углеродом, водородом и другими элементами, поступающими с пищей, обеспечивают создание тепла и энергии для выполнения работы. В результате происходящего в клетках процесса, который называется *метаболизмом*, образуется некоторое количество воды и основного продукта отхода деятельности организма – двуокиси углерода (CO_2). Процесс дыхания необходимо рассматривать как единый процесс поглощения кислорода из окружающей среды, транспортировку кислорода к клеткам, удаление из клеток двуокиси углерода и выброс продуктов отхода в атмосферу.

Клетки тканей организма человека, как правило, не имеют непосредственного контакта с окружающей внешней средой, поскольку окружены тканевой жидкостью, которую можно рассматривать как внутреннюю окружающую среду организма. Клетки поглощают кислород из этой жидкости и выбрасывают в нее продукты отхода, включая и двуокись углерода. Циркулирующая кровь представляет собой среду, с помощью которой кислород поступает во внутреннюю окружающую среду организма. Двуокись углерода удаляется из тканевых жидкостей с помощью того же самого механизма. Газовый обмен между кровью и внешней окружающей средой происходит в лёгких и называется *внешним дыханием*.

Легкие обеспечивают насыщение крови кислородом и удаление двуокиси углерода. Этот процесс управляется другими системами организма. Во время вдоха свежий воздух поступает в дыхательный тракт, увлажняется и нагревается до температуры тела и смешивается с газами, которые уже находятся в области, образованной трахеями и бронхами. Этот газ в дальнейшем смешивается с газом, остающимся в альвеолах. Кислород диффундирует из альвеол в подающие кровь легочные капилляры, двуокись углерода – наоборот. Далее кислород выносится из лёгких и распределяется среди различных клеток тела системой кровообращения, которая также возвращает двуокись углерода в легкие. Весь процесс вдыхания и выдыхания воздуха, газового обмена, распределения кислорода по клеткам тела, сбор CO_2 и отведение его от клеток тела получил название *легочной функции*. Тесты, позволяющие оценить различные компоненты этого процесса, получили название *тестов легочной функции*.

Дыхание выполняется с помощью мускулатуры, которая в буквальном смысле изменяет объем грудной клетки, создавая тем самым отрицательное и положительное давление, которое и перемещает воздух внутрь легких или выталкивает его из них. При этом работу производят два мышечных комплекса: мышцы в диафрагме и вблизи нее, которые заставляют диафрагму перемещаться вверх и вниз, изменяя размер грудной клетки в вертикальном направлении, и мышцы, которые перемещают ребра, изменяя тем самым горизонтальный диаметр грудной клетки.

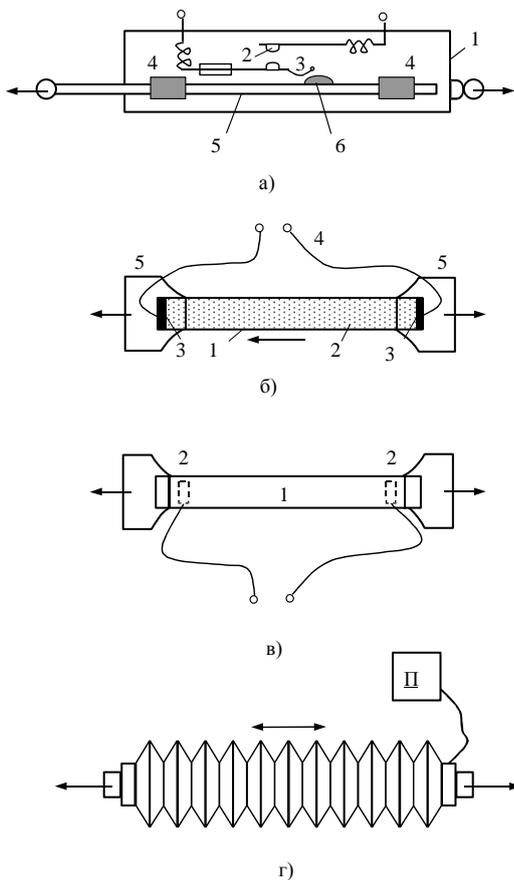


Рисунок 2.5 – Датчики для измерения частоты дыхания

Резистивный датчик частоты дыхания (рис. 2.5,б) представляет собой резиновую эластичную трубку 1, наполненную угольным порошком 2. С торцов трубки вставлены электроды 3 для создания хорошего контакта между отводящими проводниками 4 и угольным порошком 2. К концам трубки с помощью проволочных скоб 5 крепится опоясывающий грудную клетку ремень. При вдохе резиновая трубка растягивается, ее поперечное сечение уменьшается, что приводит к увеличению сопротивления столба угольного порошка, заключенного в трубке. При изменении сопротивления изменяется ток в цепи. Измерительной схемой эти изменения преобразуются в импульсы тока определенной длительности, частота следования которых равна частоте дыхания.

В другом резистивном датчике (рис. 2.5,в) в качестве чувствительного элемента используется специальная токопроводящая резина 1. Kontakтами служат электроды 2. Растяжение резины при вдохе ведет к увеличению сопротивления, которое, как и ранее, преобразуется в импульсы тока.

Пневматический датчик (рис. 2.5, г) представляет гофрированную резиновую трубку, герметично закрытую с торцов. При растяжении объем трубки увеличивается, и давление воздуха внутри нее падает. Изменение давления улавливается с помощью

какого-либо преобразователя (II) давление-электрический сигнал, например, с помощью угольного датчика давления.

Датчики частоты дыхания, принцип работы которых основан на фиксации движений грудной клетки, обладают существенным недостатком: они фиксируют любое изменение окружности грудной клетки, как связанное с дыханием, так и просто вследствие движения тела пациента. Поэтому такие датчики чаще применяются при исследовании больного в условиях покоя и необходимого комфорта.

Диафрагма представляет собой куполо- или колоколообразную мышцу, расположенную внизу грудной клетки. При сокращении она вытягивается вниз, увеличивая грудную полость. Этот процесс является основным (основной механической силой), обеспечивающим дыхание. В то же самое время, когда диафрагма перемещается вниз, группа внешних межреберных мышц поднимает реберную систему и грудину. Благодаря форме реберной системы этот подъем также приводит к увеличению эффективного диаметра грудной полости. Получающееся в результате увеличение объема грудной полости создает в грудной клетке отрицательное давление. Так как грудная клетка представляет собой замкнутую камеру и единственным выходом во внешнюю среду является выход из легких, то это отрицательное давление компенсируется воздухом, поступающим в легкие. При этом легкие расширяются только за счет внутреннего давления воздуха в них, которое превышает давление в грудной клетке вне легких.

После расслабления мышц, обеспечивающих вдох, эластичность легких и реберной системы в сочетании с тонусом диафрагмы уменьшают объем грудной клетки, создавая тем самым положительное давление, которое выталкивает воздух из легких, то есть обеспечивает выход. При форсированном выдохе комплекс брюшных мышц с большой силой выталкивает диафрагму вверх и в то же время внутренние межреберные мышцы подтягивают реберную систему вниз. В этом случае на легкие воздействует давление, которое с силой выталкивает воздух.

Давление внутри легких (интраальвеолярное) во время нормального вдоха около -3 мм рт. ст., во время выхода около $+3$ мм рт. ст. Способность легких и грудной клетки расширяться при вдохе называется *растяжимостью*, которая определяется как увеличение объема легких на единицу увеличения интраальвеолярного давления. Сопротивление, которое испытывает поток воздуха при входе в легкие и выходе из них, называется *сопротивлением воздушного тракта*.

Датчик, фиксирующий изменение температуры потока воздуха в верхних дыхательных путях, свободен от этого недостатка. Конструктивно он представляет собой клипсу, которая надевается на крыло носа. В качестве термочувствительного элемента обычно используется термистор. Сопротивление термистора зависит от температуры обдувающего его потока воздуха. Известно, что разница температур вдыхаемого и выдыхаемого воздуха в нормальных условиях может достигать 4 - 5°C. Изменение сопротивления приводит к изменению тока через термистор. На выдохе амплитуда тока через термистор возрастает, на вдохе – уменьшается. Каждое изменение тока соответствует одному дыхательному движению. В результате с выхода датчика снимается *последовательность импульсов*, которая используется для измерения частоты дыхания.

Измерение частоты дыхания осуществляется с помощью аналоговых и дискретных систем [3]. При измерении средней частоты дыхания аналоговым измерителем каждый импульс вдоха – выдоха преобразуется в импульс стандартной амплитуды $U_{имп}$ и длительности τ , после чего последовательность импульсов подается на усредняющее устройство (например, на идеальный коммутируемый интегратор или же, что чаще, на интегрирующий (сглаживающий) фильтр типа интегрирующей RC-цепочки). На выходе усредняющего устройства получается аналоговый сигнал (напряжение), в определенном масштабе соответствующий искомой средней частоте дыхания.

Дискретные методы измерения средней частоты дыхания, как правило, заключаются в подсчете числа дыханий за фиксированный интервал времени с помощью счетчиков импульсов на дискретных элементах с последующей индикацией результатов на цифровом табло или с регистрацией печатающим устройством.

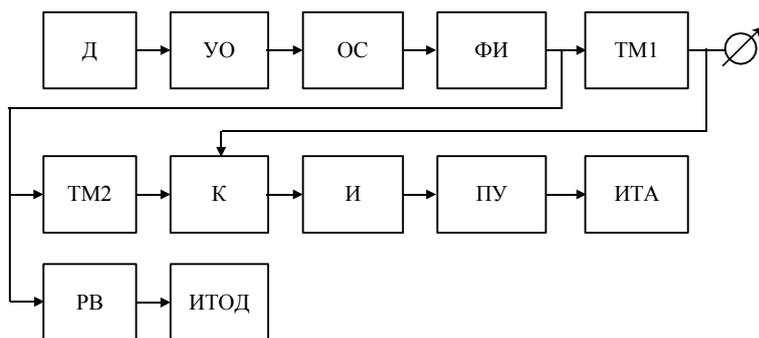


Рисунок 2.6 – Схема измерения частоты дыхания.

Схема устройства для измерения частоты дыхания, основанная на дискретном методе приведена на рис. 2.6.

Сигнал дыхания от грудного или носового датчика (Д) усиливается усилителем-ограничителем (УО), дополнительно ограничивается сверху (ОС) и в виде сформированного импульса стандартной амплитуды и длительности поступает с выхода формирователя импульсов (ФИ) на тахометры ТМ1 и ТМ2, а также обнуляет реле времени (РВ). Последнее при отсутствии сигнала дыхания в течение 20 с срабатывает и выдает сигнал на индикатор тревоги остановки дыхания (ИТОД).

Тахометры 1 и 2 рассчитаны на разное время усреднения (соответственно 1 м и 10 с). При возникновении аритмии дыхания напряжение на выходе тахометра 2 изменяется примерно пропорционально модуляции частоты дыхания. В результате срабатывает компаратор (К) и выдается сигнал на интегратор (И). В случае продолжительного неритмичного дыхания напряжение на выходе интегратора достигает уровня срабатывания порогового устройства (ПУ), которое в свою очередь выдает сигнал на индикатор тревоги аритмии (ИТА).

2.2.2 Измерение физических и физиологических показателей генераторными датчиками с частотным выходом

В последние годы, в связи с развитием цифровой и микропроцессорной техники, особенно актуальным стало использование генераторных датчиков с частотным выходом для измерения физических и физиологических показателей. В частности, устройства съема информации, реализованные на S-диодах или однопереходных транзисторах [4], могут быть использованы для измерения температуры нагреваемых объектов в медицинском оборудова-

нии или для измерения температуры тела человека*.

При реализации генератора на S -диоде в режиме резонансных гармонических колебаний частота генерации будет определяться выражением

$$\omega = (LC)^{-1/2}. \quad (2.4)$$

Индуктивность L диода с длинной базой обусловлена запаздыванием по фазе тока относительно напряжения. После подачи напряжения на диод происходит инжекция неосновных носителей заряда в базу, ее сопротивление уменьшается, а ток, протекающий через диод, увеличивается. Конечное значение тока устанавливается через время, в течение которого инжектированные носители пролетают через базу. Зависимость индуктивности длинного диода с базой n -типа от частоты (в диффузионном приближении) можно определить в виде

$$L = \frac{L_0}{(1 + \omega^2 \tau_p^2)^m}, \quad (2.5)$$

где L_0 – индуктивность на низких частотах; $m \approx 3/4$. Подставляя (2.5) в (2.4), в области высоких частот получаем

$$\omega = \frac{\tau_p^2}{(L_0 C)^2}. \quad (1.6)$$

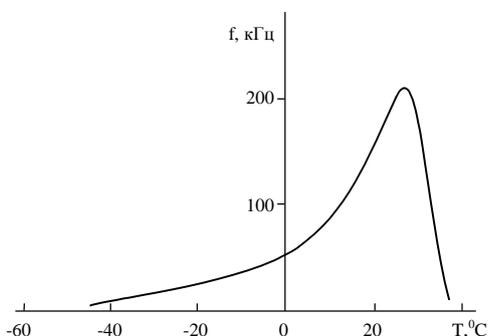
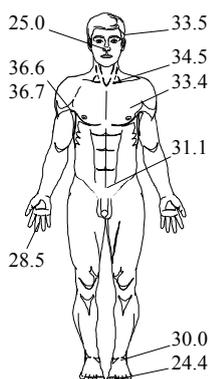


Рисунок 2.7 – Зависимость частоты колебаний в генераторе на S -диоде от температуры

В S -диоде из кремния, компенсированного примесями, образующими в запрещенной зоне глубокие уровни, с увеличением концентрации инжектированных носителей заряда происходит увеличение времени их жизни. Аналогичные процессы происходят и при увеличении концентрации неосновных носителей за счет повышения температуры. Следовательно, с повышением температуры S -диода частота генерации должна возрастать. На рис. 2.7 показана зависимость частоты колебаний в генераторе на S -диоде от температуры при токе через диод, равном 0.16 мА. С ростом тока через диод частота увеличивается.

* У человека различают **температуру** внутренней среды организма (системная температура) и температуру кожных покровов (поверхностная температура). Температура внутренних органов неодинакова и зависит от интенсивности протекающих в них биохимических процессов. Самую высокую температуру имеет печень (около 38°C). Температура внутренних органов в целом значительно выше, чем кожного покрова. Системная температура измеряется термочувствительными приборами, помещенными в рот, подмышку или в прямую кишку. Нормальная температура во рту здорового человека приблизительно 37°C, подмышкой она примерно на один градус ниже, а в прямой кишке примерно на один градус выше. Поверхностная температура человека неодинакова на разных участках: выше в подмышечной впадине, несколько ниже на коже шеи, лица, туловища, ещё ниже на коже кистей рук и стоп и самая низкая на коже пальцев ног (см. рисунок.).

У человека температура тела при измерении в подмышечной впадине колеблется в пределах 36,6 – 36,7°C, причём в некоторых здоровых людей она может быть несколько ниже 36°C или немного выше 37°C.



Температура тела зависит от температуры окружающего воздуха, его влажности, скорости движения, интенсивности мышечной работы, одежды, чистоты и влажности кожи и т.д. При неблагоприятных внешних условиях возникает охлаждение или перегревание организма. Известны физиологические колебания температуры тела в течение дня. У пожилых и старых температура тела может быть несколько ниже, чем у людей среднего возраста. В раннем детском возрасте отмечается особая неустойчивость температуры тела с большими колебаниями при разных состояниях. Изменения температуры тела наблюдаются при различных заболеваниях или в связи с расстройством *терморегуляции*. Большинство воспалительных и инфекционных заболеваний сопровождается повышением температуры тела; при некоторых инфекционных заболеваниях отмечается определённая закономерность её изменений, что имеет диагностическое значение. Температура тела может понижаться при отравлении различными ядами (кураре, никотин, эфир), при коме, некоторых истощающих заболеваниях.

По аналогии с температурным коэффициентом сопротивления для характеристики термочувствительности S -диода можно ввести температурный коэффициент частоты

$$\alpha_f = \frac{\partial f}{f \partial T}, \quad (2.7)$$

показывающий относительное изменение частоты при изменении температуры на 1°C . Для рассматриваемого S -диода эта величина при $t=20^\circ\text{C}$ порядка $5\text{--}6\%/^\circ\text{C}$.

В качестве частотного датчика температуры может быть использован и однопереходный транзистор (ОТ). Зависимость индуктивности ОТ от частоты выражается формулой, аналогичной (2.5). Однако в качестве базы ОТ используется обычно полупроводник, легированный примесью, образующей в запрещенной зоне мелкозалегающие уровни. Время жизни носителей в таком полупроводнике, например, в n -германии, уменьшается с ростом концентрации инжектированных носителей. Это уменьшение с ростом температуры приводит к уменьшению частоты генерации. Время жизни является параметром, определяющим частоту генерации, если время пролета инжектированных носителей через базу больше τ_p . В противном случае определяющим параметром будет время пролета, которое зависит от подвижности неосновных носителей. Соответственно уменьшение частоты с ростом температуры будет объясняться уменьшением подвижности.

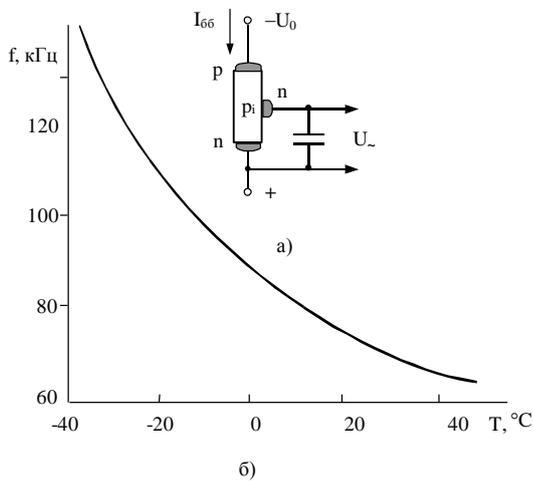


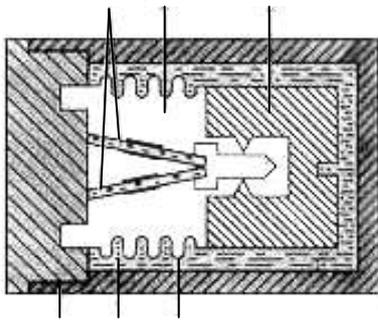
Рисунок 2.8 – Генератор ОТ (а) и зависимость частоты генерации от температуры (б)

Одна из возможных схем датчика температуры на ОТ показана на рис. 2.8,а. База ОТ изготовлена из p -германия почти собственной проводимости. Контакты, подключенные к базе p - и n -типа, смещены в обратном направлении, что приводит к обеднению базы носителями заряда. Вследствие этого уменьшается исходная проводимость базы σ_n и увеличивается дифференциальное сопротивление эмиттерной цепи. Уменьшение σ_n вызывает уменьшение межбазового тока I_{bb} и снижение рассеиваемой в ОТ мощности. Если эмиттерный n - p -переход расположен в середине стержня, то потенциал эмиттера изменяется в обе стороны относительно U_0 . После включения напряжения U_0 конденсатор заряжается. Эмиттерный n - p -переход включен в обратном направлении, вследствие чего он экстрагирует носители заряда из базы. Обедненная область заполняет нижнюю часть базы, сопротивление которой повышается и конденсатор заряжается до напряжения, большего U_0 . При разрядке конденсатора эмиттер инжектирует носители заряда в базу. Они дрейфуют в нижнюю часть базы, ее сопротивление понижается и конденсатор разряжается до напряжения, меньшего U_0 . На рис. 2.8,б показана зависимость частоты от температуры. Используя эту зависимость от температуры, на основе ОТ можно создавать пороговые датчики, колебания в которых возникают только при достижении определенной температуры.

Для измерения различных физических и физиологических показателей широко используются пьезоэлектрические преобразователи [5].

Для измерения различных физических и физиологических показателей широко используются пьезоэлектрические преобразователи [5].

Действие пьезорезонансного преобразователя (ПРП) основано на изменении электрических параметров (например, резонансной частоты, сопротивления) чувствительного элемента преобразователя при воздействии на него измеряемого показателя [15]. В ПРП в качестве чувствительного элемента используют пьезоэлектрический резонатор (в основном из кварца), работающий в режиме резонансных колебаний (рис. 2.9). ПРП используются главным образом для измерения статических, механических, тепловых, электромагнитных и других



- 1 – кварцевые пьезоэлектрические резонаторы;
 2 – вакуумная полость; 3 – инерционная масса;
 4 – разделительный сильфон;
 5 – демпфирующая жидкость; 6 – корпус.

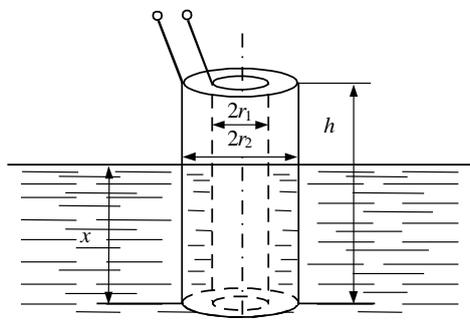
Рисунок 2.9 – Схематическое изображение пьезорезонансного

физических параметров в широком динамическом диапазоне с высокой точностью (например, при измерении механических воздействий в динамическом диапазоне до 140 дБ погрешность измерения не превышает 10^{-4} %). Выделяют ПРП, в которых измеряемый показатель изменяет частоту пьезоэлектрического резонатора. Основным преимуществом ПРП является высокая чувствительность и линейность преобразования (например, при измерении температуры чувствительность достигает 3 кГц/град, а нелинейность преобразования в температурном диапазоне 0-100°C не превышает 0.05°C), а также возможность передачи выходных сигналов на достаточно большие расстояния. Нанесение селективного сорбента на колеблющуюся поверхность пьезоэлектрического резонатора ПРП позволяет использовать их для измерения толщины тонких пленок, влажности, концентрации различных химических веществ и др.

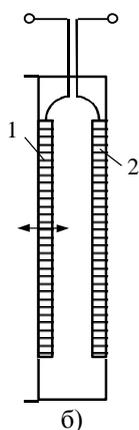
2.2.3 Измерение физических и физиологических показателей резонансными системами с параметрическими датчиками

Параметрические емкостные и индуктивные датчики широко используются в медицинских приборах для измерения кровяного давления, тонов сердца и тонов Короткова, уровней жидкости и т.д.

В соответствии со схемой включения датчиков можно выделить две группы устройств [6]. К первой группе относятся устройства, в которых датчики используются как элементы делителей напряжения. Изменение полного сопротивления датчика сопровождается изменением напряжения на выходе делителя. Регистрируя эти изменения, контролируют величину параметра, действующего на датчик.



а)



б)

Рисунок 2.10 – Емкостные датчики для измерения уровня жидкости (а) и для измерения давления (б)

Ко второй группе относятся устройства, в которых датчики используются как элементы колебательных контуров высокочастотных генераторов. Изменение параметров датчика в таких устройствах сопровождается изменением частоты генерируемых колебаний. Регистрируя эти изменения, контролируют величину параметра, действующего на датчик.

Принцип действия емкостного датчика основан на преобразовании контролируемого параметра в изменение емкости конденсатора, которая является функцией расстояния d между обкладками, площади обкладок S и диэлектрической проницаемости материала между обкладками ϵ . Емкость плоского конденсатора C определяется по формуле:

$$C = \frac{\epsilon S}{d}. \quad (2.8)$$

Емкостные датчики могут использоваться для измерения и контроля различных величин, изменения которых приводят к изменениям S , d или ϵ .

Для измерения уровня жидкости часто используют цилиндрические емкостные датчики (рис. 2.10,а), емкость которых определяется по формуле:

$$C = [(\varepsilon_x - 1)x + h] C_0, \quad (2.9)$$

где ε_x - диэлектрическая проницаемость контролируемой жидкости; x - уровень жидкости в датчике; C_0 - емкость цилиндрического воздушного конденсатора на единицу высоты h

$$C_0 = \frac{2\pi}{\ln \frac{r_2}{r_1}}; \quad (2.10)$$

r_1, r_2 - радиусы внутреннего и наружного цилиндров.

Если жидкость является электропроводной, обкладки конденсатора покрываются тонким слоем изоляционного материала.

На рис. 2.10,б приведено устройство емкостного датчика для измерения артериального давления [3]. При изменении давления изменяется расстояние d между подвижной 1 и неподвижной 2 пластинами конденсатора, что приводит к изменению его емкости (см. выражение (2.8)).

Емкостные датчики обладают высокой чувствительностью, особенно при использовании в резонансных измерительных системах, небольшими габаритами и массой. Влияние датчиков на контролируемый параметр незначительно. К числу недостатков емкостных датчиков относят их сильную подверженность влиянию посторонних электрических полей, влияние на точность датчика паразитных емкостей, необходимость использования высокочастотных генераторов для питания датчиков. Перечисленные факторы обуславливают необходимость тщательного экранирования емкостных датчиков.

В основе действия *индуктивных датчиков* лежит изменение индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником под воздействием контролируемого параметра. Индуктивность L катушки с сердечником (рис.2.11) может быть определена по приближенной формуле

$$L = \frac{W^2}{R_M + R_\delta}, \quad (2.11)$$

где W - число витков обмотки 1; R_M - магнитное сопротивление сердечника 2,3; R_δ - магнитное сопротивление воздушных зазоров.

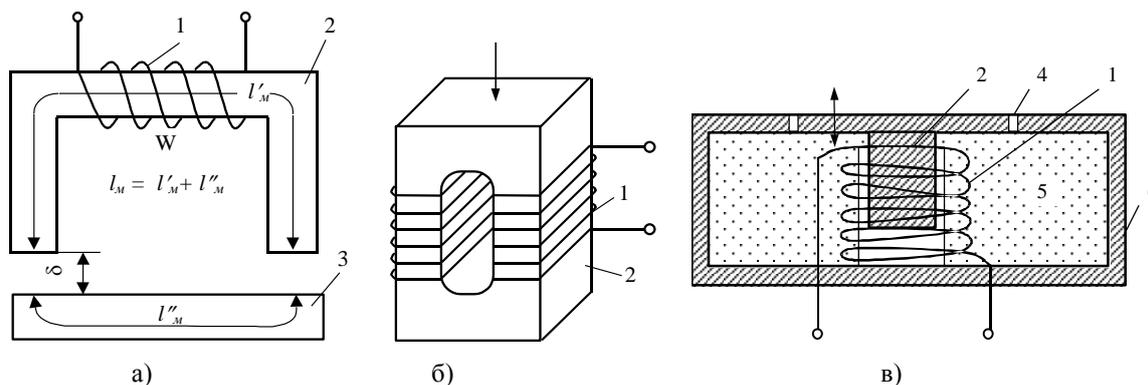


Рисунок 2.11 – Индуктивные датчики

Таким образом, индуктивность катушки можно изменять путем изменения числа витков W , а также изменением магнитных сопротивлений сердечника и воздушных зазоров. Если учесть, что

$$R_M = \frac{l_M}{\mu S_M}, \quad (2.12)$$

а

$$R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 S_\delta}, \quad (2.13)$$

где l_m и 2δ - длина магнитной линии сердечника и ширина воздушного зазора соответственно; μ и μ_0 - магнитная проницаемость материала сердечника и воздуха соответственно; S_m и S_δ - площадь поперечного сечения сердечника и воздушного зазора соответственно (рис.2.11,а), то (2.11) преобразуется к виду:

$$L = \frac{W^2}{R_m + \frac{2\delta_0}{\mu_0 S_\delta}}, \quad (2.14)$$

где $2\delta_0$ - начальное значение величины воздушного зазора.

Чаще всего изменения индуктивности производятся путем изменения длины или площади воздушного зазора и посредством изменения магнитной проницаемости сердечника. Когда изменяется длина воздушного зазора,

$$L(x) = \frac{W^2}{R_m + \frac{2}{\mu_0 S_\delta}(\delta_0 \pm x)}, \quad (2.15)$$

откуда видно, что характеристика преобразования индуктивного датчика будет нелинейной.

Явление изменения магнитной проницаемости материала сердечника под действием механических напряжений используется при построении магнитоупругих датчиков (рис.2.11,б). Магнитоупругая чувствительность ферромагнитного материала характеризует относительное изменение магнитной проницаемости материала на единицу приложенного механического напряжения σ . Установлено, что

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = \alpha \sigma, \quad (2.16)$$

где α - коэффициент, зависящий от свойств материала.

Обычно в магнитоупругих индуктивных датчиках используют катушки с замкнутым сердечником, то есть $\delta_0 = 0$. В этом случае

$$L = \mu \frac{W^2 S_m}{l_m} \quad (2.17)$$

и можно ожидать линейности характеристики преобразования при контроле механических напряжений. Действительно $\mu_\sigma = \mu + \Delta\mu = \mu(1 + \alpha\sigma)$. В этом случае

$$L(\sigma) = \mu(1 + \alpha\sigma) \frac{W^2 S_m}{l_m}. \quad (2.18)$$

Характеристики реальных магнитоупругих датчиков обладают некоторой нелинейностью (порядка единиц процентов).

Конструкция индуктивного датчика для измерения абсолютного давления приведена на рис. 2.11,в [3]. Корпусом датчика является кольцо 6, внутри которого в эластичной основе 5 расположена обмотка 1. Одна плоскость кольца имеет отверстие 4, в котором помещается сердечник 2. Если такой датчик прижать к стенке полости (например, кровеносного сосуда или глаза) так, чтобы стенка полости, соприкасающаяся с датчиком, стала плоской, и сердечник всей плоскостью прилегал к этой стенке, то единственной силой, воспринимаемой датчиком, в этом случае будет абсолютная величина давления внутри полости, независимо от жесткости стенки и напряженного состояния клеточной оболочки.

Индуктивные датчики характеризуются высокой чувствительностью, надежностью, простотой конструкции, долговечностью, возможностью работы на промышленной частоте, отсутствием скользящих контактов. К числу недостатков этих датчиков относят нелинейность характеристики, зависимость выходной величины от частоты питающего тока, ограниченные возможности уменьшения габаритов, достаточно большое влияние датчика на

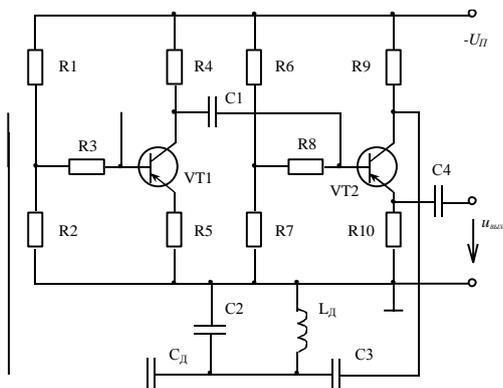


Рисунок 2.12 – Резонансное устройство съема информации с емкостным или индуктивным датчиком

контролируемый параметр.

Для обеспечения изменения частоты выходного сигнала устройства съема информации с емкостным или индуктивным датчиком может быть использована схема, приведенная на рис. 2.12 [6]. Здесь емкость C_d или индуктивность L_d датчика является элементом колебательного контура автогенератора, выполненного на транзисторах VT1 и VT2. При изменении контролируемого параметра изменяется частота генерации, что и фиксируется устройствами последующей обработки сигнала. Поскольку индуктивность (емкость) датчика входит в состав колебательного контура, то при использовании генераторных схем необходимо принимать схемные и конструктивные меры по повышению стабильности частоты генератора, снижению влияния соединительных приводов, теплового режима работы системы.

С использованием индуктивных и емкостных датчиков разработаны устройства измерения и контроля уровня жидкости, измерители линейных перемещений, давлений, усилий, измерители влажности, анализаторы состава веществ и смесей, измерители вибраций и другие электронные устройства, используемые в медицине.

2.2.4 Частотно-импульсная модуляция сигналов

Частотно-импульсная модуляция представляет собой процесс преобразования непрерывного сигнала с информационным параметром - амплитуда в импульсную последовательность с информационным параметром - частота. При этом значение частоты, как правило, пропорционально амплитуде входного сигнала. Суть частотно-импульсной модуляции поясняет рис. 2.13. Входное напряжение $u_{ВХ}$ с некоторым коэффициентом пропорциональности k преобразуется в ток $i_{ВХ}$

$$i_{ВХ} = k u_{ВХ}. \quad (2.19)$$

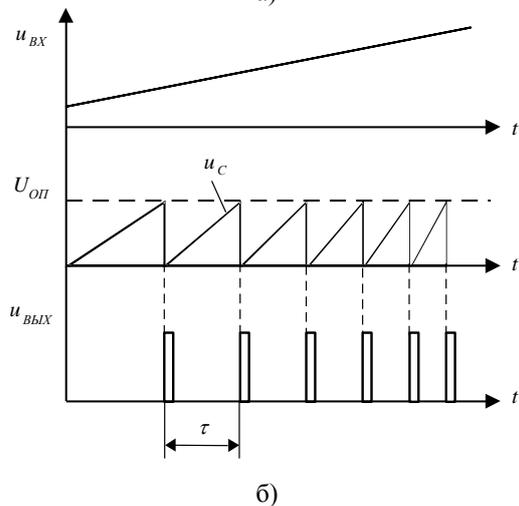
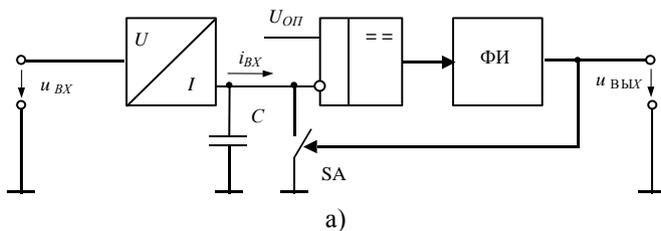


Рисунок 2.13 – К пояснению принципа частотно-импульсной модуляции

В исходном состоянии ключ SA разомкнут и конденсатор C, предварительно разряженный до нуля, начинает заряжаться со скоростью

$$V_{ЗАР} = \frac{i_{ВХ}}{C}. \quad (2.20)$$

Значения опорного напряжения $U_{оп}$, напряжение на конденсаторе достигает по истечении временного интервала τ , значение которого может быть определено как

$$\tau = \frac{U_{оп}}{V_{ЗАР}} = \frac{U_{оп} C}{i_{ВХ}}. \quad (2.21)$$

При выполнении условия $u_c = U_{оп}$ компаратор переключается в другое устойчивое состояние, что приводит к срабатыванию формирователя импульсов (ФИ). Последний формирует короткий импульс, который является выходным сигналом $u_{ВЫХ}$. По фронту этого сигнала замыкается ключ SA и конденсатор C быстро разряжается до нуля. Компаратор

при этом возвращается в свое исходное состояние. Далее процессы полностью повторяются.

Очевидно, что временной интервал τ является периодом следования выходных импульсов (длительностью временного разряда конденсатора C пренебрегаем). Частота выходных импульсов при этом может быть определена как

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{\tau} = \frac{ku_{BX}}{U_{OP}C}. \quad (2.22)$$

из последнего выражения видно, что чем больше значение входного напряжения, тем выше частота выходного сигнала.

Устройства для выполнения частотно-импульсной модуляции называются модуляторами или преобразователями напряжение–частота (ПНЧ). Устройство для выполнения обратных преобразований называются демодуляторами или преобразователями частота–напряжение (ПЧН) [7].

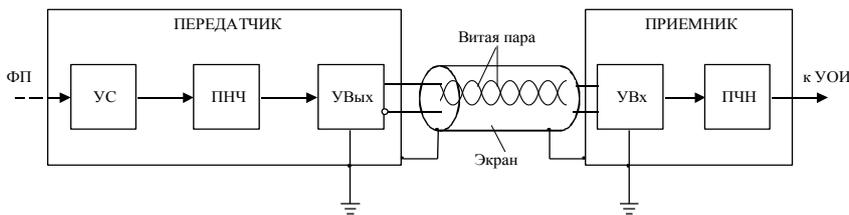
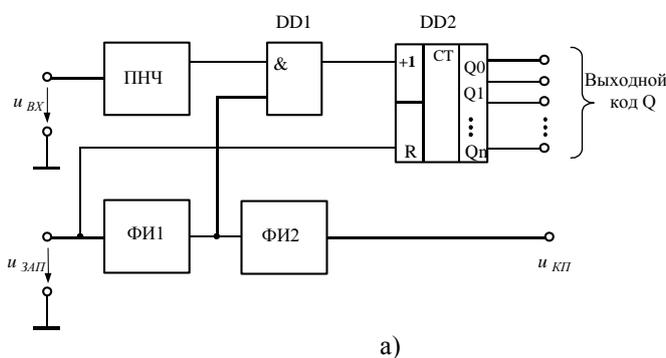


Рисунок 2.14 – Система связи для передачи информации в частотно-импульсном виде.

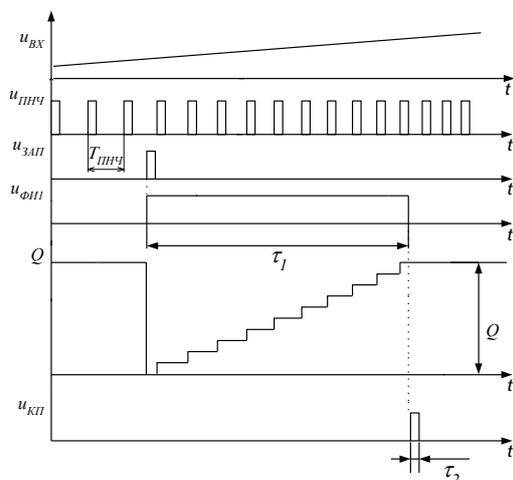
Частотно–импульсная модуляция и демодуляция находят широкое применение в системах связи для передачи биомедицинской информации. Схема системы связи для передачи информации в частотно–импульсном виде приведена

на рис. 2.14. Здесь физический или физиологический показатель (ФП) в устройстве съема (УС) информации преобразуется в пропорциональное ему напряжение. Далее с помощью ПНЧ выходной сигнал устройства съема модулируется и усиливается выходным усилителем (УВых). Если линия связи выполнена в виде экранированной витой пары, то полезно использовать

выходной усилитель с дифференциальным выходом. Такой прием позволяет повысить помехоустойчивость системы связи [8]. В приемнике сигнал усиливается входным усилителем (УВх), нормируется по амплитуде и длительности, с помощью ПЧН демодулируется и передается к устройству обработки информации (УОИ).



а)



б)

Рисунок 2.15 – Схема интегрирующего АЦП (а) и временные диаграммы его работы (б)

Другим примером использования информации в частотно–импульсном виде являются интегрирующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП), выходной код которых соответствует среднему на некотором интервале времени значению входного сигнала [9]. Схема такого преобразователя приведена на рис. 2.15,а. Работает АЦП следующим образом. Пусть входной сигнал u_{BX} изменяется по линейному закону

$$u_{BX}(t) = k_1 t, \quad (2.23)$$

где k_1 – коэффициент, характеризующий скорость изменения входного сигнала.

При этом на выходе ПНЧ формируется последовательность импульсов с частотой, пропорциональной $u_{BX}(t)$:

$$f_{ПНЧ}(t) = k_1 k_2 t, \quad (2.24)$$

где k_2 – коэффициент пропорциональности ПНЧ (см. рис. 2.15,б).

С приходом сигнала запуска $u_{ЗАП}$ обнуляется счетчик DD2 и срабатывает формирователь импульсов ФИ1, на выходе которого в течение временного интервала τ_1 устанавливается напряжение логической единицы. Этот сигнал разрешает прохождение импульсов от ПНЧ на «+1» вход счетчика через логический элемент И DD1. В результате двоичное число Q на выходе счетчика начинает увеличиваться и за время τ_1 достигает значения

$$Q = \frac{\tau_1}{T_{ПНЧ\text{ ср}}}, \quad (2.25)$$

где $T_{ПНЧ\text{ ср}}$ – среднее значение периода следования импульсов на выходе ПНЧ в течение τ_1 .

$T_{ПНЧ\text{ ср}}$ может быть определено как обратная величина среднего значения частоты $f_{ПНЧ\text{ ср}}$

$$T_{ПНЧ\text{ ср}} = \frac{1}{f_{ПНЧ\text{ ср}}}, \quad (2.26)$$

а среднее значение частоты

$$f_{ПНЧ\text{ ср}} = \frac{1}{\tau_1} \int_0^{\tau_1} k_1 k_2 t \, dt = \frac{k_1 k_2 \tau_1}{2}. \quad (2.27)$$

Теперь

$$T_{ПНЧ\text{ ср}} = \frac{2}{k_1 k_2 \tau_1}, \quad (2.28)$$

а число на выходе счетчика

$$Q = \frac{k_1 k_2 \tau_1^2}{2}. \quad (2.29)$$

Нетрудно убедиться, что число Q пропорционально среднему за временной интервал τ_1 значению $U_{ВХ}$, которое может быть определено как

$$U_{ВХ\text{ ср}} = \frac{1}{\tau_1} \int_0^{\tau_1} k_1 t \, dt = \frac{k_1 \tau_1}{2}. \quad (2.30)$$

Заменив в (2.29) $k_2 \tau_1$ на k_3 и $\frac{k_1 \tau_1}{2}$ на $U_{ВХ\text{ ср}}$ в соответствии с (2.30), окончательно получим

$$Q = k_3 U_{ВХ\text{ ср}}. \quad (2.31)$$

По окончании временного интервала τ_1 сигнал на выходе ФИ1 вновь становится равным логическому нулю, поступление импульсов на «+1» вход счетчика прекращается, срабатывает формирователь ФИ2, формируя на своем выходе сигнал $u_{КП}$ – конец преобразований, длительностью τ_2 .

2.3 Представление информации в виде разности фаз гармонических сигналов и ширины электрических импульсов

2.3.1 Фазовый сдвиг между током и напряжением в цепях с реактивными элементами

При использовании параметрических емкостных и индуктивных датчиков для измерения физических и физиологических показаний (см. п. 2.2.3), информационным параметром устройства съема может являться разность фаз между опорным и выходным напряжениями. Значение фазового сдвига определим на примере схемы, приведенной на рис. 2.16,а.

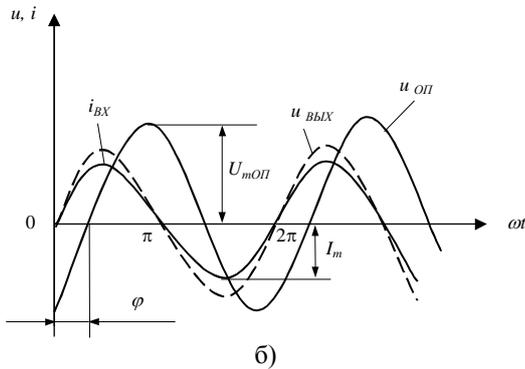
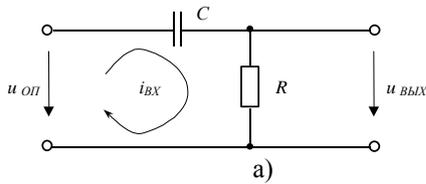


Рисунок 2.16 – К определению значения фазового сдвига

$$i_{BX}(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_u + \varphi). \quad (2.34)$$

Поскольку при исследовании установившегося синусоидального процесса начальная фаза ψ_u опорного напряжения может быть выбрана произвольно, то ее значение целесообразно принять равным $\psi_u = -\varphi$. Начальная фаза тока при этом будет равна нулю, а выражения (2.32) и (2.34) примут вид

$$u_{OP}(t) = U_{mOP} \sin(\omega t - \varphi); \quad (2.35)$$

$$i_{BX}(t) = I_m \sin \omega t. \quad (2.36)$$

Изображение кривых напряжения и тока, соответствующих выражениям (2.35) и (2.36) приведены на рис. 2.16,б. Для определения параметров выходного напряжения рассмотрим уравнение входной цепи с последовательно соединенными C и R

$$u_{OP} = R i_{BX} + \frac{1}{C} \int_0^t i_{BX} dt + U_C(0). \quad (2.37)$$

С учетом (2.35) и (2.36) выражение (2.37) может быть переписано в виде

$$U_{mOP} \sin(\omega t - \varphi) = R I_m \sin \omega t - \frac{1}{\omega C} I_m \cos \omega t + \frac{1}{\omega C} I_m + U_C(0). \quad (2.38)$$

Так как все члены, кроме двух последних в правой части уравнения (2.38), не содержат постоянных составляющих, то очевидно, что

$$\frac{1}{\omega C} I_m + U_C(0) = 0.$$

Поскольку уравнение (2.38) справедливо для любого момента времени t , то приняв $\omega t_1 = \pi/2$ и $\omega t_2 = 0$ получим

$$U_{mOP} \cos \varphi = R I_m; \quad (2.39)$$

$$-U_{mOP} \sin \varphi = -\frac{1}{\omega C} I_m. \quad (2.40)$$

Возведя равенства (2.39) и (2.40) в квадрат и сложив соответственно правые и левые части, будем иметь

Пусть опорное напряжение изменяется по синусоидальному закону

$$u_{OP}(t) = U_{mOP} \sin(\omega t + \psi_u), \quad (2.32)$$

где U_{mOP} - амплитуда опорного напряжения; ω - угловая частота опорного напряжения; ψ_u - фаза опорного напряжения.

Выходное напряжение в этом случае будет совпадать по фазе со входным током и определяться выражением

$$u_{ВЫХ}(t) = R \cdot i_{BX}(t). \quad (2.33)$$

Наличие емкостной составляющей сопротивления во входной цепи приводит к тому, что ток i_{BX} будет опережать напряжение u_{OP} на некоторый угол φ [10]. При этом выражение для тока может быть записано в виде

$$U_{mОП}^2 = \left[R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2 \right] I_m^2, \quad (2.41)$$

откуда может быть определена связь между амплитудами тока и напряжения

$$I_m = \frac{U_{mОП}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2}}. \quad (2.42)$$

Разделив равенство (2.40) на (2.39), получим

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{R\omega C}, \quad (2.43)$$

откуда может быть определено значение фазового сдвига между опорным напряжением и входным током, а следовательно и выходным напряжением

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{R\omega C}. \quad (2.44)$$

Выражение (2.33) при этом можно переписать в виде

$$u_{ВЫХ}(t) = \frac{RU_{mОП}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2}} \sin \omega t. \quad (2.45)$$

Таким образом, если в рассмотренную схему, вместо конденсатора C включить датчик, емкость которого будет изменяться под воздействием контролируемого физического или физиологического показателя, то изменяться будет не только амплитуда выходного сигнала, но и его фазовый сдвиг по отношению к опорному напряжению (см. (2.45) и (2.44)).

Аналогичные рассуждения покажут, что применение индуктивного датчика в системе съема информации, также приведет к возникновению фазового сдвига.

В современной медицинской технике фазовые методы измерения получили широкое распространение, благодаря их высокой точности и помехоустойчивости.

2.3.2 Измерение фазового сдвига

Измерение фазового сдвига между двумя периодическими напряжениями (одной частоты) в диапазоне частот до 1 МГц производится с помощью *электронных фазометров* [11]. Структурная схема электронного фазометра приведена на рис. 2.17.

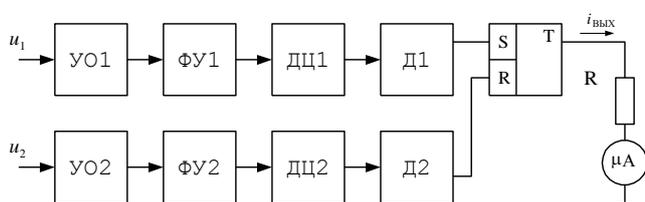


Рисунок 2.17 – Структурная схема электронного фазометра

Напряжения u_1 и u_2 (одно из них является опорным, например u_1) подаются на два входа прибора (рис. 2.18,а,б). В обоих каналах напряжения усиливаются и, если их амплитуды достаточно большие, ограничиваются усилителями-ограничителями УО1 и УО2. Затем с помощью формирующих устройств ФУ1 и ФУ2 эти напряжения преобразуются в напряжение прямоугольной

формы с крутыми фронтами (рис. 2.18,в,г). Фазовый сдвиг между напряжениями на выходах ФУ1 и ФУ2 равен фазовому сдвигу φ между входными напряжениями. Дифференцирующими цепями ДЦ1 и ДЦ2 формируются короткие импульсы (рис. 2.18,д,е), поступающие через диодные цепи Д1 и Д2 на входы RS-триггера, который имеет два устойчивых состояния. Выходной ток RS-триггера через резистор R показан на рис. 2.18,ж. К выходу RS-триггера подключен магнитоэлектрический микроамперметр.

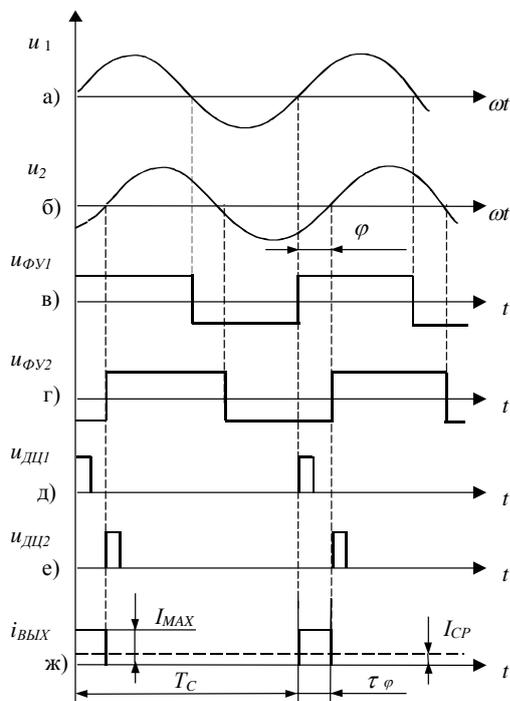


Рисунок 2.18 – Временные диаграммы сигналов в электронном фазометре

Длительность импульса τ_φ на выходе RS-триггера связана с фазовым сдвигом следующим соотношением:

$$\tau_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f_c},$$

где f_c - частота сигналов. При этом среднее значение тока, протекающего через прибор, равно

$$I_{CP} = \frac{I_{MAX}\tau_\varphi}{T_C},$$

где I_{MAX} - амплитуда импульса тока; $T_C = \frac{1}{f_c}$ - период выходных импульсов RS-триггера.

Из приведенных выражений может быть получена зависимость показаний прибора и фазового сдвига между входными напряжениями

$$I_{CP} = \frac{I_{MAX}\varphi}{2\pi}. \quad (2.46)$$

Таким образом, шкала прибора линейна и не зависит от частоты. Электронные фазометры работают в широком диапазоне частот, имеют большое входное сопротивление (малую потребляемую мощность от источников сигналов). Например, фазометр типа Ф2-13 имеет следующие характеристики: частотный диапазон 20 Гц – 1 МГц, измеряемый угол сдвига фаз $\pm 180^\circ$, относительная погрешность 1.5 – 2 %, входное сопротивление 1 МОм, диапазон измерения входных сигналов 0.1 – 10 В.

Цифровые фазометры можно разделить на две группы: для измерения текущего значения сдвига фаз (ЦФ) и для измерения среднего значения сдвига фаз (ЦФС) [12].

Принцип действия ЦФ заключается в преобразовании измеряемого фазового сдвига φ между двумя синусоидальными или импульсными напряжениями во временной интервал τ_φ с последующим его преобразованием в цифровой код. При этом связь фазового сдвига гармонических колебаний со временным интервалом имеет вид

$$\varphi = \frac{2\pi\tau_\varphi}{T_C}. \quad (2.47)$$

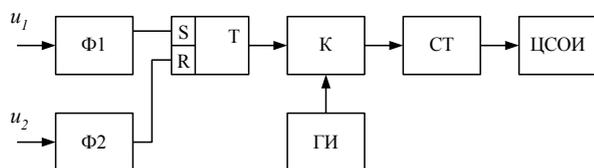


Рисунок 2.19 – Структурная схема цифрового фазометра для измерения текущих значений фазового сдвига

Типовая структурная схема ЦФ показана на рис. 2.19, а временные диаграммы на рис.2.20. Исследуемые сигналы u_1 и u_2 (рис.2.20,а) поступают на формирователи Ф1 и Ф2, которые вырабатывают импульсы $u_{\Phi 1}$ и $u_{\Phi 2}$, соответствующие моментам перехода сигналов через нуль (рис. 2.20,б,в). Импульсы $u_{\Phi 1}$ и $u_{\Phi 2}$, переключают RS-триггер, на выходе которого формируется последовательность импульсов u_T .

Каждый из этих импульсов открывает ключ К на интервал времени τ_φ , определяемый фазовым сдвигом (рис. 2.20,г). Количество импульсов сигнала u_K (рис. 2.20,д) с частотой f_0 , поступивших за этот временной интервал с выхода генератора импульсов (ГИ) на вход счетчика (СТ), будет определяться выражением

$$N_\varphi = \tau_\varphi f_0. \quad (2.48)$$

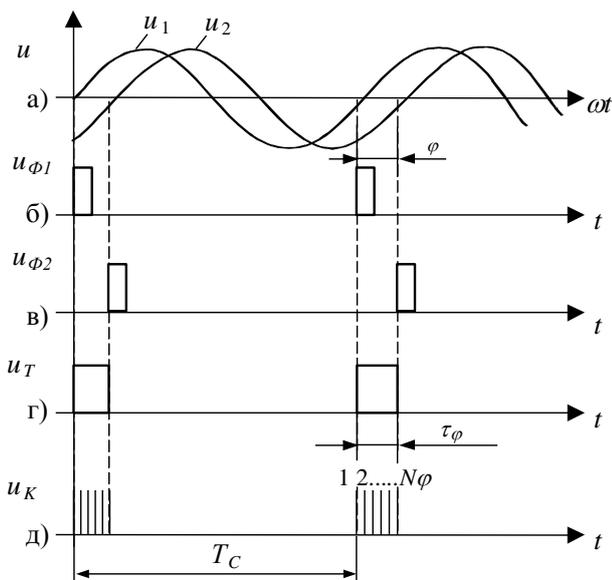


Рисунок 2.20 – Временные диаграммы сигналов в цифровом фазометре

Результат измерений представляется с помощью цифровой системы отображения информации (ЦСОИ).

Из (2.48) может быть определено значение фазового сдвига

$$\varphi = \frac{2\pi f_c N_\varphi}{f_0} = k N_\varphi. \quad (2.49)$$

Из (2.49) видно, что при использовании ЦФ для измерения фазового сдвига необходимо выполнение одного из условий:

- обеспечение постоянства частоты f_c , т.е. использование фазометра на фиксированной частоте;
- обеспечение постоянства отношения частот f_c/f_0 ;
- дополнительное измерение значения периода $T_C = N_T/f_0$ с последующим вычис-

лением фазового сдвига $\varphi = \frac{2\pi N_\varphi}{N_T}$.

В современных ЦФ используются все три указанных принципа. Максимальная погрешность квантования при измерении фазы равна

$$\Delta\varphi = \pm \frac{2\pi f_c}{f_0} \quad (2.50)$$

и пропорциональна частоте исследуемого сигнала. Основным недостатком ЦФ для измерения текущих значений фазовых сдвигов, является ограниченность частотного диапазона сверху.

Для измерений параметров высокочастотных сигналов применяются ЦФ среднего значения сдвига фаз. Временной интервал τ_φ , соответствующий измеряемому сдвигу, усредняется фазометром за n периодов исследуемых сигналов в течение заданного временного интервала $\tau_{ИЗМ}$. Такие фазометры получили также название суммирующих или интегрирующих. Цифровые фазометры для измерения среднего значения фазового сдвига имеют частотный диапазон от сотен герц до сотен килогерц и обеспечивают погрешность измерения около 0.01 %.

Из рассмотренных примеров видно, что измерения фазового сдвига как при использовании аналоговых приборов, так и при использовании цифровых, осуществляются путем его предварительного преобразования в длительность (ширину) импульсов.

2.3.3 Широтно-импульсная модуляция сигналов

Широтно-импульсная модуляция представляет собой процесс преобразования непрерывного сигнала с информационным параметром амплитуда в импульсную последовательность с информационным параметром – ширина импульсов. При этом значение ширины импульсов, как правило, пропорционально амплитуде входного сигнала. Устройства для выполнения широтно-импульсной модуляции называются модуляторами. Суть широтно-импульсной модуляции поясняет рис. 2.21. Входное напряжение $u_{ВХ}$ сравнивается в компараторе с опорным пилообразным сигналом $u_{ОП} = \frac{U_m ОП t}{T_M}$ с периодом T_M и амплитудой $U_m ОП$, который формируется генератором линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН).

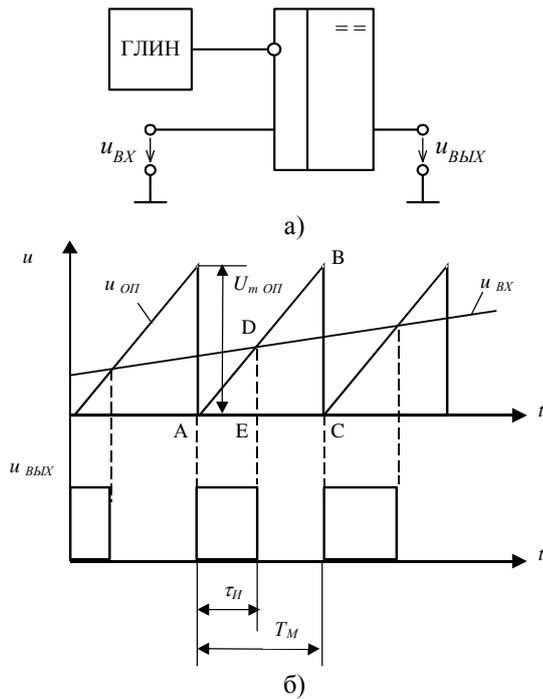


Рисунок 2.21 – К пояснению принципа широтно-импульсной модуляции

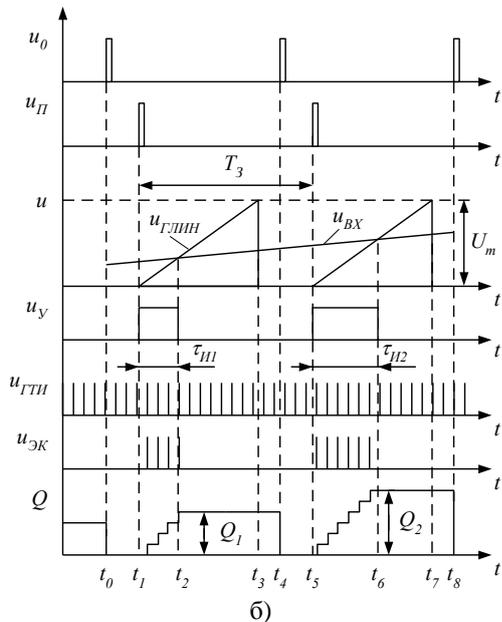
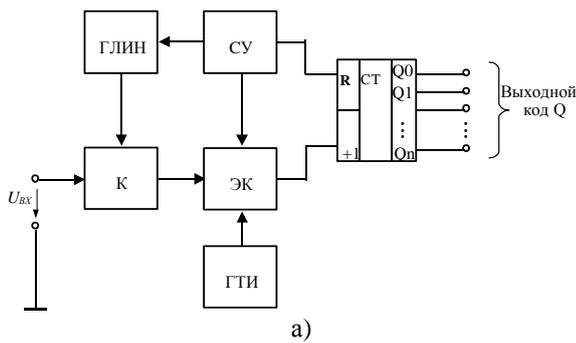


Рисунок 2.22 – Схема АЦП (а) и временные диаграммы его работы (б)

Выходной сигнал компаратора является выходным сигналом модулятора и может быть определен в виде

$$u_{ВЫХ} = \begin{cases} \log.1, & \text{если } u_{ВХ} > u_{ОП}; \\ \log.0, & \text{если } u_{ВХ} \leq u_{ОП}. \end{cases} \quad (2.51)$$

Для определения зависимости ширины выходного импульса $\tau_{И}$ от входного сигнала $u_{ВХ}$ рассмотрим треугольники $\triangle ABC$ и $\triangle ADE$. Из условия подобия этих треугольников можно записать равенство

$$\frac{DE}{BC} = \frac{AE}{AC}. \quad (2.52)$$

Считая, что в пределах интервала T_M входное напряжение $u_{ВХ}$ изменяется несущественно, выражение (2.52) можно переписать в виде

$$\frac{u_{ВХ}}{U_{m\text{ ОП}}} = \frac{\tau_{И}}{T_M}. \quad (2.53)$$

Из последнего выражения определяется зависимость $\tau_{И}$ от $u_{ВХ}$

$$\tau_{И} = \frac{u_{ВХ} \cdot T_M}{U_{m\text{ ОП}}}. \quad (2.54)$$

Если значение T_M и $U_{m\text{ ОП}}$ неизменны, то зависимость (2.54) будет иметь линейный характер.

Широтно-импульсная модуляция, также как и частотно-импульсная модуляция, находит применение в системах связи для передачи биомедицинской информации (см. п. 2.2.4). Кроме того принцип широтно-импульсная модуляция используется в АЦП. Схема такого преобразователя приведена на рис. 2.22,а [3]. Здесь используется предварительное преобразование мгновенного значения входного сигнала $u_{ВХ}$ в пропорциональный ему интервал времени $\tau_{И}$. В течение этого интервала на счётчик поступают импульсы от генератора тактовых импульсов (ГТИ). Число этих импульсов соответствует в конечном итоге значению непрерывного сигнала в момент преобразования. Выходная величина преобразователя может формироваться в любом коде, так как это зависит только от схемы счётчика и не определяется методом преобразования.

Преобразователь работает следующим образом. В момент времени t_0 (рис. 2.22,б) система управления (СУ) сигналом u_0 устанавливает в нуль счётчик. Электронный ключ (ЭК) при этом закрыт сигналом системы управления и импульсы от генератора тактовых импульсов (ГТИ) на вход "+1" счётчика не поступают. Генератор линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН) работает в ждущем режиме, а входной сигнал

u_{BX} действует на первом входе компаратора (К) постоянно.

В момент времени t_1 СУ вырабатывает сигнал пуска $u_{П}$, который запускает ГЛИН и на втором входе компаратора начинает линейно нарастать напряжение $u_{ГЛИН}$. Кроме того, с сигналом $u_{П}$ открывается электронный ключ и разрешает прохождение импульсов ГТИ на вход счетчика при условии, что $u_{BX} > u_{ГЛИН}$. В момент времени t_2 , когда напряжение на обоих входах компаратора совпадают, на его выходе появляется сигнал, запирающий ЭК. Таким образом, в ЭК формируются импульсы управления u_y с длительностью $\tau_{И}$, пропорциональной входному сигналу u_{BX} . В течение временного интервала $\tau_{И}$ импульсы ГТИ подсчитываются счетчиком, и на его выходе фиксируется код некоторого числа Q , которое также пропорционально u_{BX} .

После окончания преобразований информация из счётчика, считывается во внешние устройства. Операция считывания может осуществляться до поступления на счётчик сигнала u_0 после чего устройство подготовлено к следующему преобразованию. Для правильной работы АЦП необходимо, чтобы длительность интервала нарастания линейного напряжения от 0 до U_m (рис. 2.22,б, интервал t_1-t_3) была меньше периода T_3 запуска АЦП (рис. 2.22,б, интервал t_1-t_5). Длительность T_3 выбирается в зависимости от скорости изменения преобразуемого сигнала и заданной точности преобразования. Амплитуда опорного пилообразного напряжения должна быть не меньше максимального допустимого уровня преобразуемого сигнала u_{BX} . Точность преобразования таких устройств ограничена пороговой чувствительностью компаратора, стабильностью и линейностью ГЛИН.

2.4 Представление информации в виде количества электрических импульсов

2.4.1 Измерение расхода жидкости и газа, углового и линейного перемещений

Среди средств измерений, используемых в самых различных областях науки и техники, большое значение имеют измерители расхода жидкости и газа. При этом под расходом принято понимать количество вещества, проходящего в единицу времени через сечение трубопровода измерителя. Расход, как и количество вещества, выражают в единицах объема или в единицах массы. Подобные системы применяются на станциях переливания крови, в аппаратах «искусственное сердце – легкие», при дозировке фармпрепаратов и лекарственных веществ. Среди датчиков различной конструкции особое место занимают датчики турбинного типа.

Действие турбинных датчиков расхода основано на преобразовании частоты вращения крыльчатки, помещенной в поток жидкости или газа. При турбулентном движении среды частота вращения связана с объемным расходом линейной зависимостью. Применяют крыльчатки различной формы, но более широкое распространение получили спиральные крыльчатки, как наиболее простые по конструкции и обладающее незначительной погрешностью (0.1 – 0.5 %). Преобразователи со спиральными крыльчатками изготавливаются на расходы жидкостей от 10^{-2} до $7 \cdot 10^3$ м³/ч, для газов до $2 \cdot 10^4$ м³/ч.

На рис. 2.23 показан турбинный датчик расхода жидкости с индукционным преобразователем частоты вращения крыльчатки [12]. Поток жидкости вращает крыльчатку, в корпусе которой находится постоянный магнит. Если трубопровод выполнен из немагнитного материала, то при вращении крыльчатки происходит модуляция магнитного потока в наружном магнитопроводе. В результате с выходной обмотки снимается напряжение, количество пульсаций которого соответствует объему жидкости, прошедшей через датчик, а частота пропорциональна объемному расходу.

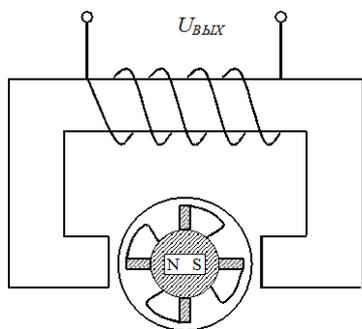


Рисунок 2.23 – Турбинный датчик расхода с индуктивным преобразователем частоты вращения крыльчатки

ду. Инерционность таких датчиков невелика, постоянная времени зависит от типа и конструкции вращающегося элемента и составляет 1-50 мс.

Турбинные датчики применяются для измерений не только объемного, но массового расхода. В последнем случае датчики имеют более сложную конструкцию. При измерении массового расхода обычно осуществляют искусственное закручивание контролируемого потока с помощью принудительно вращаемой крыльчатки. При этом подводимая мощность и вращающий момент пропорциональны массовому расходу.

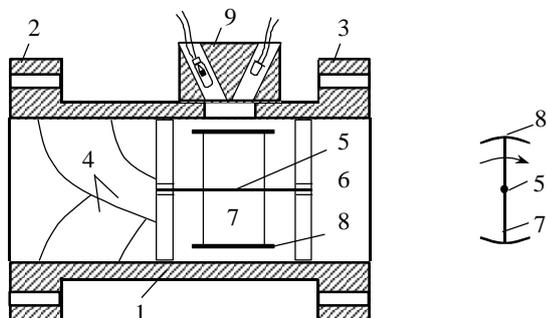


Рисунок 2.24 – Турбинный датчик с фотоэлектрическим преобразователем частоты вращения пластины

какая пластинка 7. К торцам этой пластинки крепятся отражающие поверхности 8. Движение газовой струи вызывает вращение пластинки со скоростью, пропорциональной скорости движения этой струи. Число оборотов фиксируется фотодатчиком 9, установленным на корпусе в плоскости вращения пластинки. На выходе датчика формируется последовательность электрических импульсов, количество которых будет пропорционально объему прошедшей через датчик газовой смеси, а частота следования – расходу. Подобные датчики применяются при проведении точных физиологических исследований.

Другой разновидностью турбинных датчиков расхода являются преобразователи, в которых предварительно закрученный поток воздействует на крыльчатку, создавая крутящий момент. Такой подход используется в датчиках для исследования функций внешнего дыхания человека (см. п. 2.2.1) [3]. Конструкция датчика показана на рис. 2.24. Он представляет собой полый цилиндр 1, изготовленный из органического стекла с фланцами для крепления 2 и 3. Газовому потоку с помощью направляющих 4 передается вращательное движение. На пути газового потока расположена на оси 5 в подшипниках 6 плоская пластинка 7. К торцам этой пластинки крепятся отражающие поверхности 8. Движение газовой струи вызывает вращение пластинки со скоростью, пропорциональной скорости движения этой струи. Число оборотов фиксируется фотодатчиком 9, установленным на корпусе в плоскости вращения пластинки. На выходе датчика формируется последовательность электрических импульсов, количество которых будет пропорционально объему прошедшей через датчик газовой смеси, а частота следования – расходу. Подобные датчики применяются при проведении точных физиологических исследований.

В виде количества импульсов информация может быть представлена на выходе датчиков угловых или линейных перемещений [13]. Для генерации импульсов при квантовании перемещений в подобных датчиках используется несколько видов преобразователей.

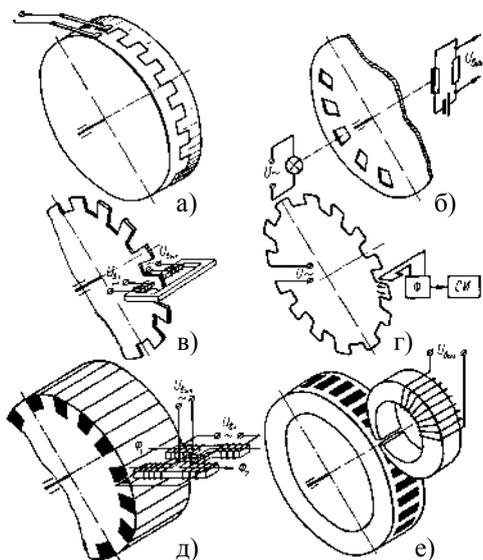


Рисунок 2.25 – Схематическое устройство квантовых преобразователей угла поворота в число импульсов

В контактных преобразователях (рис. 2.25,а) происходит чередование участков с различной электрической проводимостью, минимальная ширина контакта приблизительно равна 0.3-0.5 мм.

В фотоэлектрических преобразователях (рис. 2.25,б) происходит чередование участков оптической прозрачности и непрозрачности деталей, минимальная ширина таких участков достигает 0.004 мм.

В индукционных преобразователях возможны следующие варианты:

- чередование участков диэлектрика и металла, экранирующего действие высокочастотных магнитных потоков (рис. 2.25,в);
- чередование витков обмотки, в которых изменяется на противоположную фаза магнитного потока (рис. 2.25,г). Для увеличения выходного сигнала зигзагообразная обмотка выполняется и на статоре и на роторе устройства;
- чередование участков деталей, изготовленных из материалов с различной степенью магнитной проницаемости – диамагнитных и ферромагнитных (рис. 2.25,д). Чувствительный элемент выполняется, например, в виде дифференциального Н-образного магнитопровода.

Если левые и правые концы магнитопровода не замкнуты ферромагнитной деталью, то переменные магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 , направленные навстречу в среднем участке магнитопровода, одинаковы по значению и вычитаются. Результирующий магнитный поток в среднем участке равен 0 и равна нулю ЭДС выходной обмотки, наложенной на этот сердечник. На поверхности барабана чередуются участки из ферромагнитного и диамагнитного материала. При повороте барабана на угол, равный ступени квантования, против левых концов Н-образного магнитопровода будет находиться ферромагнетик. В результате поток Φ_1 резко возрастает и появляется результирующий поток в среднем участке магнитопровода, а также выходная ЭДС на его обмотке.

В магнитных преобразователях происходит чередование участков с различной степенью намагниченности твёрдомангнитного материала (рис. 2.25,е), минимальная ширина метки 0.08 мм.

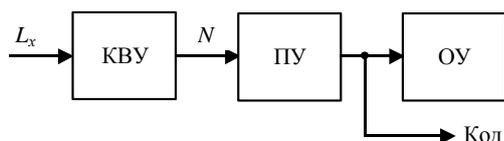


Рисунок 2.26 – Цифровой прибор для измерения расхода или перемещения

Для измерений расхода или перемещения с рассмотренными датчиками, как правило, используются цифровые приборы [14]. Схема одного из таких приборов приведена на рис. 2.26. Здесь измеряемая величина L_x воздействует на квантующее устройство (КВУ), преобразующее эту величину в пропорциональное число импульсов

$$N = kL_x.$$

Импульсы подсчитываются пересчетным устройством (ПУ) и фиксируются отсчетным устройством (ОУ).

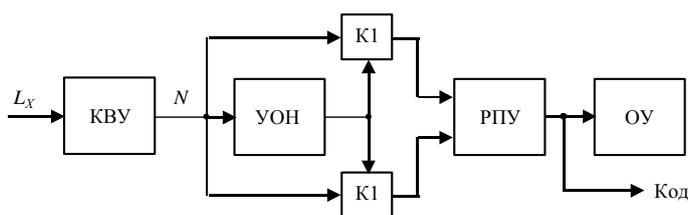


Рис. 2.27 – Цифровой прибор для измерения знакопеременного перемещения

Если перемещение может менять знак, то в прибор следует ввести узел определения направления перемещения. В этом случае прибор будет иметь реверсивное пересчетное устройство (РПУ), два ключа К1 и К2, управляемые узлом определения направления перемещения (УОН) (рис. 2.27).

2.4.2 Измерение интенсивности ионизирующего излучения

Загрязнение окружающей среды радиоизотопами отличается, как правило, чрезвычайной неравномерностью – интенсивность ионизирующего излучения может меняться в сотни раз при перемещениях, измеряемых сантиметрами.

Для обнаружения различного рода ионизирующих излучений достаточно часто используется счетчик Гейгера-Мюллера, названный по имени немецких физиков Х. Гейгера (H. Geiger) и В. Мюллера (W. Muller) [15]. Этот счетчик, представляющий собой газоразрядный прибор, был изобретен в 1908 Л. Гейгером и английским физиком Э. Резерфордом, а затем усовершенствован В. Мюллером. Счетчик обычно выполняется в виде герметичного резервуара 1. (например, стеклянной трубки, запаянной с обоих концов), наполненного каким-либо газом под давлением 13 – 26 кПа (рис. 2.28).

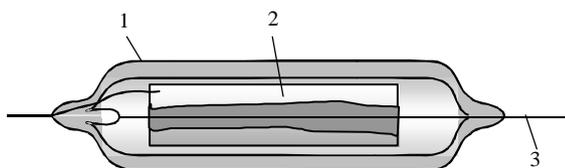


Рисунок 2.28 – Устройство стеклянного счетчика Гейгера-Мюллера

Внутри резервуара помещаются коаксиально расположенные электроды (внешний цилиндр – катод 2, тонкая металлическая нить, натянутая вдоль оси цилиндра, – анод 3), к которым прикладывается напряжение в несколько сотен В.

При попадании в счетчик ионизирующей частицы в газе образуются свободные электроны, которые под действием электрического поля ускоряются в направлении анода и в

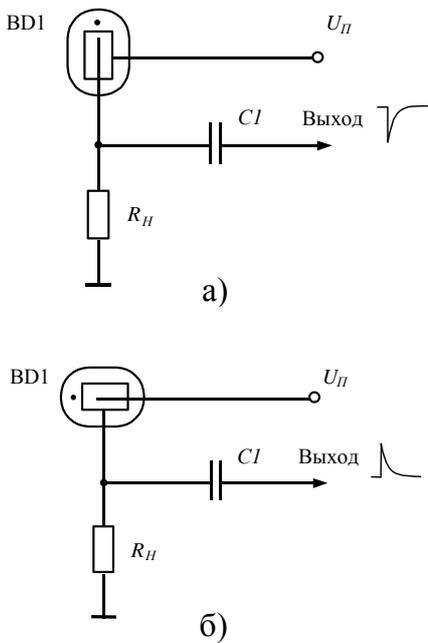


Рисунок 2.29 – Основные схемы включения газоразрядных счетчиков

свою очередь ионизируют газ. В результате лавинообразной ионизации между электродами возникает вспышка коронного разряда и во внешней цепи прибора появляется импульс тока, который усиливается и регистрируется пересчетным устройством.

В настоящее время применяются только самогасящиеся счетчики, в которых гашение разряда обеспечивается введением в газ гасящей добавки (например, галогенов).

Газоразрядные счетчики работают, как правило, в импульсном режиме. Основные схемы включения газоразрядных счетчиков в этом режиме приведены на рис. 2.29 (а – включение с подачей питания на катод, б – с подачей на анод). Скорость счета (количество импульсов в единицу времени) в довольно широких пределах почти не зависит от приложенного напряжения. Та область напряжения, в которой изменение скорости счета не превышает величины, оговоренной в паспорте счетчика, называется плато счетной характеристики.

Параметры некоторых газоразрядных счетчиков приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Параметры газоразрядных счетчиков

Тип счетчика	Диаметр/ длина, мм	Номинальное рабочее напряжение, В	Протяженность плато, В, не менее	Наклон плато, %/В, не более	Собственный фон имп./мин, не более	Сопротивление нагрузки, МОм	Амплитуда импульса на нагрузке, В, не менее	Наибольший допустимый ток, мкА	Диапазон рабочих температур °С	Ресурс работы, имп., не менее
СИ-9Г	11/93	390	100	0.125	20	9 – 13	-	-	-40 – +50	10^{10}
СИ-22Г	19/220	390	100	0.125	75	9 – 13	-	-	-40 – +50	10^{10}
СБМ-10	6/25	400	100	0.15	8	5 – 10	-	-	-50 – +60	10^{10}
СБМ-19	19/195	400	100	0.1	120	-	50	19	-60 – +70	$2 \cdot 10^{10}$
СБМ-20	11/109	400	100	0.1	60	-	50	20	-60 – +70	$2 \cdot 10^{10}$
СБМ-21	6/20	400	100	0.15	12	-	50	20	-60 – +70	$2 \cdot 10^{10}$
СТС-5	12/110	390	80	0.125	27	5 – 10	-	-	-40 – +50	10^9
СТС-6	22/197	390	80	0.125	110	5 – 10	-	-	-40 – +50	10^9
СГМ-18	16/140	400	100	0.125	-	0.01	1	-	-40 – +60	$7 \cdot 10^{10}$
СГМ-19	24/169	400	100	0.125	-	0.01	1	-	-40 – +60	$7 \cdot 10^{10}$

Функциональная схема измерителя ионизирующего излучения показана на рис. 2.30. Этот измеритель способен контролировать общую радиационную обстановку и обнаруживать малоразмерные источники γ - и β -радиации со спектром излучения, ограниченным снизу значениями 0.05 и 0.5 МэВ соответственно.

Измеритель показывает результат измерения в единицах естественного радиационного фона, отвечая тем самым на вопрос: превышает ли радиация на месте измерения естественный уровень и если да, то во сколько раз. Фоновая активность N_{ϕ} счетчика Гейгера-Мюллера, первопричиной которой является естественная радиация Земли и Космоса, - это паспортная характеристика (см. таблицу 2.2). Иными словами, фоновая активность счетчика Гейгера-Мюллера уже сама по себе, без каких-либо калибровок, может служить неплохой единицей отсчета.

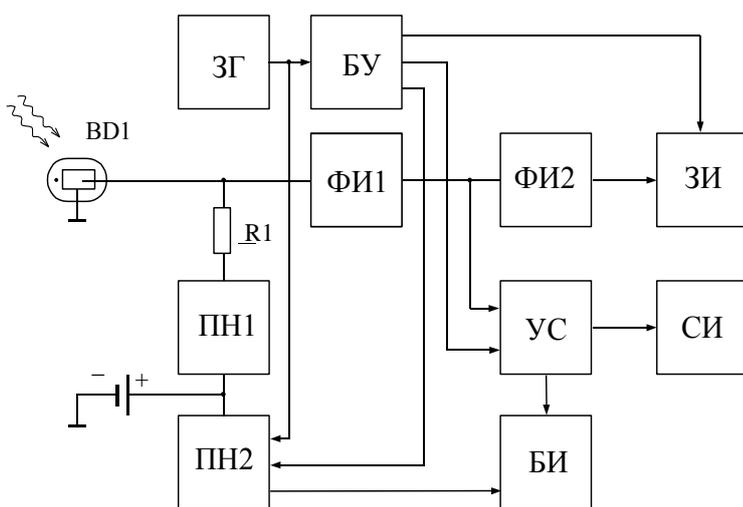


Рис. 2.30 – Функциональная схема измерителя интенсивности ионизирующего излучения

Для счетчика СТС-5 $N_{\phi} = 27$ имп/мин, то есть при естественном фоне они формируют в выходной цепи в среднем от 25 до 30 коротких электрических импульсов в минуту в зависимости от экземпляра. Это не означает, что такое число импульсов будет зафиксировано при любом минутном измерении, но оно колеблется вблизи этого значения.

Устройство счета (УС) подсчитывает импульсы, а блок индикации (БИ) высвечивает результат счета. Если модуль счета выбрать так, что каждые 27 импульсов будут изменять индицируемое число

на единицу, то каждую минуту будет осуществляться индикация излучения в единицах естественного фона.

Для обеспечения работы счетчика СТС-5 необходимо напряжение 390 В. Его источником в измерителе служит первый преобразователь напряжения (ПН1), представляющий собой блокинг-генератор на транзисторе и повышающем трансформаторе. Выпрямленное напряжение трансформатора сглаживается емкостным фильтром и поступает на счетчик ВД1.

Каждая ионизирующая частица, возбуждающая счетчик ВД1, становится причиной короткого разряда в его цепи. С резистора R1 импульсы поступают на первый формирователь ФИ1, на выходе которого формируются импульсы длительностью около 0.2 мс. Эти импульсы поступают на устройство счета, выход которого подключен к блоку индикации. Устройство счета содержит первичный счетчик и счетчик-накопитель.

Схемное решение первичного счетчика оказывается оптимальным, если ограничить время счета 35 секундами. Такая длительность достаточна для того, чтобы при регистрации естественного фона флуктуации «вверх» практически никогда не достигала бы значения $2N_{\phi}$, что обеспечивает высокую достоверность измерений. Кроме того, при длительности измерений 35с и естественном радиационном фоне будет сформировано $27 \cdot 35 / 60 \approx 16$ импульсов, что позволяет в качестве первичного счетчика пятиразрядный счетчик, с выхода 16 которого счетные импульсы могут быть непосредственно направлены на вход счетчика накопителя, реализованного на двоично-десятичных счетчиках.

Работа измерителя представляет собой чередование циклов, каждый из которых состоит из 35-секундного измерительного интервала и трехсекундного индикационного. Кроме того, измеритель снабжен звуковым индикатором (ЗИ), позволяющим в течение измерительного интервала слышать щелчки от одиночных ионизирующих частиц. Для улучшения восприятия этих сигналов на слух предусмотрен формирователь ФИ2, расширяющий выходные импульсы до 5 мс. Переход к индикаторному режиму сопровождается звуковым тональным сигналом. Все необходимые временные интервалы и тональный сигнал формируются в блоке управления (БУ). Для обеспечения независимости временных интервалов от дестабилизирующих факторов, задающий генератор ЗГ реализован с помощью кварцевого резонатора.

Накальная цепь люминесцентных индикаторов БИ питается от второго преобразователя напряжения (ПН2). Для возбуждения этого преобразователя использованы импульсы ЗГ. С целью повышения экономичности предусмотрено включение преобразователя только на интервале индикации.

Если интенсивность излучения достаточно велика, то включается световой индикатор (СИ), реализованный на светодиоде.

Вопросы для самопроверки

1. Укажите по каким признакам различают электрические сигналы и какими информационными параметрами они характеризуются.
2. Какие значения частоты пульса используются для оценки деятельности сердечно-сосудистой системы человека? Каков диапазон изменения этой частоты, какие датчики и приборы применяются для ее измерения?
3. Какие датчики применяются для измерения частоты дыхания человека и каков диапазон ее изменения?
4. Укажите в каких датчиках частота выходного сигнала пропорциональна измеряемому физическому или физиологическому показателю. Поясните принцип работы таких датчиков.
5. Перечислите датчики, применяемые в резонансных измерительных системах, поясните принцип действия таких систем.
6. В чем заключается принцип частотно-импульсной модуляции? Укажите где такой вид модуляции находит применение.
7. Поясните причину возникновения разности фаз между током и напряжением в цепях с реактивными элементами.
8. Укажите основные методы измерения фазового сдвига. Приведите схемы аналогового и цифрового фазометров, поясните принцип их действия.
9. В чем заключается принцип широтно-импульсной модуляции? Укажите где такой вид модуляции находит применение.
10. Поясните принцип действия расходомерных датчиков, укажите области их применения, приведите схемы измерительных систем на их основе.
11. Какие датчики применяются для измерения угловых и линейных перемещений? Поясните принцип действия таких датчиков.
12. Что используется в качестве датчика измерения интенсивности ионизирующих излучений? В чем заключается принцип работы такого датчика?

Список литературы к разделу 2

1. Популярная медицинская энциклопедия // Гл.ред. В.И. Покровский. - Ульяновск: Книгочей, 1997. - 688с.
2. Остроухов В.Д. Конспект лекций по курсу "Теория, расчет и проектирование биотехнических аппаратов и систем". Часть 1. "Аппаратура для функциональной диагностики". - Харьков: ХИРЭ, 1993. - 132с.
3. Жуковский В.Д. Медицинские электронные системы. - М.: Медицина, 1976. - 312с.
4. Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые датчики. - М.: Советское радио, 1975. - 104с.
5. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. - М., 1978.
6. Абакумов В.Г. Электронные промышленные устройства. - К.: Вища школа, 1978. - 376 с.
7. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. - М.: Радио и связь, 1991. - 376 с.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т. 2. - М.: Мир, 1983. - 590 с.
9. Электронные управляющие и информационные устройства: Методические рекомендации к изданию дисциплины // Под общ. ред. А.В. Кипенского. - Харьков: ХГПУ, 1996. - 156с.
10. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: В 2-х т. Учебник для вузов. Том 1. - Л.: Энергоиздат. 1981. - 536с.
11. Электрические измерения: Учебник для техникумов // Под ред. В.Н. Малиновского. - М.: Энергоиздат. 1983. - 392с.
12. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений: Учеб. пособие для вузов. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 448с.
13. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. - К.: "Вища школа", 1971. - 552с.
14. Электрические измерения: Учебник для вузов // Под ред. А.В. Фремне. - Л.: Энергия, 1973. - 424с.
15. Электроника: Энциклопедический словарь // Гл. ред. В.Г. Колесников. - М.: Сов. Энциклопедия, 1991. - 688с.

3 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В МЕДИЦИНЕ И МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКЕ

3.1 Основные параметры импульсов и импульсных последовательностей

Многообразие методик импульсной электротерапии и электростимуляция, а также разнообразие объектов и процессов, управляемых импульсными последовательностями, привело к применению импульсов самой разнообразной формы.

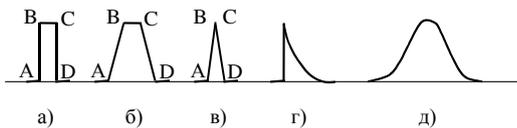


Рисунок 3.1 – Основные формы идеальных импульсов

На рис. 3.1 изображены импульсы идеализированной формы, которые можно рассматривать как образцы импульсов реальной формы. Они известны под названием, отражающим геометрические свойства импульсов: прямоугольный импульс (а), трапецеидальный импульс (б), треугольный импульс (в), экспоненциальный импульс (г), колокольный импульс (д) [1]. Различают такие участки импульса (рис. 3.1): фронт (АВ), вершина (BC), срез (CD) и основание (АД).

Подразделение импульса на участки диктуется практическими соображениями. Фронт и срез импульса обычно определяют моменты срабатывания (отпирания или запираения) полупроводникового прибора или логического элемента, подверженного воздействию импульса. Вершина импульса, часто являющаяся уплощенной, соответствует рабочей части импульса (она определяет, например, длительность открытого состояния полупроводникового прибора). Из-за несовершенства устройств формирования импульсов обычно получается некоторое непостоянство величины импульса.

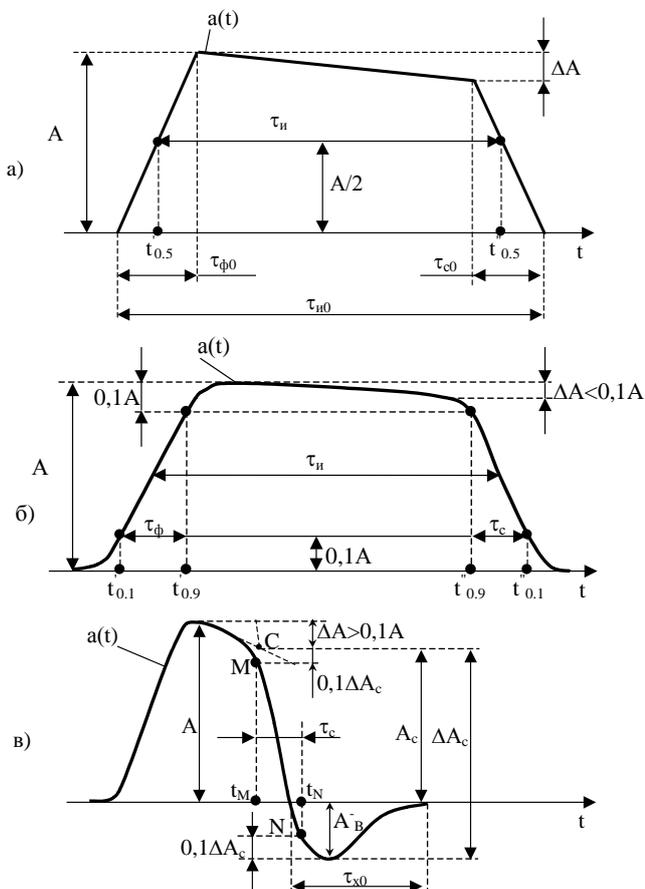


Рисунок 3.2 – К определению параметров импульсов

Основными параметрами импульса являются (рис. 3.2,а):

- A - высота импульса (амплитуда импульса);
- ΔA – спад вершины импульса;
- $\tau_{н0}$ – длительность импульса (по основанию);
- $\tau_{ф0}$ – длительность фронта импульса (по основанию);
- $\tau_{с0}$ – длительность среза импульса (по основанию).

Обычно основное значение имеет не абсолютная величина ΔA , а относительная величина спада вершины, определяемая параметром

$$\lambda_A = \frac{\Delta A}{A}. \quad (3.1)$$

Иногда предъявляются жесткие требования к постоянству вершины импульса ($\lambda_A \leq 0,01 - 0,05$). В ряде случаев эти требования значительно смягчаются ($\lambda_A \leq 0,1$). При формировании предельно коротких импульсов вообще не удастся получить импульсы с уплощенной вершиной (трапецеидальный импульс вырождается в треугольный).

Измерение длительности $\tau_{и0}$ импульса становится малоопределенным при оперировании с реальными импульсами. Кроме того, основной результат воздействия импульса на то или иное устройство проявляется после того, как величина импульса достигнет некоторого уровня; этот уровень обычно близок к 50% от высоты импульса. Из этих соображений введено понятие об активной длительности $\tau_{и}$ импульса, измеряемой на уровне $0,5A$ (рис. 3.2,а):

$$\tau_{и} = t''_{0,5} - t'_{0,5}. \quad (3.2)$$

В общем случае $\tau_{и} \leq \tau_{и0}$. Равенство $\tau_{и} = \tau_{и0}$ справедливо для прямоугольного импульса. У треугольного импульса $\tau_{и} = 0,5 \tau_{и0}$.

Реально получаемые импульсы не отличаются остротой и геометрической простотой формы, свойственной импульсам идеализированной формы (см. рис. 3.1). На рис. 3.2,б представлен примерный вид реально получаемого импульса трапецеидальной формы. Определение длительностей фронта $\tau_{ф0}$ и среза $\tau_{с0}$ (а также и длительности $\tau_{и0}$) при показанной на рис. 3.2,б сглаженной форме импульса становится малоопределенным. Поэтому для характеристики формы реальных импульсов введено понятие об активных длительностях фронта и среза импульсов.

Активная длительность фронта ($\tau_{ф}$) и активная длительность среза ($\tau_{с}$) определяются разностями соответствующих моментов времени, в которые величина импульса $a = a(t)$ принимает значения $a = 0,9A$ и $a = 0,1A$ (рис. 3.2,б):

$$\tau_{ф} = t'_{0,9} - t'_{0,1}; \quad \tau_{с} = t''_{0,1} - t''_{0,9}. \quad (3.3)$$

Интервалы времени, соответствующие $\tau_{ф}$ и $\tau_{с}$, называются *междецильными интервалами*.

На практике приходится оперировать с импульсами, у которых хотя и проявляется уплощенный характер вершины, но спад вершины $\Delta A > 0,1A$ (рис. 3.2,в). Кроме того, иногда после среза импульса образуется послеимпульсный обратный выброс на полярности, противоположной полярности, основной части импульса, причем величина выброса $A_g^- > 0,1A$, т. е. она достаточно существенна. Эту часть импульса называют *хвостом импульса*; длительность $\tau_{х0}$ хвоста импульса определяет в ряде устройств длительность стадии восстановления, т.е. длительность возвращения устройства к исходным начальным условиям, с чем связана его готовность к последующему нормальному действию.

При оперировании с импульсом, изображенным на рис. 3.2,в, определение активной длительности среза указанным путем становится не выразительным. Кроме того, рабочее назначение среза импульса при его воздействии на то или иное устройство связано с перепадом величины импульса (при срезе)

$$\Delta A_c = A_c + A_g^-, \quad (3.4)$$

не равным в общем случае высоте A импульса. Поэтому целесообразно определять активную длительность среза из построения, приведенного на рис. 3.2,в. Вначале, находится точка C (точка пересечения касательных к вершине импульса и к его срезу) и вычисляется величина ΔA_c ; затем находят точки M и N (определяемые величиной $0,1\Delta A_c$) и соответствующие им моменты времени t_M и t_N , после чего определяется активная длительность среза $\tau_c = t_N - t_M$.

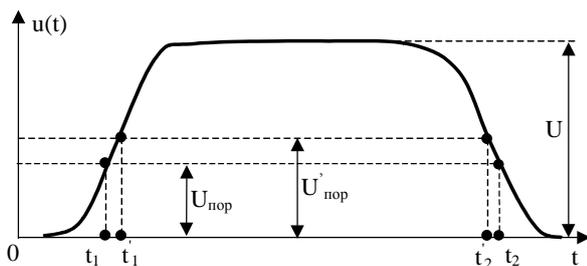


Рисунок 3.3 – К определению требований по длительностям фронта и среза импульса

В ряде случаев практики важна достаточно точная фиксация моментов t_1 или t_2 (рис. 3.3), в которые величина импульса напряжения (на фронте или срезе) равна некоторому пороговому значению $U_{пор}$. Из-за нестабильности источников питания или в результате замены полупроводникового прибора величина порогового напряжения меняется в некоторых пределах (от $U_{пор}$ до $U'_{пор}$). Это приводит к вариации моментов t_1 и t_2 в соот-

ветствующих пределах ($\Delta t_1 = t_1' - t_1$ и $\Delta t_2 = t_2 - t_2'$). Такие же последствия получаются и при изменении высоты U импульса.

При прямоугольной форме импульса описанной выше вариации моментов t_1 или t_2 не происходит. Чем меньше длительность фронта (среза), тем меньше временная нестабильность работы импульсных устройств. Поэтому обычно предъявляются определенные требования к длительности фронта или среза импульса. Эти требования в зависимости от назначения определяются равенствами:

$$\tau_{\phi} \cong (0,1 - 0,3)\tau_u; \quad \tau_c = (0,1 - 0,3)\tau_u. \quad (3.5)$$

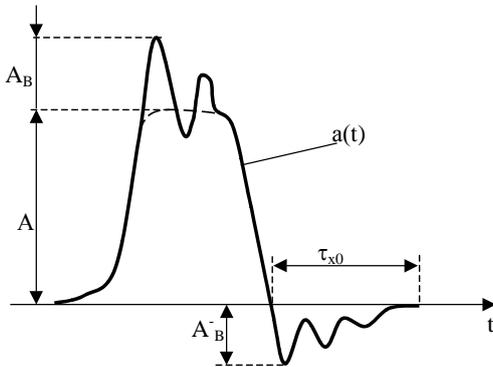


Рисунок 3.4 – Влияние паразитных колебаний на форму импульса

Из-за влияния паразитных элементов импульсных устройств на вершине и хвосте импульса иногда заметно проявляются нежелательные для многих применений наложенные паразитные колебания (рис. 3.4). Благоприятно то, что благодаря наличию в рабочих цепях устройств активных сопротивлений паразитные колебания довольно быстро затухают. Для ускорения затухания иногда специально вводят активные элементы в рабочие цепи устройств.

В ряде технических применений предъявляются определенные требования к равномерности вершины импульса, нарушаемой паразитными колебаниями. Неравномерность вершины оценивается относительной величиной выброса импульса A_B (рис. 3.4), аналогичным образом оценивается значимость обратного выброса A_B^- :

$$\lambda_B = \frac{A_B}{A}; \quad \lambda_B^- = \frac{A_B^-}{A}. \quad (3.6)$$

Выброс импульса определяет пиковое значение импульса $A_{II} = A + A_B$. Но высота A импульса, выражающая его номинальную величину, обычно определяется без учета паразитных колебаний на вершине.

В последовательности импульсов наиболее важными являются следующие, связанные между собой параметры: период T следования импульсов, частота f следования импульсов, скважность Q и коэффициент заполнения k

$$f = \frac{1}{T}; \quad Q = \frac{T}{\tau_u}; \quad k = \frac{1}{Q} = \frac{\tau_u}{T} = \tau_u f. \quad (3.7)$$

Частота следования импульсов определяет число импульсов в 1с и измеряется в герцах (Гц).

Последовательность импульсов характеризуется также своим средним и действующим значениями, зависящими от формы импульсов и, в особенности, от их скважности.

Средним значением последовательности импульсов, определяющим постоянную составляющую импульсного процесса, называется величина

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T a(t) dt. \quad (3.8)$$

Для последовательности прямоугольных импульсов высотой A

$$A_{0PP} = A \frac{\tau_u}{T} = \frac{A}{Q} = Ak. \quad (3.9)$$

Действующее (эффетивное) значение последовательности импульсов находится из равенства энергий

$$\int_0^T [a(t)]^2 dt = A_s^2 T, \quad (3.10)$$

Для последовательности прямоугольных импульсов высотой A из равенства (3.10) получаем $A^2 \tau_u = A_{\text{ЭПР}}^2 T$, откуда

$$A_{\text{ЭПР}} = A \sqrt{\frac{\tau_u}{T}} = A \sqrt{k}. \quad (3.11)$$

Из сопоставления формул (3.9) и (3.11) следует, что $A_{\text{ЭПР}} = A_{0\text{ПР}} / \sqrt{k} = A_{0\text{ПР}} \sqrt{Q}$, т.е. действующее значение импульсной последовательности больше его среднего значения, причем это различие повышается с возрастанием скважности импульсов.

3.2 Импульсная электротерапия

В современной электротерапии широко применяются импульсные токи, представляющие собой периодически следующие импульсы электрического тока [2]. Простейшим и исторически первым введенным в практику импульсным током является ток, получаемый ручным или механическим прерыванием цепи постоянного тока. С развитием электроники появилась возможность получать импульсные токи с любыми необходимыми параметрами. В современных аппаратах используются импульсы различной формы (см. подраздел 3.1) длительностью от десятков микросекунд до нескольких секунд, с частотой повторения от долей герца до десятков килогерц. При необходимости может обеспечиваться независимая регулировка амплитуды, длительности и частоты следования импульсов.

3.2.1 Электротерапия диадинамическими токами*

Диадинамические токи относятся к импульсным токам и представляют собой комбинации импульсов по форме близких к синусоидальным (см. рис. 3.5). Следует отметить, что у отдельных видов диадинамических токов амплитуда импульсов не постоянна, а изменяется (модулирована) по определенному закону. Подача импульсного тока отдельными посылками (сериями) с перерывами, равными или несколько большими длительности посылок, является более физиологичной чем непрерывная последовательность импульсов, так как обеспечивает возможность для отдыха ткани, что совершенно необходимо, например, при сокращении мышцы [3]. Имеет значение и постепенное увеличение и уменьшение амплитуды импульсов, обеспечивающее более плавное, безболезненное сокращение мышц.

Огибающие посылки модулированных по амплитуде импульсов также представляют собой импульсные последовательности с меньшей частотой и характеризуются теми же параметрами, что и рассмотренные выше (см. подраздел 3.1).

* *Электротерапия диадинамическими токами* называется *диадинамотерапией* и представляет собой метод воздействия на тело пациента контактным способом диадинамическими токами небольшой силы (до 50 мА). Диадинамотерапия разработана и предложена в 30-х годах французским врачом-стоматологом П. Бернаром (P. Bernard), поэтому диадинамические токи называют токами Бернара. При разработке метода П. Бернар исходил из концепции, что ткани животного, в том числе, в том числе человеческого, организма быстро адаптируются к постоянному раздражению и со временем меньше или совсем на него не реагируют, а изменение характера электрического раздражителя предотвращает адаптацию тканей.

Механизм лечебного воздействия диадинамических токов достаточно сложен. Основным в их действии является чрезвычайно быстрый болеутоляющий эффект. П. Бернар считал, что в механизме обезболивающего действия диадинамических токов лежат два момента: кратковременное ритмическое воздействие током, в первую очередь вызывающее торможение болевой чувствительности, достигающее до полной анестезии; стимуляция под влиянием диадинамического тока трофических процессов путем нормализации нарушенного кровообращения, тканевого обмена, рассасывания периневральных отеков и т.п.

Под влиянием тока происходит расширение капилляров, улучшаются кровообращение и приток продуктов питания к тканям, удаляются продукты обмена и распада из воспалительных очагов. С этим связано противовоспалительное действие, происходит рассасывание посттравматических кровоизлияний, активизируется обмен веществ.

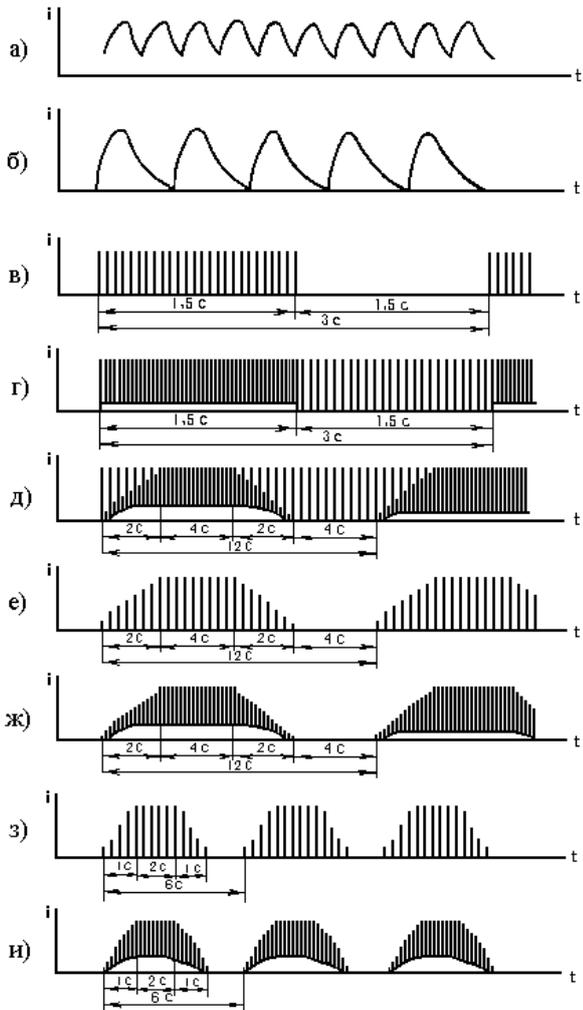


Рисунок 3.5 – Виды диадинамических токов

ходного тока. Блок генератора включает в себя двухполупериодный выпрямитель (В), который в зависимости от выбранного режима может работать как двух-, так и однополупериодная схема (то есть 100 или 50 Гц – выходного сигнала). В состав блока генератора входит также два модулятора. Первый модулятор М1 осуществляет амплитудную модуляцию синусоидальных сигналов, необходимую для формирования серий различных видов тока. Моду-

Формирование диадинамических токов осуществляется импульсными аппаратами, которые так и называются аппаратами для терапии диадинамическими токами. Эти аппараты предназначены для применения во физиотерапевтических кабинетах поликлиник, больницы, лечебно-профилактических учреждений и на дому.

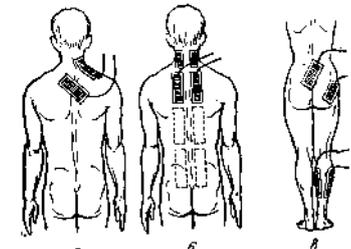
Одним из аппаратов для терапии диадинамическими токами является аппарат "Тонус - 1"^{*} [2]. Основные технические данные аппарата: 9 видов тока (см. рис. 3.5) при наибольшем значении постоянной составляющей 50 мА (при нагрузке 500 Ом); защитное устройство отключает цепь пациента при токе, превышающем установленный выходной ток на 5 – 15 мА; питание от сети переменного напряжения 220 В ± 10 % с частотой 50 Гц; потребляемая мощность не более 60 ВА; по защите от поражения электрическим током аппарат выполнен по II классу.

Аппарат предназначен для эксплуатации в следующих условиях: температура окружающего воздуха от +10 до +35 °С; относительная влажность воздуха 65 ± 15 %; атмосферное давление 750 ± 30 мм. рт. ст.

Структурная схема аппарата представлена на рис. 3.6. Блок генератора служит для преобразования переменного напряжения вторичной обмотки силового трансформатора Т в модулированные по амплитуде синусоидальные импульсы, поступающие затем на регулятор вы-

При диадинамотерапии мышцы подвергаются ритмическому сокращению и расслаблению, вплоть до их видимого сокращения, что сопровождается восстановлением функции мышц. Наблюдается общее действие: тенденция к снижению артериального давления при гипертонической болезни; происходит нормализация процессов высшей нервной деятельности.

Для лечения диадинамическими токами используют электроды круглой или прямоугольной формы с гидрофильными прокладками. Если при воздействии ток вызывает только жжение под электродами, то его силу следует увеличить до появления ощущения вибрации или чувства «сползания электрода».



а) Аппарат «Тонус-1» был разработан Всесоюзным научно-исследовательским институтом медицинского приборостроения и выпускался Московским заводом электронной медицинской аппаратуры.

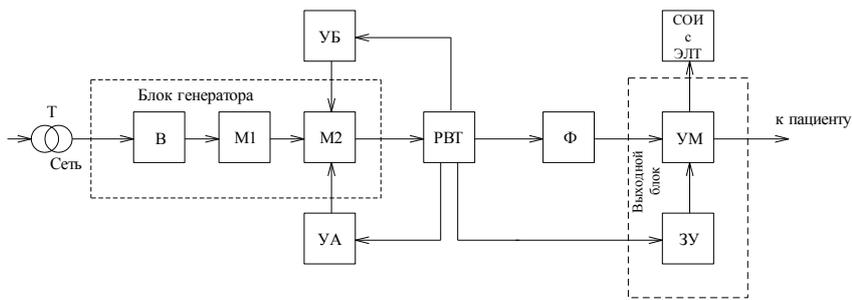


Рисунок 3.6 – Аппарат для терапии диадинамическими токами “Тонус - 1”

лирующее напряжение создается преобразователем напряжения питающей сети в прямоугольные импульсы, делением частоты следования этих импульсов и последующим их интегрированием. Второй модулятор М2 предназначен для отключения выходного тока

при срабатывании устройства блокировки (УБ) и устройства автоматики (УА). Питание блока генератора производится от стабилизатора напряжения.

Регулятор выходного тока (РВТ) представляет собой резистор переменного сопротивления и служит для ограничения выходного тока. В блоке формирователя (Ф) срезу синусоидальных импульсов придается экспоненциальная форма. Блок формирователя служит также для установки при настройке аппарата номинального значения выходного тока.

Выходной блок включает в себя выходной усилитель мощности (УМ), а также защитное устройство (ЗУ) пациента от недопустимого увеличения тока при аварийных ситуациях. Усилитель мощности выполнен на пяти последовательно включенных транзисторах. Выходное сопротивление усилителя мощности достаточно велико. Это обеспечивает независимость выходного тока от сопротивления нагрузки (изменение сопротивления в заданном для каждого значения тока диапазоне), что облегчает эксплуатацию, так как изменение сопротивления тела в процессе процедуры не приводит к изменению тока через электроды. Защитное устройство включает в себя блок сравнения, усилитель, тиристорный ключ и исполнительное электромагнитное реле. В случае какой-либо неисправности, приводящей к увеличению выходного тока на 5 – 15 мА, срабатывает блок сравнения. Это приводит к последовательному отпирианию транзистора и тиристора, а также срабатыванию реле, контакты которого разрывают цепь пациента и замыкают выходную цепь аппарата. Питание защитного устройства осуществляется от отдельного выпрямителя с фильтром.

В выходном усилителе параллельно выходу аппарата подключен резистор, выходное напряжение с которого подается на систему отображения информации с электронно-лучевой трубкой (СОИ с ЭЛТ), которая установлена на панели управления аппарата. Наличие указанного резистора позволяет вести наблюдение за формой импульсов и в отсутствие пациента.

В аппарате имеется блокировочное устройство, исключающее ошибочное включение аппарата в сеть с невыведенной на нуль ручкой регулятора выходного тока. Если в процессе работы аппарата произойдет перерыв в сетевом питании, то после появления напряжения ручку регулятора тока необходимо снова установить в нулевое положение. Для упрощения проведения процедуры в аппарате автоматизировано постепенное снижение до нуля выходного тока по истечении заданного времени процедуры. Эта операция осуществляется устройством автоматики при заведенных процедурных часах. Длительность процесса автоматического уменьшения до нуля выходного тока составляет около 3 с.

3.2.2 Временная электрокардиостимуляция

Временная электрокардиостимуляция включает три основные области применения [4]:

- в качестве метода интенсивной терапии для нормализации сердечного ритма при бради- и тахикардиях;
- в качестве диагностического метода для выявления патологических отклонений в сердечно-сосудистой системе;
- на промежуточном этапе перед имплантацией постоянного электрокардиостимулятора для обеспечения предоперационного контроля системы электрод-сердце и эффектив-

ного электростимуляционного ритмовождения*.

Электрокардиостимуляторы (ЭКС) для временной стимуляции по способу их применения и конструктивным особенностям можно разделить на две основные группы – носимые и универсальные.

Носимые ЭКС являются портативными и сравнительно простыми аппаратами, имеющими один-два режима стимуляции. Естественно, что создание аппаратов с таким ограниченным выбором режимов представляется оправданным только с целью реализации наиболее широко применяемых типов стимуляции. Поэтому большинство выпускаемых в настоящее время отечественных и зарубежных носимых ЭКС работает в режимах асинхронной и R-запрещающей стимуляции. В таблице 3.1 приведены основные характеристики некоторых аппаратов этого типа.

Схемотехника носимых аппаратов сравнительно проста и незначительно отличается от схемотехники имплантируемых. Однако менее жесткие требования к надежности и габаритам позволяют улучшить такие параметры, как помехозащищенность, чувствительность и избирательность, и обеспечить индикацию выделения R-зубцов и нанесения стимулов за счет некоторого усложнения схемы. Питание их осуществляется, от батарей или аккумуляторов.

Универсальные клинические ЭКС применяются как для терапии различных видов нарушений ритма сердца, так и для диагностики. Они имеют более широкие функциональные

* **Электрокардиостимуляция** в зависимости от характера решаемой задачи, предполагает использование различных режимов и различных устройств.

При брадикардиях в зависимости от механизма нарушения ритма применяются асинхронный, R-запрещающий, P-синхронизированный и бифокальный электрокардиостимуляторы (ЭКС). Наиболее распространен режим R-запрещающий как наиболее простой, безопасный и физиологичный.

При тахикардиях, не поддающихся медикаментозному лечению или исключающих возможность такого лечения в связи с интоксикацией организма, или же в тех случаях, когда неэффективна или противопоказана дефибриляция применяются методы электростимуляционного урежения сердечного ритма, например такие, как парная стимуляция, сочетанная, а также парная синхронизированная. Эти методы реализуются путем стимуляции желудочков сердца или предсердий. В их основе лежит следующий общий методологический принцип урежения частоты механических сокращений сердечной мышцы.

При урежающей стимуляции желудочков стимулирующие импульсы формируются в период относительной рефрактерности, т. е. в конечной фазе систолы, вызывая электрическое возбуждение миокарда без механического его сокращения. Поскольку при тахикардиях длительность систолы желудочков больше длительности диастолы, следующий после нанесения стимулирующего импульса собственный импульс возбуждения сердца неизбежно попадает на период абсолютной рефрактерности искусственно вызванной электрической систолы, поэтому желудочки на него не реагируют и частота их механических сокращений уменьшается в 2 раза. Аналогичный результат достигается путем электрической стимуляции предсердий. В этом случае неэффективное электрическое возбуждение желудочков во время фазы относительной рефрактерности возникает вслед за последовательным возбуждением предсердий и атриоventрикулярного узла.

Для подавления некоторых видов предсердной тахикардии можно применить ее кратковременную (в течение единиц или десятков секунд) стимуляцию электрическими импульсами с частотой следования 300 - 1200 имп./мин. В тех случаях, когда тахикардия вызвана волной возбуждения, циркулирующей по замкнутому контуру, сердечный ритм может быть нормализован путем нанесения одиночного стимулирующего импульса в фазе относительной рефрактерности.

При решении диагностических задач используются преимущественно те же методы стимуляции, что и для терапевтических целей. Например, для обнаружения болезни коронарных сосудов применяется учащающая стимуляция предсердий, позволяющая обнаружить недостаточность кровоснабжения сердечной мышцы при увеличении потребления кислорода вследствие учащения ритма. Парная стимуляция применяется при внутрисердечных исследованиях у больных с пороками сердца, осложненными сердечными аритмиями. Нормализуя сердечный ритм, стимуляция позволяет осуществлять анализ регистрируемых параметров сердечной деятельности в нормальных условиях. Стимуляция одиночными импульсами дает возможность исследовать механизм нарушений функции проводящей системы сердца, являющихся источником аритмий, и т. д. Следует отметить, что диагностическое применение метода электрической стимуляции сердца находит в настоящее время все более широкое распространение.

Для обеспечения надежности и безопасности операций, связанных с имплантацией ЭКС в подготовительном периоде, используются малогабаритные носимые пациентом ЭКС, реализующие, как правило, те же режимы стимуляции, что и имплантируемые. Помимо носимых применяются специальные ЭКС, режим работы которых и выходные характеристики дают возможность осуществлять измерение порога возбудимости миокарда применительно к конкретным условиям.

Таблица 3.1 - Параметры носимых ЭКС для временной стимуляции

Страна, фирма или модель	Виды стимуляции	Параметры импульсов			Максимальная чувствительность, мВ	Габариты, мм	Масса, г
		Частота, имп./мин	Максимальная амплитуда	Длительность, мс			
США, модель 5880А	Асинхронная, R-запрещающая	50-120	20 мА	1,8	1	65×115×35	310
ФРГ, модель EDP-5а		55-240	15 В	1	2	85×60×24	285
Франция, Stimulex		40-180	14 В	1	2	133×80×30	390
СССР, модель ЭКСВ		40-130	9 В	1,8±0,2	2	126×72×45	270
СССР, модель ЭКСН-04		40-150	8 В	1±0,2	2	125×90×40	270

возможности и позволяют не только учащать, но и урежать частоту сердечных сокращений. Универсальные ЭКС используются в реанимационных отделениях, палатах интенсивной терапии и операционных, где возможны случаи возникновения самых различных нарушений сердечного ритма. Как правило, новые режимы электрокардиостимуляции, еще не получившие широкого распространения, реализуются в первую очередь в этих аппаратах, поэтому они сравнительно быстро модернизируются.

В таблице 3.2 приведены основные характеристики моделей универсальных клинических ЭКС.

Электронные схемы универсальных аппаратов значительно сложнее схем аппаратов других типов, что обусловлено широким спектром, предусмотренных в них режимов и сложностью их реализации, особенно в случае урежающей стимуляции.

Универсальные ЭКС конструктивно выполняются как аппараты настольного типа, а их питание осуществляется от аккумуляторов или от сети.

Таблица 3.2 – Параметры универсальных клинических ЭКС

Страна, фирма или модель	Виды стимуляции	Параметры импульсов				Максимальная чувствительность, мВ	Габариты, мм	Масса, г
		Частота, имп./мин	Максимальная амплитуда	Длительность, мс	Задержка, мс			
США, Medtronic, модель 5837	Асинхронная, R-запрещающая, сочетанная, парная	60-250	15 мА	1	0-1000	–	–	–
США, Cordis, модель Synchrococ II	Асинхронная, P- и R-синхронизированная, парная	20-200 120-1200	17 мА	0,7	20-300 50-450	0,7	100×130×177	1200
ФРГ, Biotronic, модель EVRP-3а	Асинхронная, R-запрещающая, P- и R-синхронизированная	55-180	17 В	0,1-2	–	0,3	130×250×110	2700
СССР, модель ЭКСК-02	Асинхронная, сочетанная, R-запрещающая, парная, парная синхронизированная	40-160	15 мА	2±0,5	160-350	0,5	330×370×135	5000
СССР, модель ЭКСК-03	Асинхронная, R-запрещающая, урежающая (парная, парная синхронизированная), стимуляция импульсами повышенной частоты и одиночными импульсами	40-180	15 мА	1	100-300	1,5	330×370×135	5000

В полностью автоматизированных ЭКС предусматриваются системы управления как задержкой, так и амплитудой стимулирующих импульсов. Обычно для регулирования амплитуды используется искусственно вызванный QRS-комплекс после стимулирующего импульса. При регулировании задержки урежающего стимулирующего импульса используется проверка на отсутствие механического сокращения миокарда при возбуждении сердца.

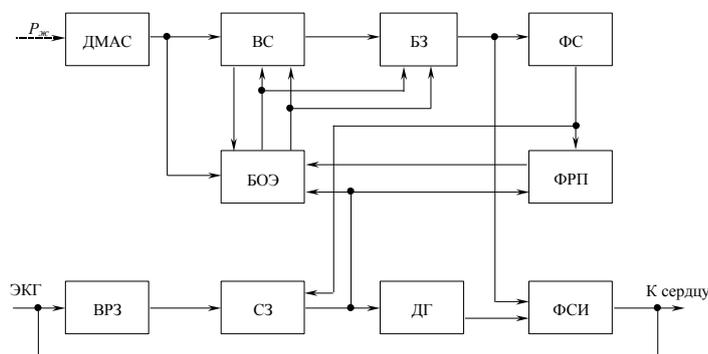


Рисунок 3.7 – Структурная схема ЭКС с автоматической регулировкой параметров стимулирующих импульсов по сигналу внутрижелудочкового давления

На рис. 3.7 приведена структурная схема ЭКС, в котором для автоматического регулирования задержки используется сигнал внутрижелудочкового давления. На рис. 3.8 приведены диаграммы напряжений, поясняющие работу аппарата.

Датчик механической активности сердца (ДМАС) формирует сигнал, пропорциональный величине внутрижелудочкового давления $P_{жс}$. Во время систолического сокращения желудочков на выходе датчика механической активности сердца возникает

импульсный сигнал, соответствующий подъему давления во время систолы (рис. 3.8,а). Этот сигнал поступает на выделитель среза (ВС), формирующий импульс, совпадающий с определенной точкой среза волны давления (рис. 3.8,б, моменты t_2, t_7, t_{14}, t_{18}); положение которой зависит от порогового напряжения. Сигнал с выхода выделителя среза подается на вход блока задержки (БЗ). Кроме того, выделитель среза формирует напряжение, амплитуда которого составляет определенную часть, например 0,1, максимальной амплитуды выходного сигнала датчика механической активности сердца (рис. 3.8,в). Это напряжение поступает на один из входов блока оценки эффективности (БОЭ) урежающих стимулов. Блок задержки вырабатывает импульс (рис. 3.8,г), срезом которого осуществляется запуск формирователя строга (ФС) и формирователя стимулирующих импульсов (ФСИ).

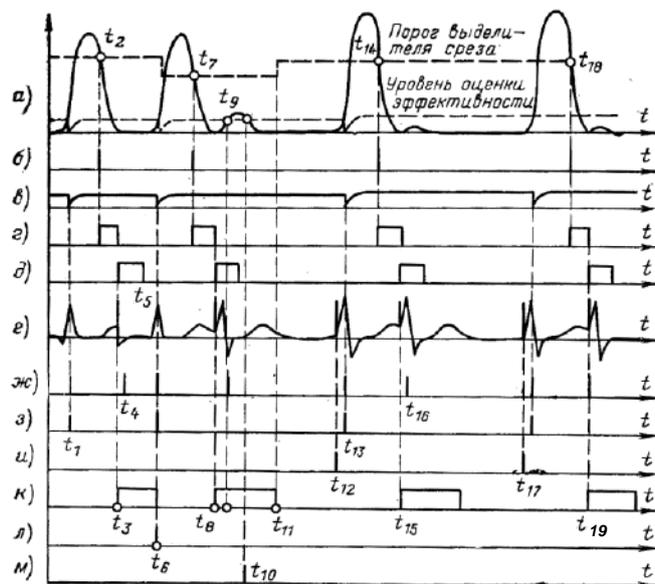


Рисунок 3.8 – Временные диаграммы работы ЭКС с автоматической регулировкой по сигналу внутрижелудочкового давления

Формирователь строга генерирует импульс (рис. 3.8,д, интервал $t_3 - t_5$) с длительностью, несколько превышающей интервал времени, в течение которого после нанесения стимулирующего импульса на ЭКГ возникает вызванный им экстрасистолический QRS-комплекс, например 50 мс. Формирователь стимулирующих импульсов в момент появления среза выходного импульса схемы задержки вырабатывает урежающий стимулирующий импульс, который совпадает по времени с конечной фазой систолы - зоной относительной рефрактерности и, таким образом, вызывает гемодинамически неэффективную экстрасистолу (рис. 3.8,е, моменты t_8, t_{15}, t_{19}). На вход выделителя R-зубцов (ВРЗ) поступает внутриполостная ЭКГ (рис. 3.8,е). При появлении QRS-комплекса или стимулирующего импульса выделитель R-зубцов формирует синхроимпульсы (рис. 3.8,ж, моменты $t_1, t_4, t_6, t_9, t_{13}, t_{16}$), которые поступают на вход схемы запрета (СЗ). Схема запрета пропускает импульсы, соответствующие

естественным или гемодинамически эффективным вызванным *QRS*-комплексам, и не пропускает *QRS*-комплексы, вызванные урежающими стимулами (рис. 3.8,з), так как в это время она заперта выходным импульсом формирователя строга. Выходные импульсы схемы запрета подаются на один из входов формирователя длительности рефракторного периода (ФРП), а также осуществляют сброс деманд-генератора (ДГ). Последний вырабатывает импульсы с периодом следования, равным выбранной длительности сердечного цикла (рис. 3.8,и, интервал $t_{12} - t_{17}$), которые поступают на вход формирователя стимулирующих импульсов. При этом формирователь стимулирующих импульсов вырабатывает импульсы, которые вызывают эффективное сокращение желудочков. Если же естественный *QRS*-комплекс появляется после предыдущего гемодинамически эффективного *QRS*-комплекса через время, меньшее периода деманд-генератора (рис. 3.8,е, момент t_6), то соответствующий ему импульс схемы запрета сбрасывает деманд-генератор и очередной гемодинамически эффективный стимул наносится по истечении времени, равного периоду деманд-генератора (рис. 3.8,е, интервал $t_6 - t_{12}$).

Таким образом, после включения устройства и появления *QRS*-комплекса и соответствующей ему волны желудочкового давления в устройстве формируются два стимулирующих импульса: один наносится на сердце в конечной фазе систолы и вызывает гемодинамически неэффективную экстрасистолу и удлинение рефракторного периода, второй наносится на сердце через время, равное периоду деманд-генератора, и вызывает эффективное сокращение желудочков. Последующие стимулирующие импульсы формируются аналогичным образом с задержкой относительно последнего эффективного сокращения желудочков и соответствующего ему *QRS*-комплекса.

Формирователь длительности рефракторного периода вырабатывает импульс (рис. 3.8,к, интервалы $t_3 - t_6$, $t_8 - t_{11}$), начало которого совпадает с моментом нанесения урежающего стимула, а длительность равна длительности задержки этого стимула относительно предыдущего *QRS*-комплекса.

Блок оценки эффективности урежающих стимулов осуществляет оценку электрической и механической эффективности урежающих импульсов стимуляции. Если во время действия импульса формирователя длительности рефракторного периода появляется естественный *QRS*-комплекс (рис. 3.8,е, момент t_6), то это свидетельствует об электрической неэффективности предшествующего урежающего стимула (рис. 3.8,е, момент t_3). Тогда с одного из выходов блока оценки эффективности урежающих стимулов на один из входов выделителя среза и на один из входов схемы задержки подается импульс (рис. 3.8,л), уменьшается порог выделения среза, увеличивается длительность импульса схемы задержки и, таким образом, увеличивается задержка урежающих стимулов относительно предшествующих *QRS*-комплексов. Если во время действия импульса формирователя длительности рефракторного периода сигнал механической активности сердца превысит пороговое значение (рис. 3.8,а, интервал $t_9 - t_{10}$), то это свидетельствует о гемодинамической эффективности урежающего стимула (рис. 3.8,е, момент t_8), и с одного из выходов блока оценки эффективности урежающих стимулов на один из входов выделителя среза и на один из входов схемы задержки подается импульс (рис. 3.8,м, момент t_{10}). При этом увеличивается порог выделения среза импульса (рис. 3.8,а, момент t_{11}), уменьшается длительность задержки и, таким образом, уменьшается задержка урежающих стимулов относительно предшествующих *QRS*-комплексов.

Электрокардиостимуляторы для временной стимуляции, предназначенные для измерения порога возбуждения сердечной мышцы, имеют параметры выходных импульсов, либо аналогичные параметры импульсов имплантируемых аппаратов, либо регулируемые в некотором диапазоне. Как правило, помимо порога возбуждения, эти аппараты позволяют осуществлять измерение ряда других параметров, в том числе параметров имплантируемых ЭКС. Характеристики ряда серийных измерительных ЭКС приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 - Параметры измерительных ЭКС

Страна, фирма, модель	Измеряемые параметры	Параметры анализатора
США, Cordis, модель The cordis pacer system analyzer	Порог возбуждения (встроенным стимулятором), амплитуда электрокардосигнала, амплитуда, длительность и частота выходных импульсов электрокардиостимуляторов, их чувствительность и выходное напряжение без нагрузки	Амплитуда стимулирующих импульсов при высокоомном выходе 0 - 10 мА, при низкоомном выходе 0 - 10 В, длительность 0,1 - 2 мс, частота 30 - 200 имп./мин., чувствительность 1 мВ, диапазон измеряемой чувствительности 0,3 - 10 мВ, точность измерения параметров стимуляторов $\pm 2\%$
США, Medtronic, модель Pacing system analyzer	Порог возбуждения (встроенным стимулятором), амплитуда электрокардосигнала, амплитуда, длительность и период выходных импульсов электрокардиостимуляторов, их чувствительность	—
ФРГ, Bio-tronic, модель ERA	Порог возбуждения, амплитуда электрокардосигнала	Амплитуда стимулирующих импульсов при высокоомном выходе 0 - 10 мА, при низкоомном выходе 0 - 10 В, длительность 0,1 - 0,3 - 0,4 - 0,5 - 0,7 - 0,8 - 0,9 - 1,0 мс, частота 40 - 180 имп./мин., чувствительность 1 - 20 мВ

3.2.3 Электростимуляция скелетной мускулатуры

Для электростимуляции* нервно-мышечного аппарата человека используют различные импульсы, которые условно можно разделить на две группы: импульсы низкой частоты (до 1000 Гц) и импульсы средней частоты (от 1 до 100 кГц) [4].

Параметры импульсов выбираются иногда на основе общих соображений. Нередко их подбирают просто, исходя из субъективных ощущений пациента, подвергающегося воздействию.

Оптимальным электростимулирующим импульсом, вызывающим сокращение мышцы, является импульс, который имеет минимальную мощность и оказывает наименьшее воздей-

* *Электростимуляция скелетной мускулатуры* в зависимости от амплитуды сигналов и порога возбуждения стимулируемой нервно-мышечной структуры осуществляется в одном из следующих режимов: подпороговый, пороговый и надпороговый.

Подпороговый режим воздействия не вызывает сокращения мышцы, регистрируемого визуально или при помощи датчика. В опытах с подпороговой стимуляцией нервно-мышечного аппарата при выполнении динамической или статической работы было обнаружено повышение его работоспособности. При электростимуляции подпороговыми сигналами 5 раз в неделю (длительность процедуры 10 мин) в течение месяца нарастала сила и возбудимость мышц. Анализ данных проводился путем оценки электромиограмм, интегральной электрической активности мышцы и эргограмм. Полученные результаты можно объяснить тем, что эфферентная стимуляция связана со способностью рецепторов (в том числе проприорецепторов) длительно отвечать на раздражение импульсами, в связи с чем через спинальные мотонейроны одноименных сегментов замыкается обратная связь, т. е. возникающая в ответ эфферентная импульсация поддерживает мышечный тонус и трофические процессы на более высоком уровне, чем в покое. Следовательно, стимулирующее воздействие влияет в основном на эфферентную систему. Этот режим целесообразно использовать в клинической практике и в других случаях, сопровождающихся гиподинамией, он может сочетаться с воздействием пороговых и надпороговых стимулов.

Пороговый режим представляет собой такое воздействие, при котором происходит едва регистрируемое сокращение стимулируемой мышцы. Эффект воздействия заключается не только в эфферентной электростимуляции, но и в непосредственном влиянии на нервно-мышечные структуры. Например, применяется так называемый электромассаж, т. е. такая процедура, при которой стимулирующие сигналы вызывают фасцикулярные подергивания мышечных волокон, но вся мышца не напрягается и движения в суставе не происходит. Электромассаж приводит к улучшению рабочих параметров мышцы и может частично заменить двигательную тренировку. Электростимуляцию следует проводить по меньшей мере 3 раза в неделю, так как при этом ее эффективность вдвое выше, чем при двухразовой тренировке.

Надпороговый режим представляет собой такое воздействие, при котором сокращение стимулируемой мышцы больше порогового, при этом оно может иметь различную степень выраженности. Эффект воздействия сходен с достигаемым при пороговом режиме электростимуляции, однако непосредственное влияние на нервно-мышечные структуры оказывается более сильным, четко выражено эфферентное влияние на все уровни двигательного анализатора и целостный организм. Вызванное максимальное сокращение мышцы может поддерживаться дольше и повторяться большее число раз, чем при произвольных усилиях.

ствие на кожу и ее рецепторы. Для лабораторных исследований удобна прямоугольная форма импульса, облегчающая количественный анализ, дозировку стимулов и допускающая достаточно простую конструкцию аппаратуры. Раздражение импульсами одной полярности приводит к “химическому” повреждающему эффекту, аналогичному длительному действию на ткань постоянного тока, из-за смещения ионов в одну сторону под воздействием монофазных сигналов. Во избежание явлений электролиза в системе электроды-кожа следует использовать импульсы чередующейся полярности.

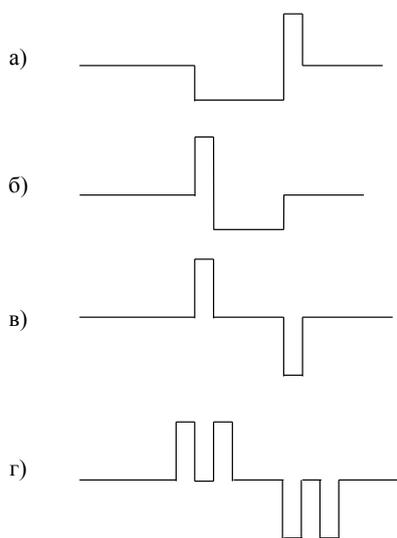


Рисунок 3.9 – Прямоугольные импульсы с чередующейся полярностью и равной энергией

Здесь возможны два варианта:

- один высокоамплитудный импульс вызывает сокращение мышцы, а ему предшествует (или следует за ним) низкоамплитудный импульс противоположной полярности, но равной энергии (рис. 3.9,а,б);

- чередуется полярность одинаковых по своим параметрам прямоугольных импульсов (рис. 3.9,в). Частным случаем может быть чередование полярности парных импульсов (рис. 3.9,г), которые используются для того, чтобы снизить амплитуду стимулов и тем самым уменьшить раздражающее воздействие на рецепторы кожи.

Вопрос о частоте следования импульсов при электростимуляции для каждого конкретного исследования решается методом проб. При электростимуляции мышцы посредством раздражения иннервирующего ее нерва максимальная частота следования сигналов лимитируется лабильностью нервно-мышечного синапса как наиболее инерционной структуры. Нижняя граница частоты следования

определяется необходимостью исключения последствия предыдущего стимула на последующий. Это позволяет адресовать электростимулирующие сигналы различным структурам. Так, для получения сосудорасширяющего эффекта воздействуют импульсами с частотой 20 - 50 Гц ; оптимальная частота следования составляет 1 - 10 Гц для возбуждения симпатических нервов и 25 - 100 Гц для возбуждения парасимпатических; подавление деятельности симпатического отдела достигается при помощи синусоидального тока с частотой 100 Гц, угнетение болевых ощущений – импульсным током с частотой следования от 80 до 250 Гц.

Во избежание замедления скорости сокращения мышцы, подвергающейся электростимуляции, целесообразно применение двух режимов, один из которых обеспечивает получение медленных (тонических) напряжений, а другой позволяет осуществлять быстрые (кинетические) сокращения. Длительность времени сокращений и интервалы между ними должны быть индивидуализированы для каждой мышцы так, чтобы не наступало выраженного утомления.

Касаясь механизма возникновения болеутоляющего эффекта, следует отметить, что наилучший результат достигается при приложении электрического тока непосредственно в болевых точках. Считается, что для угнетения болевых ощущений при использовании импульсных токов наиболее приемлемы частоты следования от 80 до 250 Гц.

При проведении процедур электростимуляции целесообразно поддерживать температуру воздуха в пределах 18 – 22 °С. Если температура внешней среды равна 30 – 40 °С, то уменьшается время работоспособности мышц. Это объясняется тем, что при выполнении мышцами работы в теплом помещении значительный системный кровоток в коже уменьшает поступление крови в мышцы, хотя не изменяется объем крови, выбрасываемой сердцем в единицу времени.

Таким образом, при проведении электростимуляции нервно-мышечного аппарата важен рациональный выбор ее режимов и сочетание тонических и кинетических сокращений; это существенно влияет на процессы аэробного и анаэробного гликолиза, на увеличение массы, развитие силы, повышение возбудимости и работоспособности мышц. Электростимуляция увеличивает кровоток в мышцах, оказывает болеутоляющее и противовоспалительное действие, предупреждает возникновение атрофии от бездействия, замедляет ее развитие при денервации, понижает тонус при наличии спастичности, улучшает регенерацию нервов. При систематической стимуляции нервно-мышечного аппарата с использованием даже одноканального электростимулятора происходят положительные биохимические сдвиги и в нетренируемых симметричных мышцах, а также улучшается функциональное состояние всего организма.

В клинической практике длительность процедуры электростимуляции колеблется от 1 до 30 мин, а общий курс лечения включает от 5 до 15 сеансов. Во всех случаях электростимуляции между управляющим устройством (стимулятором) и управляемым объектом имеется прямая связь, т. е. осуществляется передача энергии от электростимулятора к нервно-мышечным структурам. В зависимости от целей применения электростимуляции различаются как сами электростимуляторы, так и методики воздействия.

По функциональному назначению можно выделить два класса электростимуляторов нервно-мышечного аппарата:

- для электрофизиологических исследований;
- для профилактики заболеваний, тренировки и лечения.

Возможны варианты конструкции электростимуляторов с отдельными функциональными свойствами, присущими обоим классам.

Электростимуляторы электрофизиологического назначения могут быть подразделены на два подкласса: используемые для определения различных характеристик электровозбудимости (реобазы, хронаксии, порога аккомодации, кривых сила-длительность, сила-интервал и др.) и используемые для получения и регистрации биоэлектрического ответа нервно-мышечного аппарата на электрический стимул (стимуляционная электромиография). Для определения электровозбудимости нервно-мышечного аппарата наиболее часто применяют прямоугольные и пилообразные импульсы. Особенностью соответствующих электростимуляторов является возможность точной количественной оценки параметров стимулов. Поэтому к таким устройствам предъявляются высокие метрологические требования по измерению амплитуды, длительности и частоты следования импульсов. В качестве иллюстрации в таблице 3.4 приведены основные параметры электростимуляторов для физиологических исследований, выпускаемых различными фирмами.

Таблица 3.4 – Электростимуляторы для электрофизиологических исследований

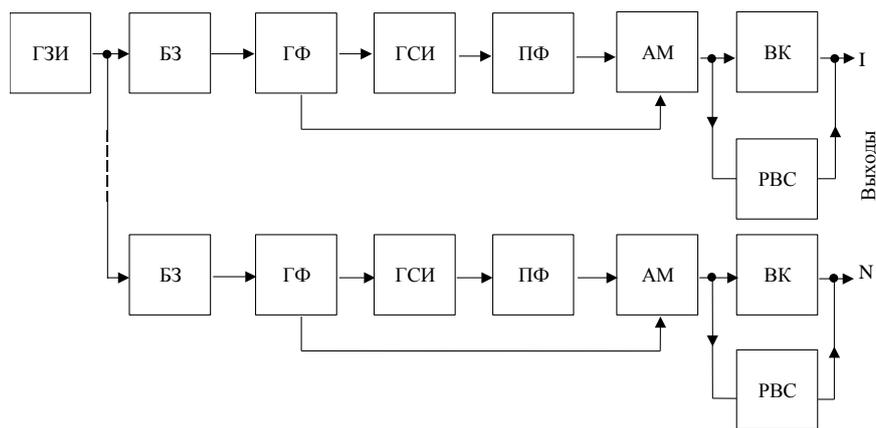
Страна, Фирма, Модель	Форма стимулирующих импульсов	Параметры стимулирующих импульсов					Параметры серий стимулирующих импульсов		Габариты, мм	Масса, кг
		Частота следования, Гц	Максимальная амплитуда		Длительность, мс	Задержка, мс	Длительность серии, с	Длительность интервала между сериями, с		
			В	мА						
Германия, модель TuR-RS20	Прямоугольные, треугольные, трапециевидные	10^{-1} - 10^4	-	100	10^{-2} - 1,0	10 - 10^5	10^{-3} -10	-	540× 210×300	15
Германия, Hugo Sach Elektronik, модель T	-	$2 \cdot 10^{-2}$ - 10^4	200	-	10^{-2} - 10^4	10^2 - 10^4	1,0-6-10	$2,0$ - $1,2 \cdot 10^3$	-	-
Венгрия, модель ST-21	Прямоугольные	$1,0$ - 10^2	500	100	$5 \cdot 10^{-2}$ - 2,0	$5 \cdot 10^{-2}$ - $5 \cdot 10$	$5 \cdot 10^{-2}$ -1,0	-	330× 260×210	8
Англия, CF Palmer, модель 418/8128	-	$2 \cdot 10^{-2}$ - $5 \cdot 10^2$	100	-	$5 \cdot 10^{-2}$ - $5 \cdot 10^3$	0 - 10^3 ; 0 - 10^2	Регулируется внешним генератором	Регулируется внешним генератором	-	-
СССР, модель ЭНС-01	Прямоугольные	10^{-1} - 10^4	-	100	10^{-2} - 10^4	-	10^{-1} - 10^2	-	480× 300×320	-
СССР, модель ЭС-50-1	Прямоугольные и пилообразные	10^{-1} - 10^4	100	200	10^{-2} - 10^4	10^2 - 10^4	Количество импульсов в серии регулируется от 1 до 99	-	490× 175×485	-

Электростимуляторы, предназначенные для профилактики, тренировки и лечения, по своим техническим решениям делятся на одно и многоканальные, имеющие ручное управление и биоуправляемые. Наиболее распространены одноканальные аппараты с ручным управлением (таблица 3.5). Управление параметрами стимулов и режимами электростимуляции осуществляется врачом, медсестрой или же самим пациентом. Стимулятор работает по жестким программам или в полуавтоматическом режиме.

Таблица 3.5 – Электростимуляторы скелетной мускулатуры, используемые для профилактики, тренировки и лечения

Страна, модель	Основные характеристики								
	Число каналов	Форма стимулирующих импульсов	Параметры стимулирующих импульсов			Максимальная амплитуда, В, при сопротивлении нагрузки, подключенной к выходу электростимулятора	Длительность единичной серии стимулирующих импульсов, с	Период следования серий, с	Габариты, мм
			Частота следования, Гц	Несущая частота, кГц	Длительность, мс				
СССР, ЭМС-02	2	Экспоненциальные модулированные по частоте и амплитуде	40-120	-	1,0	35 ($R_{нагр} = 2 \text{ кОм}$)	1,0-2,0	2,0-4,0	220×110×80
СССР, «Бион-5»	2	Экспоненциальные модулированные по частоте и амплитуде	20-150	10	1,0	100 ($R_{нагр} = 200 \text{ Ом}$)	0,5-10,0	1,0-20,0	270×190×130
СССР, ЭМС-30	1	Синусоидальные	2500	-	-	30	1; 2; 5; 10	4; 7; 15; 60	270×190×130
ЧССР, LSN-110	1	-	50-100	-	0,3	50 ($R_{нагр} = 1 \text{ кОм}$)	0,3-1,2	-	-

Структурная схема многоканального программируемого электростимулятора приведена на рис.3.10. Здесь амплитуда тока регулируется плавно в пределах от 0 до 70 мА. Период модулирующего сигнала (цикл сокращение – расслабление) равен 1, 2, 3, 4 или 5 с. Половина каналов может работать в непрерывном режиме. Глубина амплитудной модуляции 80%, фаза между модулирующими сигналами двух подгрупп регулируется плавно в пределах от 20 до 180°. Схема наложения электродов при многоканальной программируемой электростимуляции показана на рис.3.11.



ГЗИ - генератор запускающих импульсов; БЗ - блок задержки;
 ГФ - генератор функций; ГСИ - генератор стимулирующих импульсов;
 ПФ - преобразователь формы стимулирующих импульсов;
 АМ – амплитудный модулятор; ВК - выходной каскад;
 РВС - регулятор выходного сопротивления

Рисунок 3.10 – Структурная схема многоканального программируемого электростимулятора

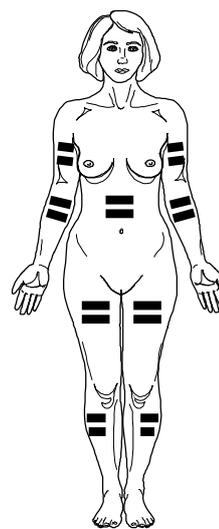


Рисунок 3.11 – Схема наложения электродов при многоканальной программируемой электростимуляции

3.2.4 Лечение электросном и электронаркоз

Электростимуляция основана на раздражающем действии импульсного тока. Однако при определенных параметрах и при соответствующих условиях воздействия импульсный ток может вызвать процессы торможения в центральной нервной системе. Метод воздействия на головной мозг импульсным током слабой силы с целью вызвать разлитое торможение, переходящее в обычный сон, называется электросном* [3].

В разное время для лечения электросном применялись аппараты «Электросон-2П», «Электросон-3», «Электросон-4Т».

Структурная схема аппарата «Электросон-4Т»** приведена на рис.3.12. Аппарат состоит из трех смонтированных на отдельных печатных платах основных блоков: блока генератора и усилителей, блока измерителя, блока питания [2].

Генератор импульсов (ГИ) представляет собой мультивибратор, собранный на транзисторах. С помощью переключателя «30 – 150» переключаются времязадающие конденсаторы, чем достигается изменение диапазона регулирования частоты следования импульсов. На I диапазоне (положение «30») частота следования регулируется в пределах 5 – 30 Гц. На II диапазоне (положение «150») частота следования регулируется в пределах 25 – 150 Гц. Плавная регулировка частоты следования в пределах каждого диапазона обеспечивается переменным резистором (ручка «Частота, Гц»).

С выхода мультивибратора прямоугольные импульсы после дифференцирующей цепи (ДЦ) поступают на вход ограничителя-формирователя (ОФ), собранного на транзисторе. С помощью этого каскада из отрицательных пиков, снимаемых с выхода дифференцирующей цепи, создаются практически прямоугольные импульсы длительностью 0,5 мс. Прямоугольные импульсы усиливаются выходным транзисторным усилителем (ВУ).

* *Электросон* - это метод лечения больных путем воздействия на головной мозг импульсными токами низкой или звуковой частоты (1—130 Гц), прямоугольной формы, малой силы (до 2—3 мА) и напряжением (до 50 В), вызывающими при длительном применении сонливость, дремоту, а затем сон различной глубины и продолжительности.

Еще С. А. Ледюк обнаружил, что прямоугольный ток небольшой силы вызывает сон, а большой силы — нарушение дыхания и работы сердца. Метод электросна разработан впервые в 1948 г. учеными В. А. Гиляревским, Н. М. Ливенцевым, З. А. Кирилловой и Ю. Е. Сегаль.

В настоящее время механизм действия электросна рассматривается по-разному. И. П. Павлов обосновал учение об охранительном торможении в центральной нервной системе под влиянием слабых раздражений.

По мнению В.Н. Даркшевич и С.Н. Маликовой (1977), при электросне происходит рефлекторное воздействие при раздражении кожи глазниц и век электрическим током; непосредственное влияние тока на гипоталамические образования, вызывающее тормозной процесс, который индуцируется в корковое вещество большого мозга; действие тока на ретикулярную формацию и подавление ее активизирующего влияния на кору большого мозга. Вследствие этого наступают дремота, сон. Это фаза электросна – торможение, которое обусловлено деполяризацией синаптических мембран нейронов ретикулярной формации и других клеток, стойко удерживающейся под влиянием ритмических раздражений током. После процедуры наступают фаза растормаживания и активизации лимбической системы, что создает состояние бодрости (В. М. Банщиков, 1976, и др.).

Выдвинута также гуморальная теория механизма действия электросна, согласно которой под влиянием импульсного тока вырабатываются химические вещества, вызывающие сон, причем высказываются предположения, что выделяются химические агенты и гормоны клетками мозга.

Следует отметить, что однонаправленный ток оказывает присущее ему интерполярное действие в клетках жизненно важных центров головного мозга — подкорковых образований, ствола, в результате чего нормализуются обменные процессы, кровообращение, функции мозговых центров и, следовательно, нервная регуляция внутренних органов и систем.

В физиологическом и терапевтическом действии электросна имеет значение снятие эмоциональной напряженности, благоприятное влияние на процессы высшей нервной деятельности, улучшение ночного сна. При этом повышается действие снотворных веществ. электросон влияет на возбудимые ткани, нормализуя потенциал покоя и действия, «натрий-калиевый насос», мембранный потенциал, их проницаемость, приведение возбуждения, нервно-мышечную передачу.

Электросон способствует нормализации и координации рефлекторных процессов, ретикуло-кортикальных взаимоотношений, гипоталамических функций и т. д. Улучшая питание мозга, электросон нормализует трофические функции нервной системы, снимает утомление. Повышая порог интоксикационного воздействия, болевого раздражения и стрессового состояния, он оказывает обезболивающее и протившоковое действие.

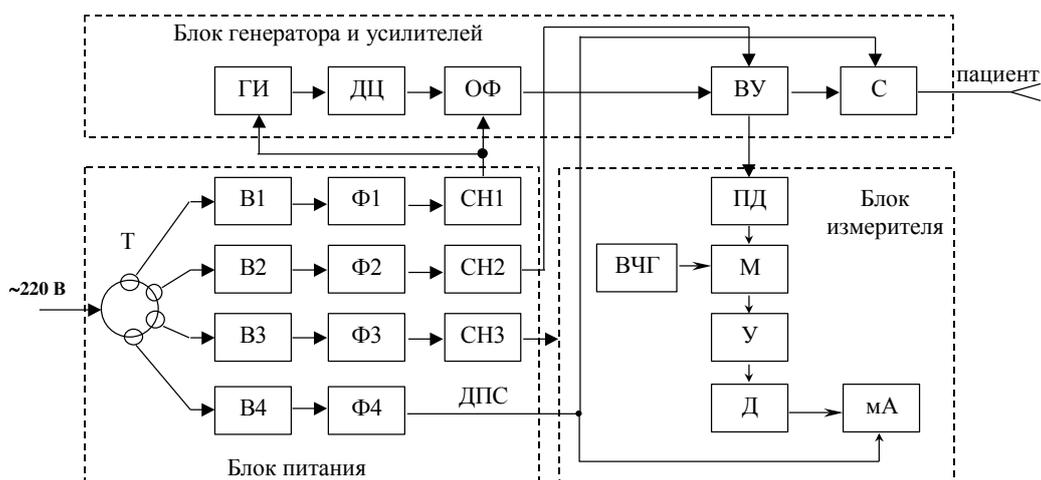


Рисунок 3.12 – Структурная схема аппарата «Электросон-4Т»

С коллекторной нагрузки выходного усилителя - переменного резистора импульсное напряжение через разделительный конденсатор и сумматор (С) подается на выходное гнездо «Пациент». Ось переменного резистора выведена на панель управления (ручка «Ток пациента»), что позволяет плавно регулировать ток через пациента.

В цепь выходного тока включен резистор. Падение напряжения на этом резисторе, пропорциональное амплитуде импульсов тока, подается в блок измерителя. Измеритель представ-

Благоприятное влияние электросна на функцию сердечно-сосудистой системы проявляется в нормализации работы нервного аппарата сердца, тонуса артериальной и капиллярной систем, артериального давления. Электросон улучшает кровообращение, микроциркуляцию и трофику тканей, способствует компенсаторному развитию коллатерального кровообращения, повышает оксигенацию крови, стимулирует кроветворение. Под его влиянием нормализуется функция свертывающей и противосвертывающей систем крови, отмечается тенденция к нормализации состава крови и количества холестерина в ней.

На функцию дыхания электросон также оказывает нормализующее действие, улучшает обмен газов в легких и тканевое дыхание. Под влиянием электросна улучшается пищеварительная функция; изменяется в сторону нормализации липидный, углеводный, минеральный и водный обмен, гормональная функция щитовидной, паращитовидных, поджелудочной, половых желез, надпочечников и гипофиза.

Процедуры электросна проводят в специальном, затемненном, изолированном от шума помещении. Методика проведения процедур заключается в следующем: манжетку с электродами, в гнезда которой вставлены смоченные теплой водой прокладки (толщиной в 1 см), надевают на голову больного так, чтобы прокладки глазных электродов разместились на закрытых веках, а затылочные на соседних отростках височных костей (см. рисунок). Глазные электроды соединяют с катодом, затылочные - с анодом. Силу тока подбирают индивидуально, частоту импульсов устанавливают по показаниям. Продолжительность процедуры — от 20 до 60 мин, затем ток выключают. Если больной спит, его оставляют в таком состоянии на 1,5—2 ч. Процедуру проводят через день или ежедневно, на курс лечения - до 25 процедур.

Наряду с обычной процедурой электросна может проводиться электросонфорез лекарственных веществ, растворами которых смачивают прокладки электродов.

Показания к электросну: заболевания внутренних органов (хроническая ишемическая болезнь сердца, гипертоническая болезнь, гипотамическая болезнь, ревматизм, язвенная болезнь желудка и двенадцатиперстной кишки, гипотиреоз, подагра), заболевания нервной системы (атеросклероз сосудов головного мозга в начальной стадии, травматическая церебропатия, гипотологический синдром, мигрень, неврастения, астенический синдром, маниакально-депрессивный психоз, шизофрения)

Противопоказания: злокачественные новообразования, недостаточность кровообращения II—III степени, острый период инфаркта миокарда (3 нед.), острый период церебрального инсульта (2—3 мес.), арахноидит, истерия, воспаление кожи лица, лихорадочные состояния, воспалительные заболевания глаз, кровотечения и склонность к ним, индивидуальная непереносимость тока, отрицательное отношение больного к электросну, наличие металлических осколков в тканях головного мозга, глаз, органов слуха



а-средняя манжетка;
б-глазничный электрод;
в-сосцевидный электрод.

** Аппарат для электросна «Электросон-4Т» разработан и выпускался Московским заводом электронной медицинской аппаратуры.

ляет собой пиковый детектор (ПД), напряжение которого модулируют с помощью модулятора (М) по амплитуде колебания ВЧ генератора (ВЧГ). После усиления усилителем (У) высокочастотные колебания детектируются детектором (Д) и постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде импульсов в цепи пациента, измеряется миллиамперметром (мА).

Помимо генератора импульсного напряжения, аппарат имеет регулируемый источник постоянного тока для создания в выходной цепи дополнительной постоянной составляющей (ДПС), усиливающей в ряде случаев эффективность импульсного тока. Постоянное напряжение создается с помощью мостового выпрямителя на диодах (В4) с фильтровыми конденсаторами (Ф4). Выпрямитель нагружен на переменный резистор (ручка «Уровень ДПС»), с движка которого напряжение через сумматор подается на выходное гнездо.

Для питания блока генератора, усилителя и измерителя используются отдельные каналы блока питания, реализованные на диодных мостах (В1-В3), фильтровых конденсаторах (Ф1-Ф3) и стабилитронах (СН1-СН3).

К питающей сети аппарат подключается через силовой трансформатор (Т). В сетевом проводе установлен выключатель и предохранитель. Индикация напряжения сети осуществляется с помощью ламп накаливания, освещающих шкалу частот на панели управления. Подсветка шкалы позволяет проводить процедуры в затемненном помещении, т. е. в условиях, благоприятствующих естественному сну.

Аппарат смонтирован в корпусе из ударопрочного полистирола. На наклонной панели расположены органы управления и измерительный прибор. На левой стенке аппарата находится гнездо "Пациент" для подключения провода, соединяющего аппарат с маской. На задней стенке находится приборная вилка для подключения съемного сетевого шнура. Держатель предохранителя закрыт крышкой на дне корпуса.

В последнее время возникло новое направление в области использования импульсного электрического тока. Этот метод, предусматривающий воздействие на центральную нервную систему, получил название электроанальгезии. В основе метода лежит эффект электротранквилизации [4], позволяющий путем замедления проведения патологических импульсов в лобных областях коры обеспечить стойкое ослабление коркового компонента эмоциональных реакций и их вегетативных проявлений.

Предпосылкой для разработки метода электроанальгезии явились многочисленные работы по применению электросна для лечения заболеваний нейрогенной этиологии в различных областях медицины. В акушерской практике метод электросна использовался с определенным успехом для лечения ранних и поздних токсикозов беременных.

В Московском областном НИИ акушерства и гинекологии, а затем во ВНИИ акушерства и гинекологии проводились исследования по созданию более совершенного метода для воздействия импульсным током. Первоначально для этих целей использовали аппараты для лечения электросном. Проведенные исследования по применению электроанальгезии для лечения и профилактики ряда патологических состояний у женщины во время и вне беременности позволили определить более приемлемый диапазон частот импульсов. Полученные результаты легли в основу аппарата для электроанальгезии "Электронаркон-1". Этот аппарат представляет собой генератор импульсов напряжения прямоугольной и треугольной формы и предназначен для воздействия на центральную нервную систему. При его использовании достигается обезболивающий транквилоседативный эффект, нормализующий нейровегетативные нарушения.

Импульсное воздействие может осуществляться в сочетании с постоянной составляющей. В аппарате имеется стрелочный индикатор для контроля постоянной и импульсной составляющих тока в цепи пациента. При превышении тока в цепи пациента на 3 мА выше заданного осуществляется автоматическое отключение этой цепи и формирование сигнала

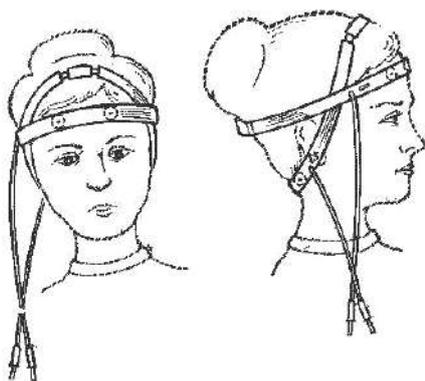


Рисунок 3.13 – Схема расположения электродов при проведении электроанальгезии

тревоги на световом индикаторе с целью обеспечения безопасности.

При электроанальгезии применяют иное расположение электродов и иной режим электровоздействия по сравнению с традиционным способом электростимуляции головного мозга для электросна. Электроды накладывают не в области глаз и затылка, а в области лба (раздвоенный катод) и шеи (раздвоенный анод) под сосцевидными отростками (рис. 3.13). Наложение электродов в области лба объясняется тем, что при увеличении глубины воздействия импульсным током в этом случае не возникает каких-либо побочных реакций в виде сенсорных или двигательных эффектов, тогда как при расположении электродов в области

глаз могут произойти электролитические явления в оптических средах глаза.

Электроды, применяемые для электроанальгезии, представляют собой круглые металлические пластинки из нержавеющей стали диаметром 25 мм. Электроды размещаются на шлеме, изготовленном из резины или синтетического материала. Под электроды, как правило, подкладывают 6 – 8-слойные марлевые прокладки, смоченные физиологическим раствором, что обеспечивает плотное прилегание электродов к коже, не вызывая неприятных ощущений.

Основные характеристики некоторых аппаратов для лечения электросном и электроанальгезии приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Аппараты для лечения электросном и электроанальгезии

Наименование, модель	Параметры импульсов					Габаритные размеры, мм	масса, кг	
	Форма	Частота, Гц	Длительность, мс	Амплитуда	Постоянная составляющая			Максимальное значение среднего стимулирующего тока
Аппарат для лечения электросном портативный „Электросон-4Т“	Прямоугольные импульсы с постоянной составляющей	5,0-150	0,5	0-10 мА на нагрузке 5 кОм	0-0,5 мА	—	250×110×165	3
Аппарат для лечения электросном четырехканальный ЭС-3	Прямоугольные импульсы с постоянной составляющей	5,0-130	0,5	0-10 мА на нагрузке 5 кОм	0-0,5 мА	—	520×250×260	17
Аппарат для электроанальгезии „Электронаркон-1“	Прямоугольные и треугольные импульсы с постоянной составляющей	50-3000	0,1-1,0	0-25 В на нагрузке 750 Ом	0-5 В на нагрузке 1,8 кОм	3,0 мА	330×135×370	10
Аппарат для электроанальгезии портативный «Пэлана-01»	Прямоугольные импульсы с постоянной составляющей	500-1000	0,4	0-12 мА на нагрузке 1 кОм	20-25% среднего значения стимулирующего тока	3,0 мА	240×100×90	3

3.3 Импульсное управление объектами и процессами

В медицинской технике большое количество объектов управляется автоматизированными электроприводами. Прежде всего такие электропривода используются в системах регистрации информации. При этом наибольшее распространение получили электропривода с двигателями постоянного тока и с шаговыми двигателями. При управлении процессами достаточно часто оказывается необходимо регулировать температуру. Такие регуляторы используются в стерилизаторах, стоматологических печах, в терапевтической аппаратуре для теплолечения. Управление указанными объектами и процессами осуществляется, как правило, с помощью импульсных последовательностей.

3.3.1 Электропривода постоянного тока лентопротяжных механизмов самопишущих регистраторов

Регистрация биомедицинской информации в графическом виде с помощью самопишущих регистраторов дает возможность врачу произвести визуальную оценку полученных результатов, внести необходимые коррективы, отобрать из имеющегося материала наиболее ценный для дальнейшей обработки [5]. Некоторые регистрирующие приборы могут работать в режиме управления от ЭВМ, получая сигналы управления по каналам связи с периферийными устройствами. Однако в большинстве своем графические регистрирующие приборы являются автономными и осуществляют регистрацию данных на диаграммной бумажной ленте или фотобумажных носителях, накапливают материал для последующего ручного или машинного анализа.

Регистрация информации осуществляется пишущим органом - пером, перемещающимся под воздействием регистрируемого сигнала (в приборах прямого преобразования) или под действием сигнала рассогласования (в приборах следящего преобразования) в направлении, перпендикулярном направлению движения носителя. Таким образом, развертка регистрирующего сигнала во времени осуществляется за счет движения носителя. Отклонение регистрирующего органа от начального положения зависит от величины регистрируемого параметра.

В качестве носителей используются диаграммные ленты или бумажные диски (круговые диаграммы). Полезная ширина поля записи лент изменяется от 50 до 280 мм. Перемещение диаграммной ленты во время записи обеспечивается с помощью лентопротяжного (транспортирующего) механизма. Для обеспечения возможности перемещения ленты без проскальзывания на края ленты наносится перфорация в виде отверстий, в которые входят зубцы транспортирующего барабана. Шаг перфорации равен 5 мм. На узких лентах ограничиваются одним рядом отверстий (с одной стороны), на широких носителях делается два ряда отверстий, что позволяет избежать перекосов ленты при движении.

Скорость движения ленты выбирается из условий обеспечения требуемой разборчивости записи с учетом ожидаемых спектральных характеристик регистрируемого процесса (см. п.3.3.2). Регулировка скорости производится с помощью редукторов со сменными шестернями или путем изменения частоты вращения электродвигателя.

Схематическое изображение регистрирующего прибора приведено на рис. 3.14, где привод регистрирующего органа 5 осуществляется от измерительной части прибора. Транспортировка носителя 1 производится с помощью двигателя 2 с редуктором 3. Из рис. 3.14 видно, что в процессе записи перо, закрепленное на указателе, описывает часть дуги окружности с центральным углом, равным углу поворота подвижной части измерителя 4. При этом запись вычерчивается в криволинейных координатах. Для таких приборов применяются специальная диаграммная бумага с криволинейной сеткой.

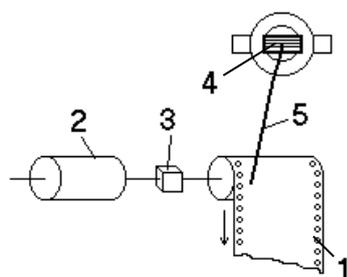


Рисунок 3.14 – Механизм регистрирующего прибора с криволинейной системой координат

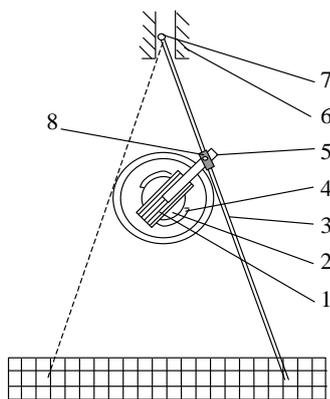


Рисунок 3.15 - Механизм регистрирующего прибора с прямолинейной системой координат

Расшифровка и обработка записей, выполненных в криволинейных координатах, является весьма трудоемкой задачей, так как большинство автоматических устройств считывания графиков рассчитано на записи, выполненные в прямоугольной системе координат. Для получения записи в прямоугольных координатах применяют различные спрямляющие механизмы. Так например, для преобразования вращательного движения рамки измерительного механизма в поступательное движение пера может быть использован эллиптический спрямляющий механизм, схема которого приведена на рис. 3.15. К подвижной рамке 1, вращающейся вокруг магнита 2 с полюсными наконечниками 4, жестко прикреплен рычаг 5, шарнирно связанный с помощью втулки с капиллярным указателем - стрелкой 3. На конце стрелки, противоположном указателю, закреплен ролик 7, перемещающийся вдоль направляющих 6. При определенном соотношении длины рычага 5 и длины отрезка между точками закрепления ролика 7 и шарнира 8 перо будет совершать поступательное движение при угловом перемещении рамки прибора.

В этом случае запись производится на бумагу с прямоугольной координатной сеткой.

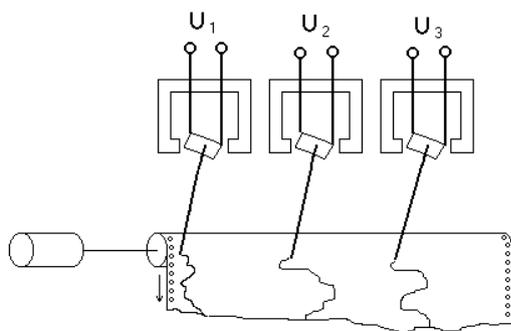


Рисунок 3.16 – Многоканальный регистрирующий прибор

Регистраторы с диаграммной лентой могут быть выполнены многоканальными. Для обеспечения регистрации нескольких процессов в корпусе регистратора помещают несколько одинаковых измерительных механизмов, связанных с регистрирующими органами. На рис.3.16 таких механизмов показано три. Для записи каждого параметра отводится определенный участок на ленте с тем, чтобы получаемые записи не пересекались (не было столкновений регистрирующих органов). Это дает возможность совместить во времени записи нескольких процессов, однако при этом необходимо увеличение ширины диаграммной ленты.

В тех случаях, когда частота изменения контролируемых параметров находится за пределами полосы пропускания регистрирующих приборов с точечной или непрерывной чернильной записью, т. е. подвижная часть прибора не успевает следовать за изменениями контролируемой величины, применяют регистраторы с малой инерцией регистрирующего органа – светолучевые осциллографы. Такие осциллографы представляют собой электромеханические приборы, имеющие измерительный механизм и светолучевой указатель, выполняющий функции регистрирующего органа при записи измеряемой величины на фотопленку или фотобумагу.

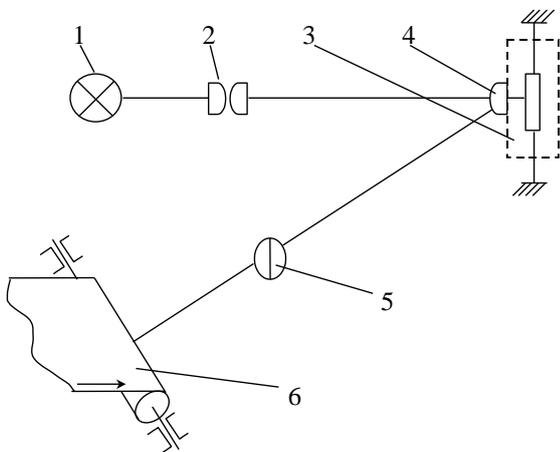


Рисунок 3.17 – Оптическая система светолучевого осциллографа

Схема оптической системы светолучевого осциллографа приведена на рис. 3.17. Световой луч от лампы накаливания 1 проходит через конденсор 2, состоящий из двух цилиндрических линз, и тонкой полоской падает на окна в корпусах гальванометров 3, собираемых в один блок. Пройдя через сферическую линзу 4, вставленную в отверстие корпуса гальванометра, и отразившись от зеркальца, луч выходит из корпуса гальванометра и, проходя через цилиндрическую линзу 5, собирается в виде точки на поверхности светочувствительной бумаги или фотобумагу.

Схема оптической системы светолучевого осциллографа приведена на рис. 3.17. Световой луч от лампы накаливания 1 проходит через конденсор 2, состоящий из двух цилиндрических линз, и тонкой полоской падает на окна в корпусах гальванометров 3, собираемых в один блок. Пройдя через сферическую линзу 4, вставленную в отверстие корпуса гальванометра, и отразившись от зеркальца, луч выходит из корпуса гальванометра и, проходя через цилиндрическую линзу 5, собирается в виде точки на поверхности светочувствительной бумаги или фотобумагу.

пленки 6. Пленка перемещается в процессе записи с постоянной скоростью, а световой луч отклоняется под действием регистрируемого сигнала в направлении, перпендикулярном направлению движения носителя.

В тех случаях, когда необходимо регулирование скорости носителя в широких пределах, например при регистрации параметров сердечно-сосудистой системы [2], в приводах лентопротяжных механизмов наиболее целесообразно использовать двигатели постоянного тока (ДПТ)*.

Несмотря на то что ДПТ значительно дороже асинхронных короткозамкнутых двигателей, они находят широкое применение для привода различных механизмов, так как позволяют осуществлять плавное регулирование частоты вращения в широком диапазоне и получать специальные механические характеристики.

Регулирование частоты вращения ДПТ возможно как за счет регулирования напряжения на обмотке якоря, так и за счет регулирования напряжения на обмотке возбуждения. Одним из методов регулирования напряжения на

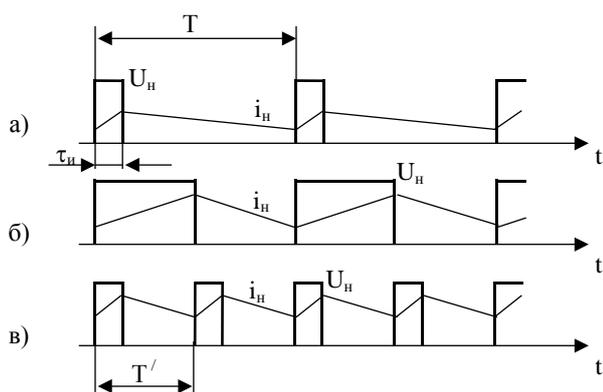


Рисунок 3.18 – Импульсные способы регулирования постоянного напряжения и тока в обмотке электродвигателя

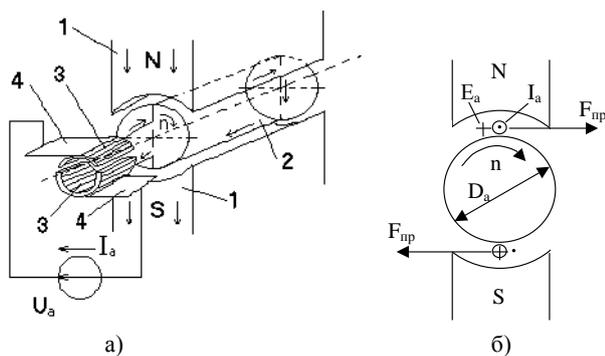
зажимах ДПТ является импульсный, т.е. когда обмотка двигателя периодически подключается к источнику питания и отключается от него. При этом возможны два способа регулирования напряжения [6]:

- широтно-импульсное регулирование (ШИР), когда для изменения среднего значения тока и напряжения нагрузки изменяют длительность замкнутого состояния ключа $\tau_n = \text{var}$ при постоянном периоде повторения $T = \text{const}$ (рис. 3.18, а, б);
- частотно-импульсное регулирование (ЧИР), когда изменяют период повторения

* **Двигатель постоянного тока (ДПТ)** – электрическая машина, представленная на рисунке а, на рисунке б дано ее схематическое изображение в осевом направлении. Неподвижная часть электродвигателя, называемая индуктором, состоит из полюсов и стального ярма, к которому прикрепляются полюсы. Назначением индуктора является создание основного магнитного потока. Индуктор изображенной на рисунке имеет два полюса 1 (ярмо индуктора не показано).

Вращающаяся часть двигателя состоит из укрепленных на валу цилиндрического якоря 2 и коллектора 3. Якорь состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали, и обмотки, укрепленной на сердечнике якоря. Обмотка якоря в показанном на рисунке простейшем двигателе имеет один виток. Концы витка соединены с изолированными от вала медными пластинами коллектора, число которых в рассматриваемом случае равно двум. На коллектор наложены две неподвижные щетки 4, с помощью которых обмотка якоря соединяется с внешней цепью.

Основной магнитный поток в нормальных ДПТ создается обмоткой возбуждения, которая расположена на сердечниках полюсов и питается постоянным током. Магнитный поток проходит от северного полюса N через якорь к южному полюсу S и от него через ярмо снова к северному полюсу. Сердечники полюсов и ярмо также изготавливаются из ферромагнитных материалов.



1 – северный (N) и южный (S) полюсы индуктора; 2 – якорь; 3 – коллектор; 4 – щетки

Рассмотренный ДПТ может работать в режиме генератора или в режиме двигателя. Если к обмотке якоря подвести постоянный ток от внешнего источника, то машина будет работать в режиме двигателя.

При этом на проводники обмотки якоря будут действовать электромагнитные силы F_{np} и возникнет электромагнитный момент $M_{эм}$. Величины F_{np} и $M_{эм}$, определяются равенствами

$$F_{np} = B l I_a; \quad M_{эм} = F_{np} D_a = B l I_a D_a,$$

где B – магнитная индукция в воздушном зазоре между полюсом и якорем в месте расположения проводника; l – активная длина проводника, т. е. та длина, на протяжении которой он расположен в магнитном поле; I_a – ток в якоря; D_a – диаметр якоря.

$T' = var$ при постоянной длительности импульса $\tau_{и} = const$ (рис. 3.18,а,в).

Таким образом, при отпирании ключа двигатель оказывается подключен к источнику питания, происходит передача энергии от источника к электроприводу, которая главным образом передается через вал двигателя механизму, а часть ее запасается в виде кинетической и электромагнитной энергии. При запираии ключа отключенный ДПТ продолжает работать за счет запасенной энергии [7].

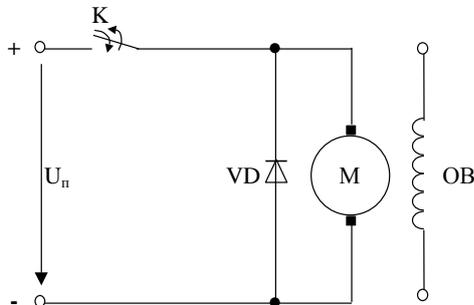


Рисунок 3.19 – Силовая часть импульсного электропривода постоянного тока

Схема системы импульсный преобразователь постоянного напряжения – двигатель постоянного тока независимого возбуждения показана на рис.3.19. В этой системе якорь двигателя с помощью коммутирующего ключа (К) периодически подключается к источнику постоянного тока, напряжение которого неизменно. В период включенного состояния ключа ток якоря $i_{я}$ равен току $i_{п}$, поступающему от источника питания через ключ (К), так как включенный параллельно якорю диод VD в этом случае закрыт в результате подачи на его анод отрицательного напряжения источника питания. После размыкания К под

действием э.д.с. самоиндукции в цепи якоря продолжает проходить ток, замыкаясь через диод VD, т.е. в этот период $i_{я} = i_{VD}$.

На рис.3.20 показаны диаграммы изменения напряжения на зажимах якоря двигателя $u_{я}$ и токов якоря двигателя $i_{я}(t)$, потребляемого от источника питания $i_{п}(t)$ и в диоде $i_{VD}(t)$. Диаграммы построены при условии, что коммутация ключа осуществляется мгновенно, т. е. цепи источника питания и диода не обладают индуктивностью.

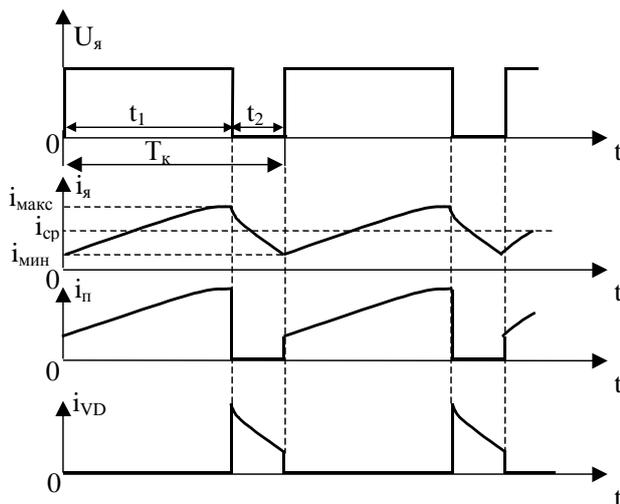


Рисунок 3.20 – Временные диаграммы импульсного электропривода постоянного тока

В качестве ключей импульсных преобразователей постоянного напряжения можно использовать транзисторы, запираемые (двухоперационные) тиристоры и обычные однооперационные тиристоры, снабженные узлами принудительной коммутации, т. е. дополнительными схемными элементами, обеспечивающими выключение тиристоров в заданные моменты времени.

В качестве примера использования электродвигателя постоянного тока в электроприводе лентопротяжного механизма рассмотрим электрокардиограф ЭК1Т –

При достаточном значении $M_{эм}$ якорь машины придет во вращение и будет развивать механическую мощность. Момент $M_{эм}$ при этом является движущим и действует в направлении вращения.

В режиме двигателя коллектор превращает потребляемый из внешней цепи постоянный ток в переменный ток в обмотке якоря и работает, таким образом, в качестве механического инвертора тока.

Проводники обмотки якоря двигателя также вращаются в магнитном поле, и поэтому в обмотке якоря двигателя тоже индуцируется э.д.с. E_a , значение которой определяется равенством

$$E_a = 2BV ,$$

где V – линейная скорость вращения.

В двигателе э.д.с. якоря E_a направлена против тока I_a и приложенного к зажимам якоря напряжения U_a . Поэтому э.д.с. якоря двигателя называется также противоэлектродвижущей силой.

Приложенное к якорю двигателя напряжение уравнивается э.д.с. E_a и падением напряжения в обмотке якоря:

$$U_a = E_a + I_a r_a ,$$

где r_a – сопротивление обмотки якоря.

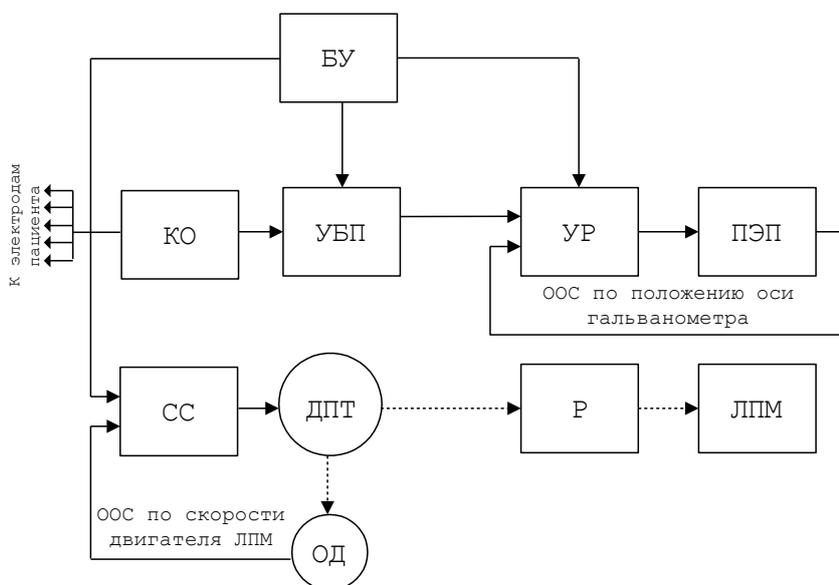


Рисунок 3.21 – Структурная схема электрокардиографа ЭКГТ – 03М2

03М2, схема которого показана на рис.3.21.

Все режимы работы электрокардиографа определяет блок управления (БУ), в котором расположены псевдосенсорные кнопки, схемы управления исполнительными элементами, а также светодиодные индикаторы режимов работы.

Биоэлектрические сигналы, снимаемые электрокардиографическими электродами с тела пациента через кабель отведений (КО), поступают на вход усилителя биопотенциалов (УБП), где

сигналы усиливаются и происходит формирование кардиографических отведений.

С выхода усилителя биопотенциалов биоэлектрические сигналы поступают на вход усилителя регистратора (УР). Здесь происходит дальнейшее усиление электрокардиосигналов (ЭКС) до значения, обеспечивающего работу регистрирующего гальванометра с укрепленным на его оси тепловым пишущим пером. В этом усилителе также происходит ограничение ЭКС по величине и скорости для исключения биения теплового пера по механическим упорам, уменьшения величины выброса, формирование необходимой частотной характеристики и чувствительности тракта, а также ускоренное успокоение переходных процессов. К выходу УР подключен поляризованный электромагнитный гальванометр-преобразователь (ПЭП) с емкостным датчиком угла поворота теплового пера.

Лентопротяжный механизм (ЛПМ) приводится в движение коллекторным электродвигателем постоянного тока (ДПТ) через редуктор (Р). Двигатель управляется импульсным преобразователем постоянного напряжения, расположенным на плате стабилизатора скорости (СС). Скорость вращения вала электродвигателя определяется частотой импульсов задающего генератора стабилизатора скорости.

Поддержание стабильности скорости вращения достигается регулировкой длительности импульсов управления электродвигателем, определяемой сдвигом во времени между импульсами задающего генератора и оптоэлектронного датчика скорости (ОД), расположенного на валу электродвигателя.

Таким образом, изменение скорости лентопротяжного механизма (25 мм/с или 50 мм/с) достигается за счет использования частотно-импульсного регулирования, а стабилизация скорости при любом заданном значении – за счет использования широтно-импульсного регулирования.

3.3.2 К вопросу о выборе скорости перемещения диаграммной ленты в самопишущем приборе^[2]

Одним из электронных устройств, нашедшим широкое применение в медицинской технике являются самопишущие приборы, позволяющие регистрировать информацию об изменении физиологических показателей. Кроме того, такие приборы используются и в других областях науки и техники для измерения и регистрации динамических физических величин. Таким образом, изучение принципа действия, настройка параметров, исследование характеристик и определение оптимальных соотношений между динамическими характеристиками звеньев самопишущего прибора и параметрами измеряемой величины стало весьма актуальным.

Для регистрации медленно меняющихся сигналов достаточно широко используется потенциометр типа КСП2, в основу работы которого положен компенсационный метод измерения напряжения [8]. Этот метод заключается в том, что источник измеряемого напряжения включается последовательно с усилителем в диагональ измерительного моста. В другую диагональ моста включается источник стабилизированного напряжения. При изменении входного измеряемого сигнала сигнал рассогласования подается на вход усилителя, где усиливается до величины, достаточной для приведения в действие реверсивного двигателя. Ось двигателя механически связана с кареткой (указателем и пишущим узлом), на которой закреплен движок реохорда, включенного в измерительную схему. Ротор двигателя вращается до тех пор, пока существует сигнал рассогласования на выходе измерительного моста. Регистрация информации в приборе КСП2 осуществляется в аналоговом виде с помощью чернил на диаграммной ленте с прямоугольной системой координат.

При выборе методик настройки параметров и исследования статических, динамических и переходных характеристик прибора КСП2 особых сложностей не возникло, так эти методики достаточно просты и хорошо освещены в ТО [8] и в литературе по измерительным самопишущим приборам [9, 10]. Несколько иначе обстоит дело с выбором скорости перемещения диаграммной ленты. Если эта скорость будет мала, то запись получается «смазанной» за счет неоднократного прохождения пишущего узла по одному и тому же месту. При излишне высокой скорости перемещения оказывается значительным расход диаграммной бумаги. Поскольку при записи динамических процессов выбор масштаба по оси времени имеет весьма важное значение, следует уделить этому вопросу особое внимание.

Удовлетворительное решение этой проблемы в работе [9] видят в «увязывании» скорости перемещения диаграммной ленты с частотным спектром регистрируемого сигнала. При этом устанавливается простое правило, в соответствии с которым числовое значение скорости в миллиметрах в секунду должно соответствовать числовому значению *наивысшей* частоты частотного диапазона, которое должно быть зарегистрировано.

В работе [10] оптимальное значение скорости перемещения диаграммной ленты определяется в функции толщины линии записи, динамической погрешности, относительного среднеквадратического отклонения и граничной частоты измеряемой величины.

При сходстве обоих подходов к определению оптимального соотношения между динамическими характеристиками измерительного прибора и параметрами измеряемой величины, предпочтение, на наш взгляд, следует отдать первому, как наиболее простому. Тем не менее и здесь задача не является однозначной, поскольку отсутствует критерий определения наивысшей частоты, числовому значению которой должна соответствовать скорость перемещения диаграммной ленты выраженная в мм/с. В связи с этим предлагается усовершенствованная методика выбора скорости перемещения диаграммной ленты в измерительном самопишущем приборе. Суть этой методики состоит в том, что входной сигнал раскладывают в гармонический ряд Фурье. Затем сравнивают амплитуды полученных гармоник со значением абсолютной погрешности измерения амплитуды входного сигнала. Частоту последней в ряду гармоники, амплитуда которой остается больше значения абсолютной погрешности, считают наивысшей во входном спектре. Далее, укладывая период, соответствующий наивысшей частоте входного сигнала, на некоторый отрезок ΔL на диаграммной ленте, определяют скорость ее перемещения V .

Опробование данной методики осуществлялось при регистрации периодических сигналов с различным характером изменения. Перечень этих сигналов приведен в табл. 3.7.

Для определения наивысшей частоты каждого сигнала были проанализированы гармонические ряды и получены выражения для определения номера гармоники в зависимости от номера члена ряда $g_i = f(n)$ и выражения для определения амплитуды гармоники в зависимости от ее номера $U_{mgi} = f(g)$. Совокупность полученных выражений сведена в табл. 3.8, где в первом ряду указаны номера сигналов i в соответствии с табл. 3.7.

Таблица 3.7 – Математическое описание сигналов с различным характером изменения

№	Входной сигнал	Гармонический ряд
1	Прямоугольный двухполярный	$u_1 = \frac{4U_m}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right)$
2	Пилообразный двухполярный	$u_2 = \frac{2U_m}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t + \dots \right)$
3	Прямоугольный однополярный	$u_3 = \frac{U_m}{2} + \frac{2U_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$
4	Пилообразный однополярный	$u_4 = \frac{U_m}{2} - \frac{U_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right)$
5	Косинусоидальный выпрямленный двухполупериодный	$u_5 = \frac{2U_m}{\pi} + \frac{4U_m}{\pi} \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \dots + (-1)^{n-1} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega t + \dots \right)$
6	Треугольный двухполярный	$u_6 = \frac{8U_m}{\pi^2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{9} \cos 3\omega t + \frac{1}{25} \cos 5\omega t + \frac{1}{49} \cos 7\omega t + \dots \right)$
7	Косинусоидальный выпрямленный однополупериодный	$u_7 = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \cos \omega t + \frac{2U_m}{\pi} \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \dots + (-1)^{n+1} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega t + \dots \right)$

Таблица 3.8 – Определение параметров высших гармоник

№ сигнала	1	2	3	4	5	6	7
$g_i = f(n)$	$2n - 1$	n	$2n - 1$	n	$2n$	$2n - 1$	$2n$
$U_{mgi} = f(g)$	$\frac{4U_m}{\pi g}$	$\frac{2U_m}{\pi g}$	$\frac{2U_m}{\pi g}$	$\frac{U_m}{\pi g}$	$\frac{4U_m}{\pi(g^2 - 1)}$	$\frac{8U_m}{\pi^2 g^2}$	$\frac{2U_m}{\pi(g^2 - 1)}$
G_i	131	67	67	33	10	9	8

Результаты расчетов по выражениям $U_{mgi} = f(g)$ приведены на рис. 3.22. Абсолютную погрешность измерения амплитуды входного сигнала определяли как произведение значения амплитуды входного сигнала на относительную погрешность прибора, являющуюся составной частью технических данных (для КСП2 относительная погрешность – 0.01). По результатам расчетов (рис. 3.22) были определены номера гармоник G_i , амплитуды которых последними из ряда превышали значение абсолютной погрешности (см. табл.3.8).

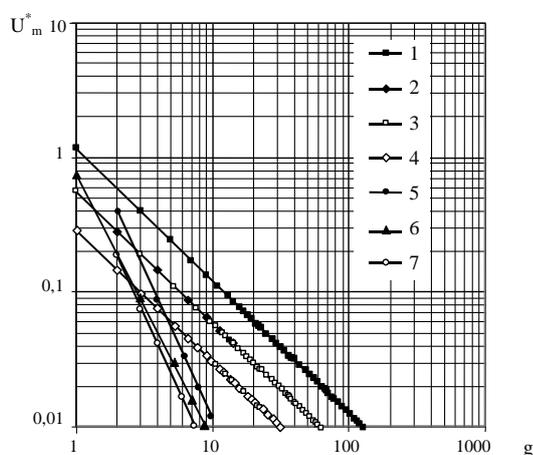


Рисунок 3.22 – Зависимости амплитуд гармоник от их номера при различном характере изменения сигнала

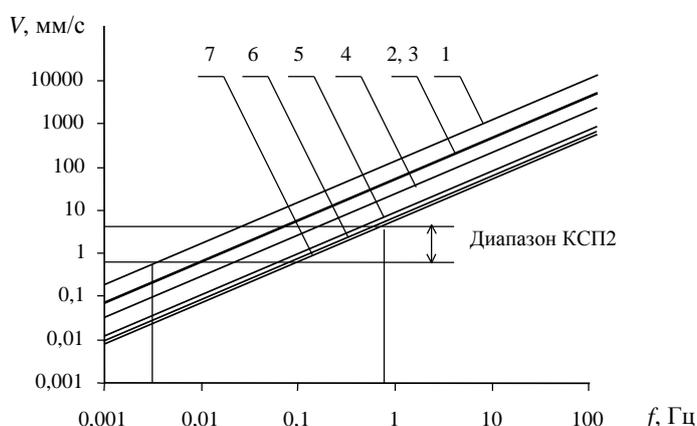
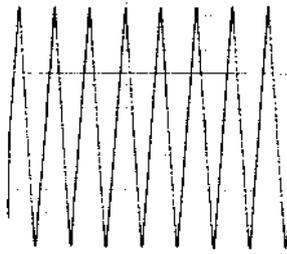
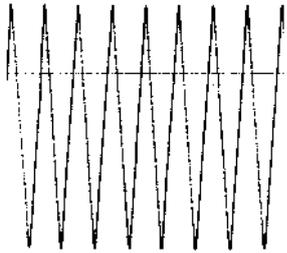


Рисунок 3.23 – Зависимости скорости перемещения диаграммной ленты от частоты входного сигнала, при различных характерах его изменения



а)



б)

Рисунок 3.24 – Копии документов регистрации

По номеру гармоники G_i можно определить, какую протяженность на диаграммной ленте будет занимать период входного сигнала с тем или иным характером изменения

$$L_{Ti} = G_i \cdot \Delta L.$$

Теперь значение скорости перемещения диаграммной ленты может быть найдено с учетом частоты f_i входного сигнала

$$V_i = G_i \cdot \Delta L \cdot f_i.$$

Графики зависимостей скорости перемещения от частоты входных сигналов с различным характером измерения при $\Delta L=1$ мм приведены на рис.3.23

В соответствии с предложенной методикой была произведена регистрация всех перечисленных в табл. 3.7 сигналов. Для обеспечения плавного регулирования скорости перемещения диаграммной ленты штатный синхронный электродвигатель в приборе КСП2 был заменен электродвигателем постоянного тока с импульсным тахогенератором. В качестве примера на рис. 3.24 приведены копии документов регистрации. В первом документе (рис. 3.24,а) отображен график треугольного двухполярного сигнала при $f_{61} = 0.1$ Гц и $V_{61} = 0.9$ мм/с, во втором (рис. 3.24,б) – при $f_{62} = 0.2$ Гц и $V_{62} = 1.8$ мм/с.

В заключение следует отметить, что выбор скорости перемещения диаграммной ленты в самопишущем приборе с учетом частоты и формы входного сигнала позволяет осуществлять регистрацию в таком масштабе по оси времени, что расшифровка полученных диаграмм не вызывает особых затруднений.

3.3.3 Электропривода двухкоординатных регистраторов

При использовании ЭВМ для сбора и обработки биомедицинской информации в качестве устройства регистрации достаточно часто используются двухкоординатные регистраторы. Особенностью двухкоординатных регистрирующих приборов является то, что регистрирующий орган перемещается независимыми приводами по двум координатам [5]. С помощью таких приборов можно вычерчивать произвольные функции $y = f(x)$, т.е. регистрировать зависимости одного параметра от другого. При этом возможно построение зависимости $y = f(x)$ в виде непрерывной линии или точек. При вычерчивании непрерывного графика регистрирующий орган взаимодействует с носителем информации на всем пути.

Регистрирующий орган двухкоординатных регистраторов должен иметь возможность перемещения по двум независимым координатам x и y . В простейшем случае это достигается

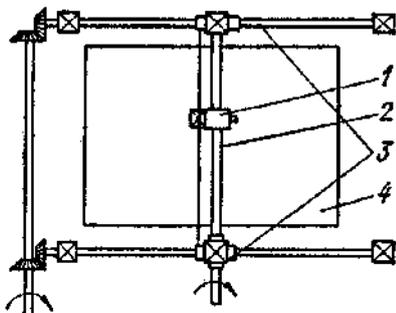
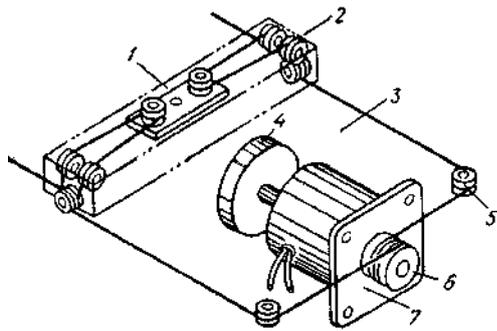


Рисунок 3.25 – Кинематическая схема двухкоординатного регистратора с ходовыми винтами для перемещения пишущей головки

установкой пишущей головки 1 на ходовом винте 2, при вращении которого головка движется вдоль оси ходового винта (рис. 3.25). Ходовой винт, в свою очередь, может совершать перемещения в направлении, перпендикулярном движению пишущей головки, при вращении пары ходовых винтов 3. При этом пишущая головка может занять любое положение в пределах рабочего поля носителя 4. Возможны и другие варианты перемещения пишущей головки, например, с помощью стальных тросиков (рис. 3.26).

Смещение регистрирующего органа по одной и другой координатам определяется значениями регистрируемых сигналов U_x и U_y . Схема двухкоординатного регистратора компенсационного типа приведена на рис. 3.27. Оба канала этого регистратора представляют собой компенсационные



1 – блок шкивов на каретке пишущей головки;
2 – огибающая; 3 – стальной гибкий тросик
в нейлоновой оплетке; 4 – демпфер; 5- пластиковый
шкив на шаровом подшипнике; 6 – поворотный шкив;
7 – шаговый двигатель

Рисунок 3.26 – Механизм управления
двухкоординатного регистратора с перемещением
пишущей головки при помощи тросиков

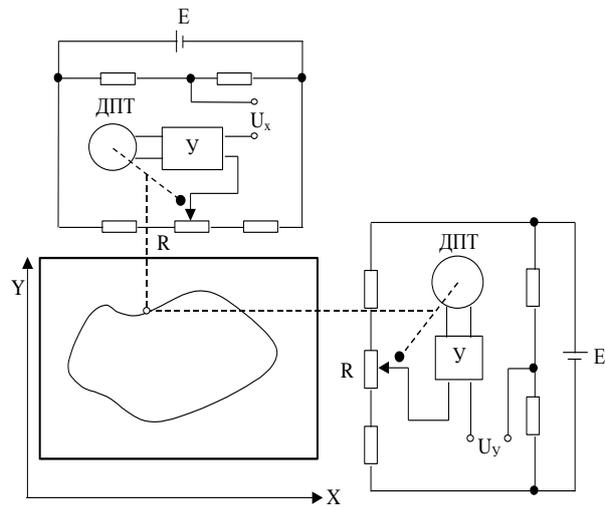


Рисунок 3.27 – Схема двухкоординатного регистратора
компенсационного типа

системы с двигателями постоянного тока, которые осуществляют уравнивание регистрируемых величин U_x и U_y напряжениями, снимаемыми с прецизионных потенциометров R.

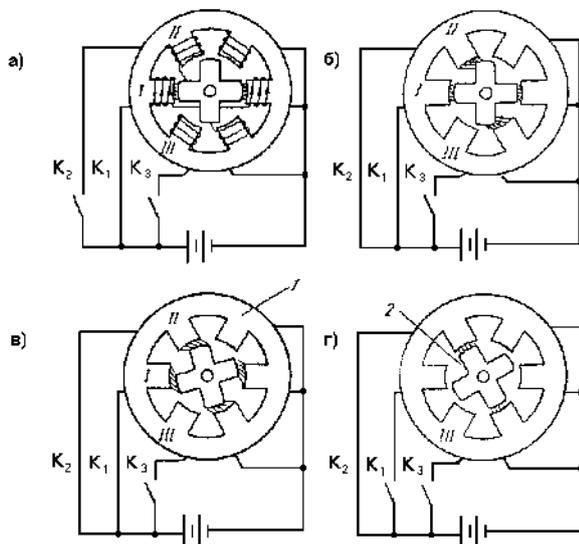
Для построения изображений, заданных в цифровой форме, можно осуществить преобразование кодов в соответствующие напряжения (по двум координатам), а затем построить изображения, подавая полученные напряжения на входы двухкоординатных регистрирующих устройств.

Возможен и другой путь, при котором осуществляется прямое преобразование цифровой величины – кода в механическое перемещение. Такие преобразования могут выполняться шаговыми двигателями (ШД) * [11]. Использование шаговых двигателей в качестве эле-

* **Шаговый двигатель (ШД)** схематично показан на рисунке, который поясняет его работу. Сердечник статора имеет шесть выступающих зубцов, в то время как ротор всего четыре.

Сердечники как ротора, так и статора выполнены из магнитомягкой стали. ШД содержит три набора обмоток, каждый из которых состоит из двух катушек, соединенных последовательно. Набор обмоток называется фазой, а машина, в данном случае, – трехфазным двигателем.

Ток на обмотки подается от источника постоянного тока через ключи K_1 , K_2 и K_3 . В положении, показанном на рисунке а, обмотка фазы I подключена к источнику через ключ K_1 , т.е. возбуждена фаза I. Магнитный поток, возникающий в результате возбуждения, показан на рисунке стрелками. В этом положении два выступающих зубца статора фазы I, будучи возбужденными, останавливаются на одной прямой с двумя из четырех зубцов ротора. Когда замыканием ключ K_2 в дополнение к фазе I возбуждается фаза II, в зубцах статора, соответствующих этой фазе, возникает магнитный поток, как показано на рисунке б, и вследствие "натяжения" в



1 – сердечник статора; 2 – сердечник ротора

наклонных силовых линиях магнитного поля возникает вращающий момент. Ротор, в конце концов, принимает положение, показанное на рисунке в.

Таким образом, за время выполнения одной операции переключения ротор поворачивается на фиксированный угол, который называется углом шага или шагом, в данном случае на 15° . Если теперь разомкнуть ключ K_1 и отсоединить от источника питания фазу I, ротор повернется на следующие 15° и займет положение, показанное на рисунке г. Таким образом, угловым положением ротора в единицах угла шага можно управлять с помощью процесса переключения. При этом результирующий угол поворота будет определяться количеством переключений. Если переключения производят последовательно, то ротор будет вращаться шаговыми движениями, причем средней частотой вращения также можно управлять с помощью процесса переключения, т.е. частота вращения двигателя будет определяться частотой переключений.

ментов привода двухкоординатных регистрирующих устройств позволяет получить высокую точность регистрации величин и построения изображений.

Работой ШД управляет электронная схема, питание его наиболее часто осуществляется от источника постоянного тока, а в качестве переключателей используют транзисторы. Шаговые двигатели применяют для управления частотой вращения без применения дорогого контура обратной связи. Этот принцип используется в приводе с разомкнутой цепью.

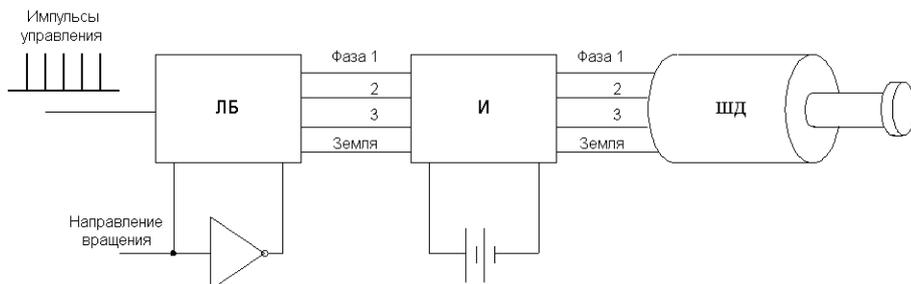


Рисунок 3.28 – Структурная схема системы управления шаговым двигателем

Система управляемая ШД показана на рис. 3.28. При получении команды логический блок (ЛБ) определяет, какая фаза должна быть задействована и посылает соответствующий сигнал управления на инвертор (И). Если выходной потенциал логической схемы высокий, возбуждается соответствующая фаза обмотки, например фаза 3. Если выходной потенциал низкий, фаза обмотки с этим номером отключается. Как показано на рис. 3.29, двигатель вращается по часовой стрелке при управляющей последовательности $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1 \dots$, направление против часовой стрелки реализуется при обратной последовательности $1 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \dots$. При этом заранее оговаривается, каким в данных условиях считать направление вращения по часовой стрелке.

Если выходной потенциал низкий, фаза обмотки с этим номером отключается. Как показано на рис. 3.29, двигатель вращается по часовой стрелке при управляющей последовательности $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1 \dots$, направление против часовой стрелки реализуется при обратной последовательности $1 \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \dots$. При этом заранее оговаривается, каким в данных условиях считать направление вращения по часовой стрелке.

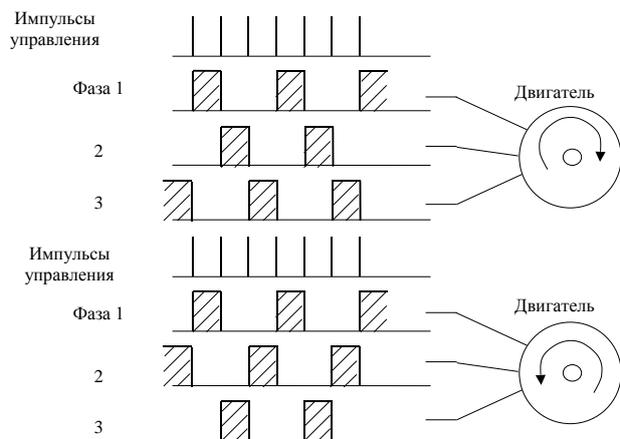


Рисунок 3.29 – Диаграммы последовательности входных импульсов управления и последовательности возбуждения обмоток

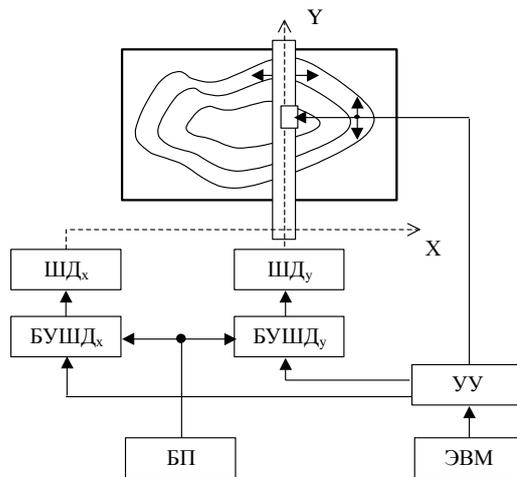


Рисунок 3.30 – Схема двухкоординатного регистратора с шаговым приводом

Упрощенная структурная схема двухкоординатного регистратора с шаговым приводом приведена на рис. 3.30 [5]. Регистрируемые данные поступают от ЭВМ в устройство управления регистратора (УУ), преобразующее поступающие данные в команды управления блоками управления шаговыми двигателями (БУШД), которые осуществляют подключения к блоку питания (БП) обмоток шаговых двигателей соответствующих направлений согласно требуемым направлениям движения. В составе устройства управления имеется линейный интерполятор, который обеспечивает движение регистрирующего органа вдоль линейных отрезков, задаваемых абсолютными координатами начала и конца отрезка или в виде приращений координат последующей точки относительно предыдущей.

В составе многих двухкоординатных регистраторов имеются также круговые интерполяторы, обеспечивающие движение регистрирующего органа по дуге окружности в заданном направлении (против или по часовой стрелке). Координаты конца дуги и центра окружности

задаются в приращениях относительно начальной точки. УУ выработывает также сигналы управления регистрирующим органом, посредством которых осуществляется смена регистрирующего органа (пишущего элемента), подъем и опускание пишущего элемента в процессе вычерчивания штриховых, пунктирных, штрихпунктирных и других линий, а также установка пишущего элемента в рабочее положение.

В качестве примера использования автоматизированных электроприводов в двухкоординатном регистраторе рассмотрим цифровой графопостроитель микрокардиоанализатора ЦН3052*. Этот прибор предназначен для одновременного снятия 12 стандартных электрокардиографических отведений в любом сочетании или отведений по Франку и их регистрации на обычной или диаграммной бумаге с автоматическим анализом ЭКГ и формированием синдромальных заключений.

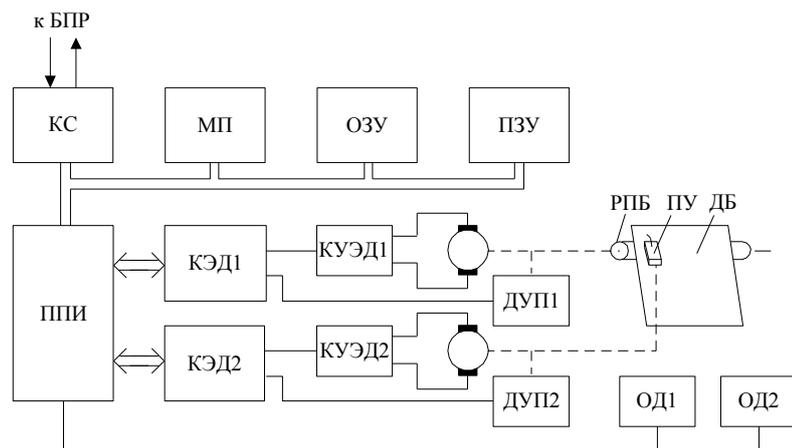


Рисунок 3.31 – Структурная схема цифрового графопостроителя

Регистрация всей информации в микрокардиоанализаторе осуществляется с помощью цифрового графопостроителя (ЦГП), структурная схема которого приведена на рис. 3.31. Функционально блок ЦГП связан с центральным процессорным блоком микрокардиоанализатора (БПР) через канал последовательной передачи данных. Цифровые данные сигналов отведений или коды буквенно-цифровой информации из БПР поступают на контроллер связи (КС), где они преобразуются

из последовательного в параллельный код, и через шину данных передаются в микропроцессор (МП), который записывает их для временного хранения в ОЗУ. Под действием программы, хранящейся в ПЗУ, микропроцессор определяет координаты для перемещения пишущего узла (ПУ) и оптимальные скорости перемещения бумаги и пишущего узла по координатам X и Y, соответственно. Далее микропроцессор через программируемый параллельный интерфейс (ППИ) подаст на контроллеры электродвигателей (КЭД) сигналы с учетом направления перемещения бумаги и пишущего узла с частотой, пропорциональной скорости перемещения. Под действием принятого сигнала контроллер электродвигателя выработывает широтно-модулированные (ШИМ) импульсы, которые управляют ключами (КУЭД), подающими напряжение на исполнительные электродвигатели. Электродвигатели перемещают ролики протяжки бумаги (РПБ) по координате X и каретку пишущего узла по координате Y. При этом происходит перемещение кодовых колес датчиков угла поворота, закрепленных непосредственно на валах электродвигателей. С датчиков угла поворота (ДУП) на контроллеры электродвигателей поступают сигналы направления вращения электродвигателей и импульсы, количество которых пропорционально углу поворота. Контроллеры электродвигателей вычитают импульсы датчиков угла поворота из чисел, полученных от микропроцессора, с учетом знака и устанавливают значения ШИМ сигналов пропорциональными полученным разностям. Таким образом, как и в аналоговой следящей системе, положение равновесия электродвигателей устанавливается в заданной микропроцессором координате. Так от точки к точке блок ЦГП записывает ЭКГ и буквенно-цифровую информацию. В случае перегрузки электродвигателей и насыщения ШИМ сигналов контроллеры электродвигателей посылают соответствующие команды для приостановки движения.

Блок ЦГП снабжен оптронными датчиками (ОД) наличия диаграммной бумаги (ДБ), при срабатывании которых под действием программы происходит ее затягивание и выравнивание.

* Микрокардиоанализатор ЦН3052 выпускается Производственным объединением «Коммунар» (г. Харьков).

3.3.4 Электропривода регистраторов с магнитной записью информации

С развитием вычислительной техники магнитная запись стала все чаще использоваться для регистрации биомедицинской информации.

В основу магнитной записи информации положено свойство ферромагнитных тел намагничиваться под воздействием магнитного поля и сохранять остаточную намагниченность после прекращения действия намагничивающего поля [5]. Свойства ферромагнитных материалов в основном характеризуются кривой намагничивания, представляющей собой зависимость между напряженностью магнитного поля H и магнитной индукцией B . Важными характеристиками ферромагнитных материалов являются остаточная индукция B_r и коэрцитивная сила H_c . Для магнитной записи используются магнитотвердые вещества, поскольку они способны сохранять остаточную намагниченность в течение длительного времени. Величины остаточной индукции этих материалов до 0,12 тл, коэрцитивной силы 200 - 600 э. Ферромагнитный материал может быть использован непосредственно для изготовления носителя информации, введен в состав смеси, используемой для изготовления носителя, или нанесен при изготовлении носителя на поверхность диэлектрической подложки. Примерами носителей, изготовленных из ферромагнетика, являются металлическая проволока и металлическая лента. Однослойные магнитные ленты содержат порошок ферромагнетика, равномерно распределенный в массе вещества ленты. Двухслойные ленты состоят из ферромагнитного рабочего слоя, обладающего необходимыми магнитными и электрическими характеристиками, и основы, несущей этот слой и обеспечивающей необходимые характеристики носителя.

Запись информации на магнитный носитель осуществляется электромагнитами, называемыми магнитными головками и создающими местное (локализованное) магнитное поле. Запись производится на предварительно подготовленный носитель. Предварительная подготовка носителя заключается в удалении старых записей каким-либо методом (размагничиванием, намагничиванием постоянным магнитом до насыщения). При цифровых методах возможна запись без предварительной подготовки носителя.

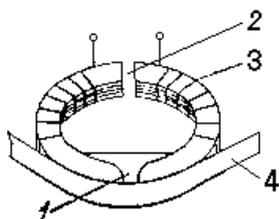
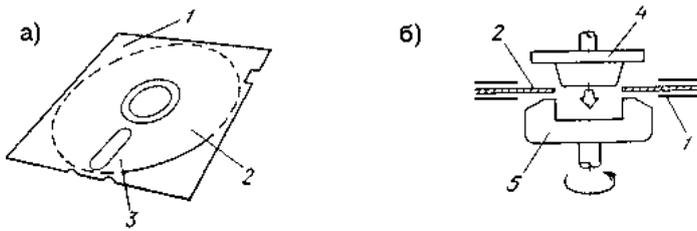


Рисунок 3.32 – К пояснению принципа магнитной записи

В большинстве существующих систем регистрации применяется продольная запись, при которой носитель информации намагничивается по своей длине. Схематическое расположение носителя и магнитной головки при продольной записи показано на рис. 3.32. Записывающая магнитная головка состоит из сердечника 3, на который наматывается обмотка. Сердечник набирается из листов магнитно-мягкого материала с высокой магнитной проницаемостью толщиной 0,05 - 0,2 мм. В большинстве случаев сердечники изготовляют из ферритов. Сердечник состоит из двух половин, на стыках которых образуются два зазора – передний 1 (рабочий) и задний 2. В рабочий (передний) зазор закладывают полосу из немагнитного материала, что обеспечивает постоянство величины зазора и предупреждает загрязнение его пылью, частицами рабочего слоя ленты 4. Рабочий зазор при записи служит для создания поля рассеивания, которое намагничивает ленту. При воспроизведении рабочий зазор определяет величину потока ленты через головку. Величина заднего зазора делается в головках воспроизведения по возможности минимальной. Вблизи рабочего зазора образуются скошенные и тщательно шлифованные полюсные наконечники, по которым движется носитель. В головках записи и стирающих головках оставляют задний зазор величиной до 0,1 - 1 мм, что позволяет избавиться от нежелательных явлений при записи, приводящих к повышению уровня шумов.

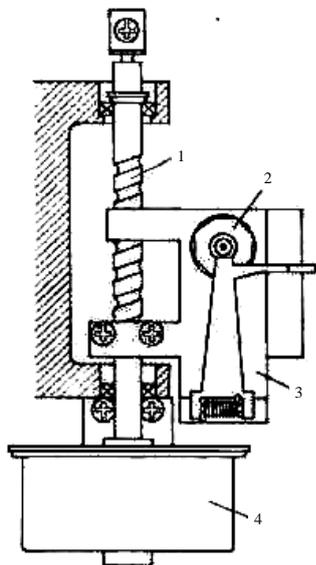
При подаче сигнала в обмотку головки записи в рабочем зазоре головки создается магнитный поток, замыкающийся через магнитную ленту. Величина магнитного потока изменяется в соответствии с записываемым сигналом. Если перемещать ленту относительно рабочего зазора, то будет происходить намагничивание носителя. В этих условиях каждый элемент носителя намагничивается пропорционально величине тока, проходящего в магнитной головке.



1 – футляр; 2 – диск; 3 – окно для магнитной головки;
4 – зажимная втулка; 5 – втулка шпинделя

Рисунок 3.33 – Гибкий магнитный диск (а)
и механизм дисководов (б)

При использовании для регистрации информации магнитных дисков, запись информации и ее считывание осуществляется с помощью дисководов [11]. При установке диска на дисковод с вращающим механизмом связан только диск, а конверт остается неподвижным. В качестве двигателей электропривода диска используют различные типы синхронных и вентильных двигателей, а ШД применяют для передвижения магнитной головки. Известно также использование ШД для вращения диска. Чтение и запись данных производятся одной или двумя магнитными головками.



1 – ведущий винт; 2 – головка;
3 – каретка головки;
4 – шаговый двигатель

Рисунок 3.34 – Механизм
управления головкой дисководов

На рис. 3.34 показан механизм управления головкой дисководов. Головка перемещается между дорожками с помощью ШД и ведущего винта. Наиболее часто в системе с большим диском используют четырехфазный реактивный двигатель с углом шага 15° . Головка передвигается на одну дорожку при повороте двигателя на 15° . Ранее для перемещения двух головок в дисководе с двусторонним ГМД, в котором головки передвигались лентой из нержавеющей стали, использовали гибридный двигатель с углом шага $1,8^\circ$. Шаговые двигатели с когтеобразными полюсами широко используют в системах с малыми ГМД.

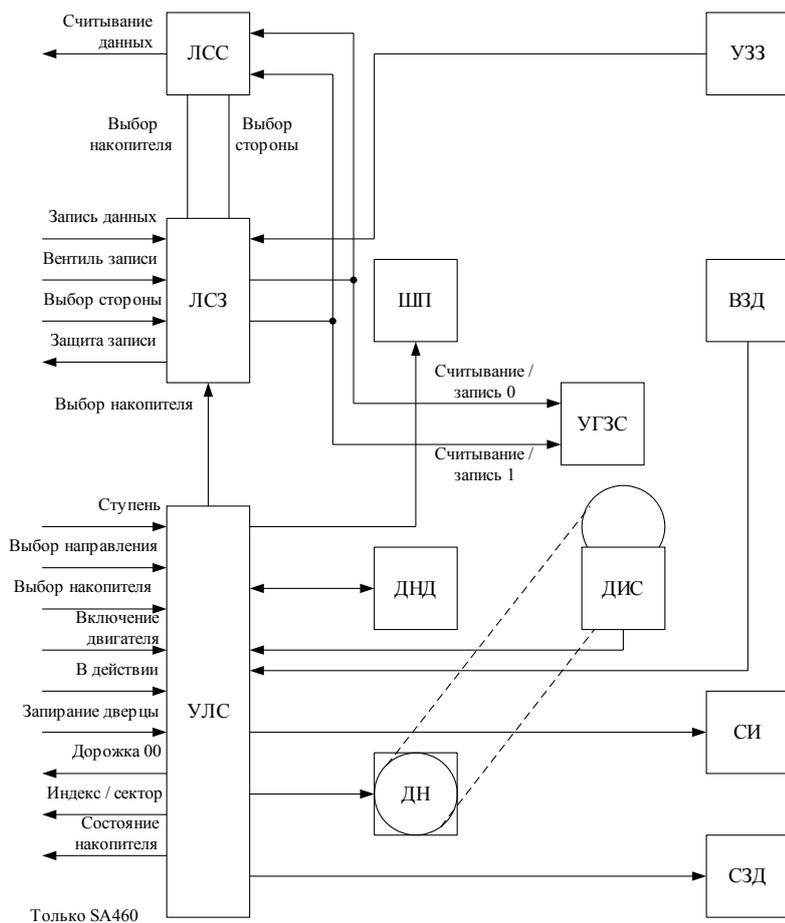
На рис. 3.35 показана структурная схема управления дисководом [12]. Программное обеспечение микропроцессора позволяет выбирать дисковод, к которому необходимо обратиться. Если в программном обеспечении содержится информация о расположении дорожки, на которой находится головка записи-считывания, отдается команда двигателю совершить положительное или отрицательное перемещение головки на желаемую дорожку. Обычно это делается путем записи управляющего слова в интегральную схему контроллера гибкого диска.

Если расположение дорожки неизвестно, контроллер дисководов получает команду передвинуть головку на нулевую дорожку. После этого головку перемещают на нужную дорожку.

Как только ее положение установлено, головка записи-считывания опускается на диск. При прохождении головки над индексным отверстием контроллер подает сигнал микропроцессору. Так находится расположение сектора 1.

Процессор считывает обозначения секторов, пока не найдет нужный. (Для дисков с фиксированными секторами подсчитывается количество отверстий секторов.) Затем процессор считывает данные из нужного сектора или записывает их.

После считывания сектора процессор проверяет флаг ошибки контроллера, чтобы убедиться, что ошибок не обнаружено. Далее, если необходимо, он переходит к считыванию следующего логического сектора на этой же дорожке. Если обнаружена ошибка, сектор считывается еще раз. Процесс повторяется не менее 10 раз, прежде чем программные средства придут к заключению, что в секторе присутствует постоянная ошибка.



ЛСС – логическая схема считывателя; УЗЗ – устройство защиты записи;
 ЛСЗ – логическая схема записи; ШП – шаговый пускатель; УЛС – управляющая логическая схема; УГЗС – узел головки записи-считывания;
 ВЗД – выключатель запираения дверцы; ДНД – датчик дорожки 00;
 ДИС – детектор индекс/сектор; ДН – двигатель накопителя;
 СИ – светодиодный индикатор; СЗД – соленоид запираения дверцы

Рисунок 3.35 – Структурная схема дисковода

Запись информации на диск аналогична считыванию. Для исключения ошибок запись, сделанную на диске, иногда при следующем обороте считывают. Если обнаружена ошибка, то прежде, чем программные средства установят постоянство ошибки, последовательность записи и считывания будет повторена не менее 10 раз. После завершения последнего процесса записи или считывания на секторе головка убирается с диска.

Преимуществом магнитной записи является возможность многократного воспроизведения записанной информации без ухудшения ее качества, высокая точность регистрации, особенно при использовании цифровых методов, высокая надежность, а также возможность одновременной регистрации ряда независимых величин на одном носителе (многоканальная регистрация) при малом уровне взаимных помех. Магнитные документы регистрации могут храниться в течение длительного времени без разрушения зарегистрированных данных.

Возможность регистрации большого объема информации, простота и быстрота доступа к данным обусловили широкое использование регистраторов с магнитной записью в качестве внешних запоминающих устройств ЭВМ (НМЛ, магнитные барабаны, диски). Недостатком магнитной записи является малая наглядность, проявляющаяся в отсутствии визуально наблюдаемых результатов регистрации.

3.3.5 Импульсные системы регулирования температуры

Превращение электрической энергии в тепловую нашло широчайшее применение в медицинской технике. На этом принципе работают различные электронагревательные устройства [13].

При прохождении электрического тока по проводнику в результате столкновения свободных электронов с его атомами и ионами проводник нагревается. Количество тепла Q , выделяемое в проводнике с сопротивлением R при прохождении электрического тока I за время t , определяется законом Джоуля-Ленца

$$Q = I^2 R t \quad (3.12)$$

и представляет собой электрическую энергию, потребляемую данным проводником, выраженную в джоулях. Следовательно, количество выделившегося тепла пропорционально количеству электрической энергии, переданной через данный проводник. Иногда тепловую

энергию выражают в калориях, тогда применяют соотношение между единицами тепловой и электрической энергии, т.е. $1 \text{ Дж} = 0,24 \text{ кал}$.

Очень часто необходимо регулировать количество тепла, для чего приходится включать, отключать, затем вновь включать в сеть нагревательный элемент. Такой режим работы приводит не только к колебаниям температуры нагреваемого объекта, что само по себе в ряде случаев является крайне нежелательно, но и к преждевременному износу и выходу из строя нагревательного элемента.

Из (3.12) следует, что количество тепла можно регулировать, изменяя ток I , что легко достигается с помощью силовых ключей, включённых последовательно с нагревательным элементом.

Изменение температуры нагревательного элемента с некоторым запаздыванием по времени повторяет изменение проходящего через него электрического тока, и каждому определённому значению тока соответствует определённая установившаяся температура.

Если стоит задача поддержания неизменной температуры среды в замкнутом объёме независимо от температуры окружающей среды, а также при кратковременных возмущениях, то система регулирования должна соответственно снижать или увеличивать проходящий ток. В результате большую часть времени нагревательный элемент находится в недогруженном режиме, что значительно увеличивает срок его работы.

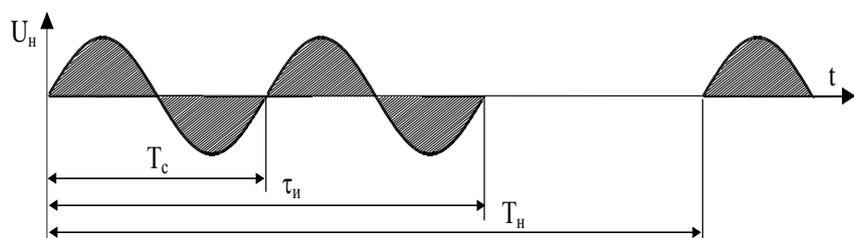


Рисунок 3.36 – Временные диаграммы изменения напряжения на нагрузке ППН при низкочастотных способах управления

Для регулирования температуры нагревательных элементов наиболее часто используются полупроводниковые преобразователи переменного напряжения (ППН). Все способы управления ППН в зависимости от соотношения частоты изменения

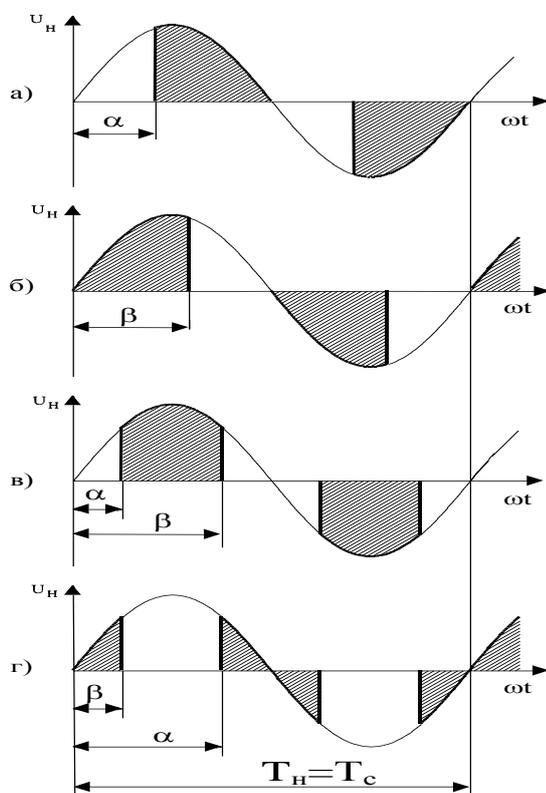


Рисунок 3.37 – Временные диаграммы изменения напряжения на нагрузке ППН при управлении с частотой питающей сети

мгновенного значения выходного параметра (например, первой гармоники тока нагрузки) f_n и частоты питающей сети f_c могут быть разделены на три группы: низкочастотные $f_n < f_c$ (рис. 3.36), с частотой питающей сети $f_n = f_c$ (рис. 3.37) и высокочастотные $f_n > f_c$ (рис. 3.38) [14]. В свою очередь низкочастотные и высокочастотные способы управления могут быть реализованы с помощью широтно-импульсного регулирования ($\tau_n = \text{var}$, $T_n = \text{const}$) или частотно-импульсного регулирования ($\tau_n = \text{const}$, $T_n = \text{var}$). Способы управления с частотой питающей сети делятся на способы с односторонней (рис. 3.37, а, б) и двусторонней (рис. 3.37, в, г) коммутацией в течение полупериода напряжения питающей сети.

Способы с односторонней коммутацией подразделяются на управление с отставанием фазы тока в нагрузке от фазы напряжений на ней ($\alpha > 0$, рис. 3.37, а) и управление с опережающей фазой тока ($\beta > 0$, рис. 3.37, б), причем α и β - это соответственно углы включения и выключения силовых ключей. В первом случае активная нагрузка приобретает индуктивный, а во втором - емкостный характер, что сказывается на эффективности

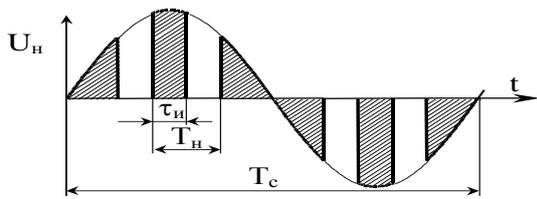


Рисунок 3.38 – Временные диаграммы изменения напряжения на нагрузке ППН при высокочастотных способах управления

использования электроэнергии системой «ППН – нагрузка».

Способ управления с $\alpha > 0$ известен под термином «фазовое управление» и получил широкое распространение благодаря хорошим параметрам регулировочной характеристики и относительной простоте технической реализации, однако малоэффективен при управлении энергоемкими

объектами вследствие искусственно вносимого индуктивного характера нагрузки, т. е. отставания фазы основной гармоники тока в нагрузке относительно фазы напряжения.

Способ управления с $\beta > 0$ свободен от этого недостатка и может использоваться для частичной компенсации индуктивного характера потребителей электроэнергии, однако нуждается в узлах принудительного выключения тиристорov (что технически достаточно сложно, в особенности для низкоомной нагрузки) и требует дополнительного расхода электроэнергии в коммутирующих цепях.

Широкое распространение получили в последнее время способы управления с двусторонней коммутацией и, в частности, с симметричным управлением ($\beta = \pi - \alpha$, рис. 3.37,в,г), позволяющим избавиться от искусственно вносимой реактивной составляющей нагрузки при сохранении всех положительных качеств способов управления с $\alpha > 0$ и $\beta > 0$.

Управление с двухсторонней симметричной коммутацией принято относить к широтно-импульсному регулированию (ШИР).

Микропроцессорная система управления ППН, реализующая ШИР на частоте питающей сети приведена на рис. 3.39 [15].

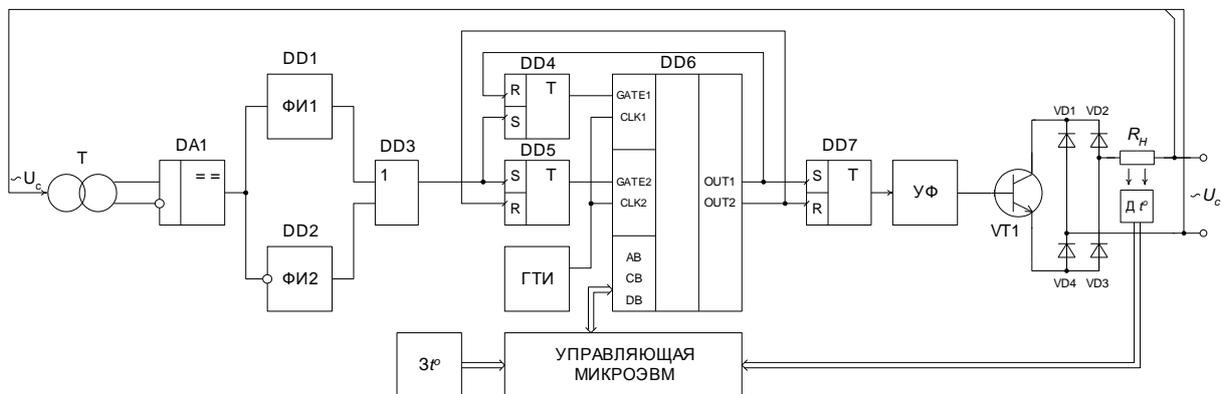


Рисунок 3.39 – Микропроцессорная система управления ППН

Функционирует МПСУ следующим образом. При переходе напряжения питающей сети через нуль и изменении его знака с отрицательного на положительный на выходе компаратора DA1 формируется сигнал, соответствующий уровню логической единицы. По фронту этого сигнала срабатывает первый формирователь импульсов DD1, а по срезу – второй DD2. В логическом элементе ИЛИ DD3 производится логическое суммирование выходных сигналов одновибраторов. Каждый выходной сигнал элемента DD3 устанавливает RS-триггеры DD4 и DD5 в единицу. В результате этого в первом и во втором каналах программируемого таймера (ПТ) DD6 начинается отсчет ранее записанных чисел M_1 и M_2 . Причем значение числа M_1 может быть определено по выражению

$$M_1 = \frac{\alpha}{T_{mu}\omega_c}, \quad (3.13)$$

а значение числа M_2 – по выражению

$$M_2 = \frac{\beta}{T_{mi}\omega_c}, \quad (3.14)$$

где T_{mi} период следования тактовых импульсов на выходе генератора ГТИ; ω_c – угловая частота напряжения питающей сети.

По окончании счета, когда содержимое первого канала ПТ становится равным нулю на его выходе OUT1 формируется строб, который устанавливает RS-триггер DD7 в единицу а RS-триггер DD4 – в нуль. По окончании отсчета начального содержимого во втором канале ПТ, строб формируется на выходе OUT2. В результате этого RS-триггеры DD5 и DD7 устанавливаются в нуль.

Наличие логической единицы на выходе RS-триггера DD7 приводит к отпиранию транзисторного ключа VT1 в силовой схеме преобразователя, а наличие логического нуля приводит к его запираению.

В связи с тем, что для формирования каждого из углов управления α и β использован отдельный канал ПТ, диапазон изменения каждого из углов составляет π радиан или 180 эл. град. Таким образом, переход от одного способа ШИР преобразователя к другому может происходить автоматически.

Если диапазон изменения числа M_1 лежит в пределах

$$0 \leq M_1 \leq M_{\max},$$

где M_{\max} - число соответствующее углу в 90 эл. град или $\left(\frac{\pi}{2}\right)$ радиан, которое можно определить по выражению

$$M_{\max} = \frac{\pi}{2T_{TI}\omega_c}, \quad (3.15)$$

а диапазон изменения числа M_2 лежит в пределах

$$M_{\max} \leq M_2 \leq 2M_{\max}, \quad (3.16)$$

то работе преобразователя будет соответствовать первый способ ШИР. Напряжение на нагрузке при этом имеет форму, показанную на рис. 3.37,в.

Если диапазон изменения числа M_1 лежит в пределах

$$M_{\max} \leq M_1 \leq 2M_{\max}, \quad (3.17)$$

а число M_2 будет изменяться в диапазоне

$$0 \leq M_2 \leq M_{\max}, \quad (3.18)$$

то работе преобразователя будет соответствовать второй способ ШИР. Напряжение на нагрузке при этом имеет форму, показанную на рис. 3.37,г.

Подобные МПСУ находят достаточно широкое применение в медицинской технике, в частности в стоматологических электропечах сопротивления. Основные технические характеристики стоматологической печи ПСП-1200* приведены в таблице 3.9. Эта печь предназначена для изготовления (обжига) керамических протезов по определенному программируемому циклу. Она состоит из 4-х основных узлов: камеры обжига, микропроцессорного блока управления техпроцессами, блока силового управления нагревателем и вакуумным насосом, блока питания. Сенсорная клавиатура в сочетании с индикатором делает простым и удобным выбор программы работы электропечи. Муфель с пенокерамической теплоизоляцией обеспечивает равномерный нагрев и стабильность выбранной температуры.

* Программируемая стоматологическая печь ПСП-1200 выпускается Производственным объединением «Коммунар» (г.Харьков).

Таблица 3.9 – Технические характеристики программируемой стоматологической печи ПСП - 1200

Параметр	Единица измерения	Значение
Количество технологических программ	шт	8
Количество постоянно сохраняемых техпроцессов в ППЗУ	шт	20
Габариты рабочей камеры		
Диаметр	мм	80
Высота	мм	45
Диапазон регулирования температуры	°С	400 - 1180
Точность регулирования температуры	°С	±2
Потребляемая мощность		
Нагревателя с БУ	кВА	0,9
Двигателя вакуумного насоса	кВА	0,25
Питание от сети 50 Гц	В	220, 380
Масса, не более	кг	40

Включение и выключение вакуумной установки происходит автоматически в соответствии с программой. Непрерывно контролируются: изменение температуры в камере обжига, скорость разогрева, температура включения вакуумной установки, время выдержки (обжига), время открывания и закрывания камеры, температура обжига. Звуковая сигнализация сопровождает нажатие клавиш, окончание технологического цикла и аварийные ситуации.

Вопросы для самопроверки

1. Импульсы какой формы используются в системах для стимуляции и управления? Укажите их основные параметры.
2. Перечислите основные параметры импульсной последовательности, укажите связь между этими параметрами.
3. Укажите основные методики электротерапии импульсными токами. Приведите схему аппарата для терапии диадинамическими токами.
4. Каковы параметры импульсных последовательностей, формируемых носимыми, универсальными и измерительными электрокардиостимуляторами?
5. Изобразите импульсы, применяемые для электростимуляции скелетной мускулатуры человека. Приведите параметры импульсных последовательностей используемых для электрофизиологических исследований, профилактики, тренировки и лечения.
6. Приведите схему многоканального программируемого электростимулятора. Поясните принцип его работы.
7. Укажите случаи, при которых воздействие импульсными токами приводит к торможению центральной нервной системы.
8. Какие требования предъявляются к электроприводам лентопротяжных механизмов самопишущих регистраторов? Дайте пояснение импульсным способам регулирования частоты вращения двигателя постоянного тока.
9. Укажите критерий выбора скорости перемещения диаграммной ленты в самопишущем регистраторе.
10. Приведите схему двухкоординатного регистратора компенсационного типа. Дайте пояснение принципу его работы.
11. Какими достоинствами и недостатками обладает двухкоординатный регистратор с шаговым приводом? В чем состоит принцип управления шаговым электродвигателем?
12. Поясните принцип магнитной регистрации информации и укажите области ее применения. Перечислите достоинства и недостатки.

13. Какими способами можно изменять переменное напряжение для регулирования температуры с помощью нагревательных элементов? Какие из этих способов наиболее часто используются в медицинской технике? Дайте характеристику каждому из них.

14. Приведите схему цифровой системы управления преобразователем переменного напряжения, поясните принцип ее работы, укажите диапазоны изменения управляющего воздействия для регулирования переменного напряжения первым и вторым способами симметричного ШИР.

Список литературы к разделу 3

1. Ицхоки Я.С., Овчинников Н.И. Импульсные и цифровые устройства. – М.: Советское радио, 1972. – 592с.
2. Ливенсон А.Р. Электромедицинская аппаратура. – М: Медицина, 1981. – 344с.
3. Клиническая физиотерапия / Под ред. В.В. Оржешковского. – К.: Здоров'я, 1984. – 488с.
4. Электронная аппаратура для стимуляции органов и тканей / Под ред. Р.И. Утямышева и М. Враны. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 384с.
5. Абакумов В.Г. Электронные промышленные устройства. – К.: Вища школа, 1978. – 376с.
6. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов /Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320с.
7. Основы автоматизированного электропривода: Учебное пособие для вузов / М.Г. Чиликин, М.М. Соколов, В.М. Терехов, А.В. Шинянский. – М.: Энергия, 1974. – 568с.
8. Приборы автоматические следящего уравнивания КСМ2, КСМ2И, КСП2, КСП2И, КСУ2. Техническое описание и инструкция по эксплуатации ТО-994. – 1985. – 80 с.
9. Шкабардия М.С., Мартыненко Н.В. Быстродействующие самопишущие приборы. – М.: Энергия, 1974. – 176 с.
10. Электроизмерительные самопишущие приборы. М.Г. Бердичевский, В.А. Иванцов, Б.А. Лапин, М.Г. Якубов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. Отд-ние, 1981. – 160 с.
11. Кенио Т. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 200с.
12. Фолкенбери Л.М. Справочное пособие по ремонту электрических и электронных систем. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 416с.
13. Евсеев Ю.А., Крылов С.С. Симисторы и их применение в бытовой электроаппаратуре. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 120с.
14. Скаржепа В.А., Шелохов К.В. Цифровое управление тиристорными преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 160с.
15. Кипенский А.В., Архиреев И.П., Король Е.И., Аль-Фарах Р.Х. Линеаризация регулировочных характеристик однофазных полупроводниковых преобразователей переменного напряжения средствами микропроцессорного управления // Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та, 1999. Вып.43. - С.108-118.

4 ИМПУЛЬСНО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

4.1 Сопоставление различных методов преобразования длительности импульса в цифровой код^[3]

Электрический сигнал, характеризующий состояние объекта, в ряде случаев, представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, информационным параметром которых является длительность (ширина) [1]. К таким случаям прежде всего может быть отнесена широтно-импульсная модуляция аналогового сигнала, выполняемая для снижения влияния на него помех при передаче по длинным линиям [2], или для определения среднего значения аналогового сигнала на некотором временном интервале [3]. Информация о разности фаз двух сигналов, один из которых является опорным, а другой снимается с соответствующего датчика, также может быть представлена в виде длительности прямоугольных импульсов [4, 5]. Измерение частоты сигнала классическим методом последовательного счета предполагает определение длительности его периода [4, 5]. Таким образом, представление информации в *широтно-импульсном виде* встречается достаточно часто. Для ввода такой информации в микропроцессорную систему необходимо применение специальных устройств, которые принято называть *импульсно-цифровыми преобразователями (ИЦП)*.

Обычно для преобразования длительности импульса в цифровой код применяется *классический метод последовательного счета* [4, 5]. Сущность этого метода состоит в том, что в течение временного интервала, соответствующего длительности входного сигнала, осуществляют подсчет количества тактовых импульсов, следующих с постоянной строго определенной частотой. Схема ИЦП, реализующего классический метод, приведена на рис. 4.1.1,а, на рис. 4.1.1,б - временные диаграммы, поясняющие принцип его работы. Из рисунка видно, что число N , зафиксированное на выходе счетчика, с некоторым приближением соответствует ширине входного импульса

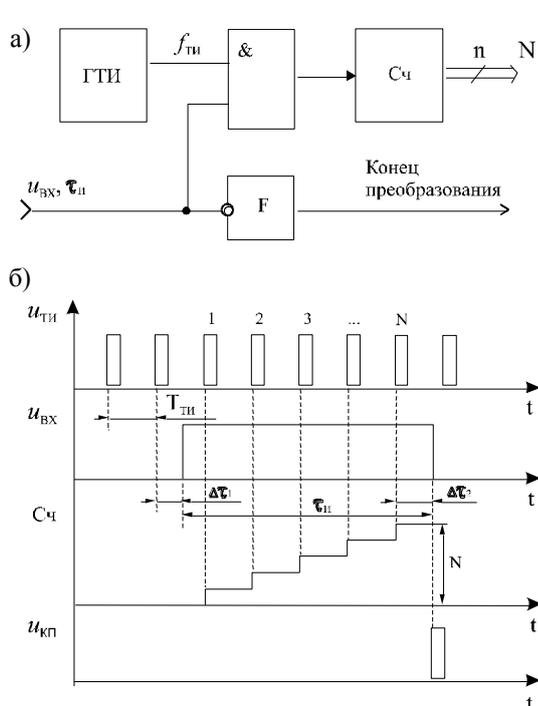


Рисунок 4.1.1 – ИЦП и временные диаграммы ИЦ-преобразований классическим методом последовательного счета

ной емкости счетчика, т.е. он не может подсчитать количество тактовых импульсов превосходящее некоторое число $N_{\max} = 2^n - 1$, где n – разрядность счетчика. С учетом этого ограничения частота тактовых импульсов должна выбираться из условия

$$\tau_{II}^I = NT_{ТИ}^I \quad (4.1.1)$$

При этом истинное значение длительности импульса может быть определено как

$$\tau_{II} = NT_{ТИ}^I - \Delta\tau_1 + \Delta\tau_2 \quad (4.1.2)$$

Анализ выражений (4.1.1) и (4.1.2) позволяет сделать вывод о том, что абсолютная погрешность преобразования длительности входного импульса в цифровой код будет максимальной в том случае, когда один из временных интервалов $\Delta\tau_1$ или $\Delta\tau_2$ равен нулю, а другой - $T_{ТИ}^I$. Следовательно, исходя из наилучших условий, выражение для относительной погрешности преобразований классическим методом будет иметь вид

$$\delta^I = \frac{1}{f_{ТИ}^I \tau_{II}} \quad (4.1.3)$$

Очевидно, что для уменьшения погрешности необходимо увеличение частоты тактовых импульсов. Однако, в силу наличия двух ограничений это не всегда возможно. Первое ограничение обусловлено конечным значением информацион-

$$f_{ТИ}^I \leq \frac{2^n - 1}{\tau_{И\max}}, \quad (4.1.4)$$

где $\tau_{И\max}$ - максимальное значение длительности входного импульса в заданном диапазоне его изменения. Второе ограничение обусловлено частотными свойствами счетчика, т.е. он не будет фиксировать импульсы, если частота их следования превышает некоторое граничное для данного типа счетчика значение. Следовательно, с учетом второго ограничения, можно записать

$$f_{ТИ}^I \leq f_{ГР}. \quad (4.1.5)$$

Таким образом, при выполнении преобразований классическим методом, значение частоты тактовых импульсов должно удовлетворять двум условиям (4.1.4) и (4.1.5).

Для снижения погрешности преобразования длительности импульса в цифровой код в литературе предлагается несколько различных методов. В связи с этим сопоставим эти методы между собой, а также сравним их с классическим методом и определим рациональные области применения каждого.

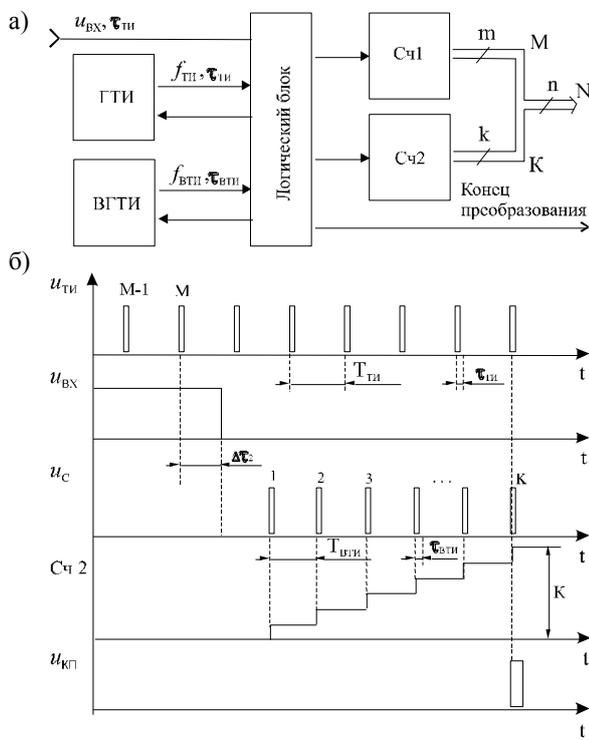


Рисунок 4.1.2 – ИЦП и временные диаграммы ИЦ-преобразований методом электронного нониуса

Наиболее часто, в качестве метода с увеличенной точностью преобразования упоминается *метод электронного нониуса* [4, 5]. Этот метод состоит в синхронизации основного генератора тактовых импульсов (ГТИ) с фронтом входного сигнала и вспомогательного генератора (ВГТИ) - с его срезом. Причем подсчет импульсов ГТИ проводится одним счетчиком в течение временного интервала, соответствующего длительности входного сигнала, а подсчет импульсов ВГТИ - другим счетчиком до тех пор, пока сигналы обоих генераторов не совпадут во времени. Схема ИЦП, реализующего метод электронного нониуса, приведена на рис. 4.1.2,а, на рис. 4.1.2,б - временные диаграммы его работы. Особенность такого ИЦП состоит в том, что выходной код формируется двумя счетчиками, первый из которых, подсчитывая импульсы ГТИ, формирует m старших разрядов, а второй, подсчитывая импульсы ВГТИ, формирует k младших разрядов. Кроме того, к тактовым импульсам предъявляются жесткие требования по длительности и частоте. Так, если частоту ГТИ выбирать из условия

$$f_{ТИ}^II \leq \frac{2^m - 1}{\tau_{И\max}}, \quad (4.1.6)$$

то частота ВГТИ при этом должна определяться выражением

$$f_{ВТИ}^II = \frac{2^k}{2^k - 1} \cdot f_{ТИ}^II, \quad (4.1.7)$$

но не превосходить $f_{ГР}$. Если по расчетам $f_{ВТИ}^II$ оказывается больше $f_{ГР}$, то она принимается максимально возможной, т.е. $f_{ВТИ}^II = f_{ГР}$, а частоту ГТИ определяют как

$$f_{ТИ\max}^II = \frac{2^k - 1}{2^k} \cdot f_{ГР}. \quad (4.1.8)$$

Длительности тактовых импульсов обоих генераторов должны быть равны между собой и определяются выражением

$$\tau_{ТИ}^{II} = \tau_{ВТИ}^{II} = T_{ТИ}^{II} / 2^k . \quad (4.1.9)$$

С учетом особенностей метода электронного нониуса выражение для определения длительности входного импульса может быть записано в виде

$$\tau_{И}^{II} = (M + \frac{K}{2^k}) T_{ТИ}^{II} , \quad (4.1.10)$$

где M и K числа, зафиксированные на выходах первого и второго счетчиков соответственно. Таким образом, использование этого метода позволяет свести к нулю погрешность, обусловленную наличием временного интервала $\Delta\tau_1$ (см. рис. 4.1.1,б), а временной интервал $\Delta\tau_2$ представить в виде k -разрядного двоичного кода. При этом абсолютная погрешность преобразований будет определяться величиной $T_{ТИ}^{II} / 2^k$, а относительная погрешность может быть определена как

$$\delta^{II} = \frac{1}{2^k f_{ТИ}^{II} \tau_{И}^{II}} . \quad (4.1.11)$$

Сравнивая (4.1.11) с (4.1.3) можно сделать вывод о том, что метод электронного нониуса по сравнению с классическим методом позволяет снизить погрешность преобразований в 2^k раз. Тем не менее значение k рекомендуется выбирать не очень большим, так как оно определяет уровень требований к ряду параметров схемы ИЦП [4].

Используя метод электронного нониуса, следует иметь в виду, что большая точность достигается здесь за счет увеличения разрядности выходного кода. В этой связи необходимо помнить о том, что *представление данных о состоянии объекта с точностью, превосходящей точность устройства обработки информации, не имеет смысла, т.к. погрешности вычислений сведут на нет все затраты, связанные с повышением точности исходных данных.* Другими словами, разрядность выходного кода ИЦП должна соответствовать разрядности вычислителя. В соответствии с этим тезисом n разрядов выходного кода ИЦП должны быть распределены некоторым образом между счетчиком, формирующим m старших разрядов, и счетчиком, формирующим k младших разрядов.

Увеличение k , с одной стороны, приводит к снижению погрешности преобразований (см.(4.1.11)), а с другой – к уменьшению m , что в свою очередь требует уменьшения основной тактовой частоты (4.1.6), а, значит, ведет к увеличению погрешности (4.1.11). Для определения оптимального соотношения между m и k зададимся их различными значениями при $n = 16$, а ширину входного импульса будем изменять в диапазоне от 10^{-8} с до 10 с, с разделением его на девять поддиапазонов. Значения тактовых частот ИЦП, реализующих классический метод

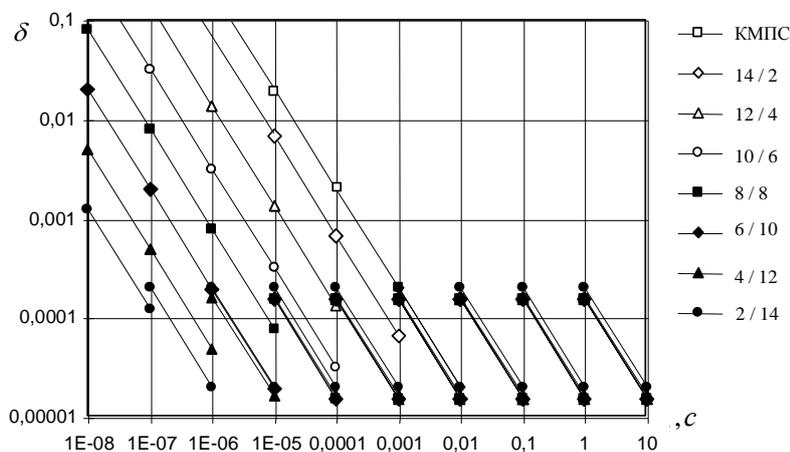


Рисунок 4.1.3 – Погрешности ИЦ-преобразований

последовательного счета (КМПС) и метод электронного нониуса (при различных m/k), для каждого поддиапазона приведены в табл. 4.1.1. Граничное значение тактовой частоты было принято равным 5 МГц, что соответствует параметрам программируемого таймера типа К1810ВИ54.

Результаты расчетов погрешностей преобразований длительности импульсов в цифровой код представлены в виде графиков на рис. 4.1.3.

Таблица 4.1.1 – Значение частот тактовых импульсов

№	Границы поддиапазонов		КМПС	Соотношение между кодами счетчиков m/k при $n = 16$ и значения частот тактовых импульсов для метода электронного нониуса													
	$\tau_{и\ min}$	$\tau_{и\ max}$		14/2		12/4		10/6		8/8		6/10		4/12		2/14	
	с	с		$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$	$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$	$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$	$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$	$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$	$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$	$f_{ти, Гц}$	$f_{вти, Гц}$
1	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^6$	$3,75 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,6875 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9219 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9805 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9951 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9988 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9997 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$
2	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^6$	$3,75 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,6875 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9219 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9805 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9951 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9988 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$3,0002 \cdot 10^6$
3	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^6$	$3,75 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,6875 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9219 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9805 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9951 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$1,5 \cdot 10^6$	$1,5004 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^5$	$3,0002 \cdot 10^5$
4	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^6$	$3,75 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,6875 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,9219 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$2,55 \cdot 10^6$	$2,56 \cdot 10^6$	$6,3 \cdot 10^5$	$6,3062 \cdot 10^5$	$1,5 \cdot 10^5$	$1,5004 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^4$	$3,0002 \cdot 10^4$
5	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^6$	$3,75 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^6$	$4,0950 \cdot 10^6$	$4,3680 \cdot 10^6$	$1,0230 \cdot 10^6$	$1,0392 \cdot 10^6$	$2,55 \cdot 10^5$	$2,56 \cdot 10^5$	$6,3 \cdot 10^4$	$6,3062 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^4$	$1,5004 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^3$	$3,0002 \cdot 10^3$
6	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$5 \cdot 10^6$	$1,6383 \cdot 10^6$	$2,1844 \cdot 10^6$	$4,0950 \cdot 10^5$	$4,3680 \cdot 10^5$	$1,0230 \cdot 10^5$	$1,0392 \cdot 10^5$	$2,55 \cdot 10^4$	$2,56 \cdot 10^4$	$6,3 \cdot 10^3$	$6,3062 \cdot 10^3$	$1,5 \cdot 10^3$	$1,5004 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^2$	$3,0002 \cdot 10^2$
7	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-1}$	$6,5535 \cdot 10^5$	$1,6383 \cdot 10^5$	$2,1844 \cdot 10^5$	$4,0950 \cdot 10^4$	$4,3680 \cdot 10^4$	$1,0230 \cdot 10^4$	$1,0392 \cdot 10^4$	$2,55 \cdot 10^3$	$2,56 \cdot 10^3$	$6,3 \cdot 10^2$	$6,3062 \cdot 10^2$	$1,5 \cdot 10^2$	$1,5004 \cdot 10^2$	$3 \cdot 10^1$	$3,0002 \cdot 10^1$
8	$1 \cdot 10^{-1}$	$1 \cdot 10^0$	$6,5535 \cdot 10^4$	$1,6383 \cdot 10^4$	$2,1844 \cdot 10^4$	$4,0950 \cdot 10^3$	$4,3680 \cdot 10^3$	$1,0230 \cdot 10^3$	$1,0392 \cdot 10^3$	$2,55 \cdot 10^2$	$2,56 \cdot 10^2$	$6,3 \cdot 10^1$	$6,3062 \cdot 10^1$	$1,5 \cdot 10^1$	$1,5004 \cdot 10^1$	$3 \cdot 10^0$	$3,0002 \cdot 10^0$
9	$1 \cdot 10^0$	$1 \cdot 10^1$	$6,5535 \cdot 10^3$	$1,6383 \cdot 10^3$	$2,1844 \cdot 10^3$	$4,0950 \cdot 10^2$	$4,3680 \cdot 10^2$	$1,0230 \cdot 10^2$	$1,0392 \cdot 10^2$	$2,55 \cdot 10^1$	$2,56 \cdot 10^1$	$6,3 \cdot 10^0$	$6,3062 \cdot 10^0$	$1,5 \cdot 10^0$	$1,5004 \cdot 10^0$	$3 \cdot 10^{-1}$	$3,0002 \cdot 10^{-1}$

Из табл. 4.1.1 и рис. 4.1.3 видно, что при малых длительностях входных сигналов (первые два поддиапазона), когда частоты тактовых импульсов имеют предельные значения, наименьшей погрешностью преобразований обладает метод электронного нониуса при минимальном значении отношения $m/k = 2/14$. Чем больше здесь значение этого соотношения, тем хуже оказываются результаты преобразований. На средних поддиапазонах (с 3 по 6) происходит уменьшение погрешности преобразований.

Таблица 4.1.2 – Погрешности ИЦ-преобразований

КМПС	14/2	12/4	10/6	8/8	6/10	4/12	2/14
2,7743676*10 ⁻⁵	2,7744946*10 ⁻⁵	2,7750027*10 ⁻⁵	2,7770372*10 ⁻⁵	2,7852049*10 ⁻⁵	2,8183621*10 ⁻⁵	2,9592803*10 ⁻⁵	3,6991003*10 ⁻⁵

При больших длительностях входных сигналов (последние три поддиапазона) значения погрешностей при любом m/k , а также при выполнении преобразований КМПС – минимальны и практически одинаковы. Однако, если быть абсолютно объективным, КМПС имеет здесь некоторые преимущества. Значения погрешностей преобразования длительностей импульсов 0.055 с, 0.55 с и 5,5 с, соответствующих серединам трех последних поддиапазонов, приведены в табл.4.1.2, из которой видно, что сделанное выше утверждение соответствует действительности, особенно если учесть простоту схемной реализации ИЦП с КМПС.

Для более четкого определения оптимального соотношения между m и k в зависимости от диапазона изменения входного сигнала был произведен расчет погрешности преобразования длительности импульса, изменяющегося во всем выбранном диапазоне (от 10^{-8} с до 10 с). При этом любое значение длительности импульса считали соответствующим середине некоторого поддиапазона, в котором коэффициент заполнения k_3 изменяется в пределах $0,1 \leq k_3 \leq 1$. Следовательно максимальное значение длительности импульса в каждом таком поддиапазоне может быть определено как $\tau_{и\ max} = \tau_{и}/0,55$. С учетом этого по выражениям (4.1.4), (4.1.5) и (4.1.6)...(4.1.8) были определены значения тактовых частот, а по выражениям (4.1.3) и (4.1.11) – рассчитаны погрешности преобразований. Результаты расчетов в виде графиков представлены на рис. 4.1.4, где обозначения кривых соответствуют приведенным на рис. 4.1.3.

Анализ данного графика позволил определить поддиапазоны, в которых каждый из рассмотренных методов дает наилучшие результаты. Их границы указаны в табл. 4.1.3.

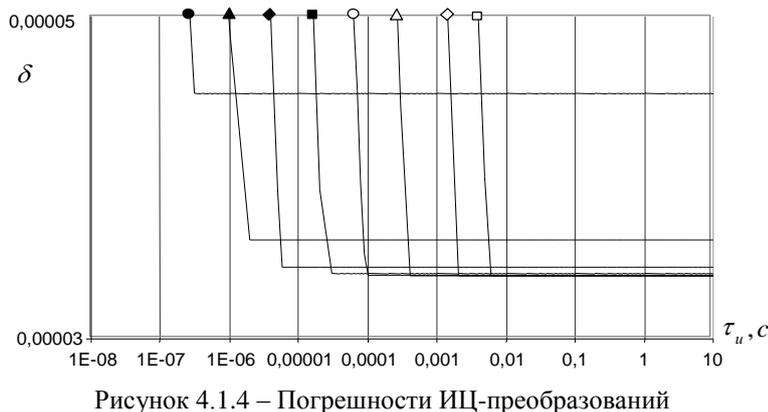


Рисунок 4.1.4 – Погрешности ИЦ-преобразований

Таблица 4.1.3 – Границы поддиапазонов

2/14	4/12	6/10	8/8	10/6	12/4	14/2	КМПС
$1 \cdot 10^8 \text{ с} \dots 2 \cdot 10^6 \text{ с}$	$2 \cdot 10^6 \text{ с} \dots 6 \cdot 10^6 \text{ с}$	$6 \cdot 10^6 \text{ с} \dots 3 \cdot 10^5 \text{ с}$	$3 \cdot 10^5 \text{ с} \dots 1 \cdot 10^{-4} \text{ с}$	$1 \cdot 10^{-4} \text{ с} \dots 4 \cdot 10^{-4} \text{ с}$	$4 \cdot 10^{-4} \text{ с} \dots 2 \cdot 10^{-3} \text{ с}$	$2 \cdot 10^{-3} \text{ с} \dots 6 \cdot 10^{-3} \text{ с}$	$6 \cdot 10^{-3} \text{ с} \dots 10 \text{ с}$

Кроме метода электронного нониуса, позволяющего без увеличения частоты тактовых импульсов повысить точность преобразований, существуют методы *задержанных совпадений* [4, 5], *линейной и верньерной интерполяции* [6].

Метод задержанных совпадений, также как и метод электронного нониуса, предполагает синхронизацию ГТИ с фронтом входного сигнала. При этом подсчет импульсов ГТИ в течение действия входного сигнала производится счетчиком, который формирует m старших разрядов выходного кода ИЦП (рис. 4.1.5). Формирование k младших разрядов осуществляется при помощи ряда последовательно включенных линий задержки, на вход первой из которых поступают импульсы ГТИ.

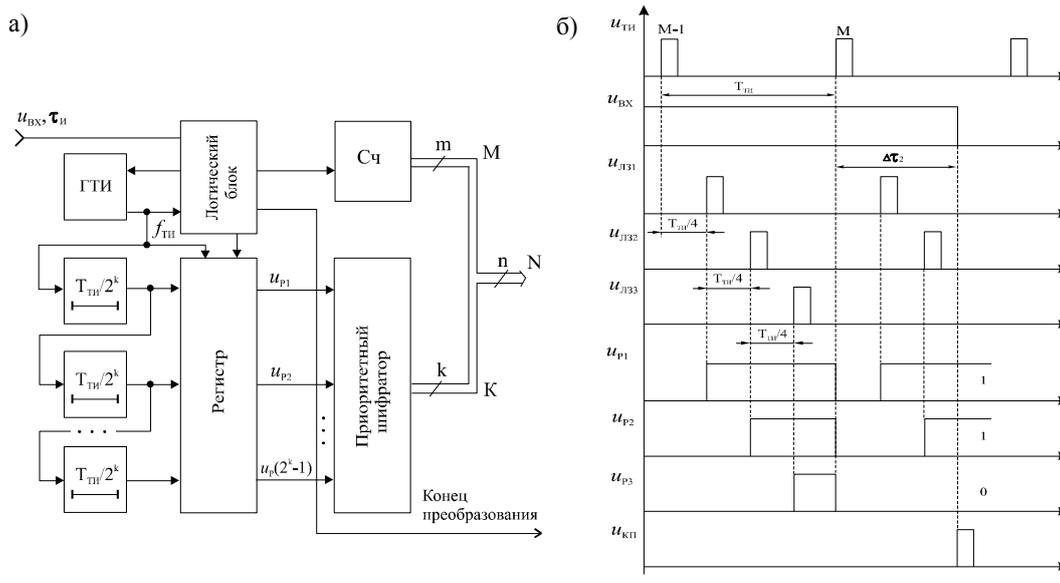


Рисунок 4.1.5 – ИЦП и временные диаграммы ИЦ-преобразований методом задержанных совпадений

Число линий выбирается равным $(2^k - 1)$, а каждая линия имеет задержку $T_{ГТИ}/2^k$. С выходов линий задержки сигналы фиксируются параллельным регистром, который обнуляется тактовыми импульсами. Появление среза входного сигнала прекращает изменения состояния регистра, а его выходной код преобразуется приоритетным шифратором в k -разрядный двоичный код. Выражения для определения длительности входного сигнала и погрешности преобразований будут здесь аналогичны приведенным для метода электронного нониуса (4.1.10) и (4.1.11).

При использовании метода линейной интерполяции ГТИ также синхронизируют с фронтом входного сигнала, а подсчет тактовых импульсов осуществляют первым счетчиком (рис. 4.1.6). Со срезом входного сигнала синхронизирована работа преобразователя длительности, который увеличивает временной интервал $\Delta\tau_3$ в $(2^k - 1)$ раз. Подсчет тактовых импульсов на интервале разряда конденсатора преобразователя длительности осуществляют

вторым счетчиком. Коды обоих счетчиков обрабатываются в вычислительном блоке таким образом, что длительность входного импульса может быть определена как

$$\tau_{II}^{IV} = \left(M - \frac{K}{2^k - 1} \right) T_{ТИ}^{IV}. \quad (4.1.12)$$

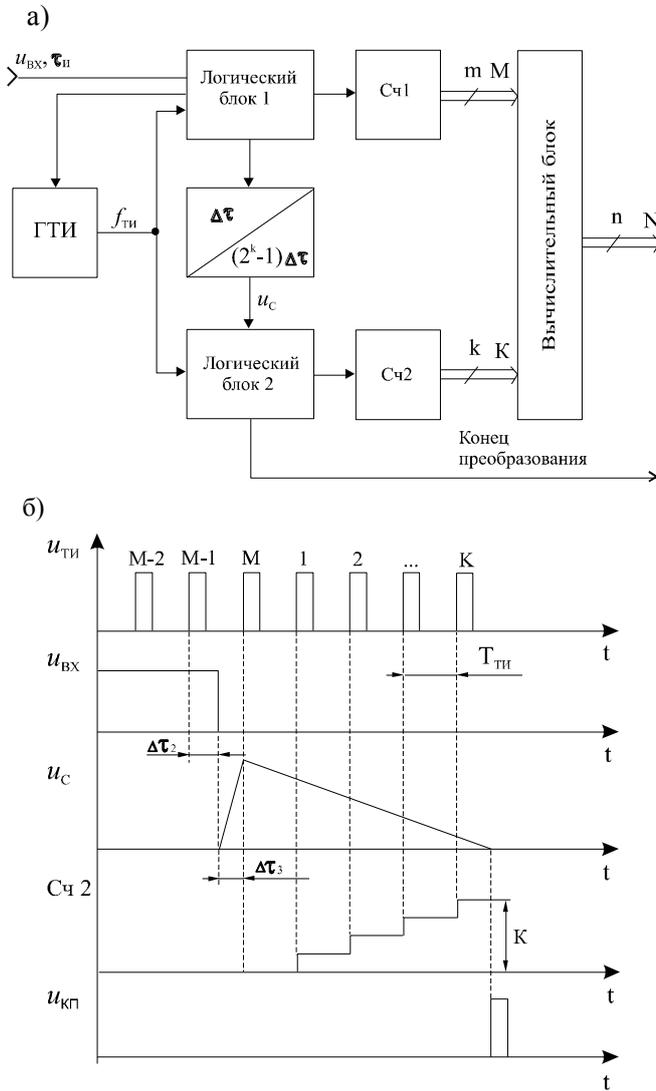


Рисунок 4.1.6 – ИЦП и временные диаграммы ИЦ-преобразований методом линейной интерполяции

Длительность интервала преобразования по методу электронного нониуса сильно зависит от временного интервала $\Delta\tau_2$ (рис. 4.1.2,б) и определяется выражением

$$\tau_{II}^{II} = \tau_{II} + \left\{ \frac{\tau_{II}}{T_{ТИ}} \right\} 2^k \frac{2^k - 1}{2^k} T_{ТИ}, \quad (4.1.14)$$

где $[x]$, $\{x\}$ – целая и дробная части числа соответственно. Исходя из наилучших условий, т.е. при $\Delta\tau_2 \rightarrow T_{ТИ}$, длительность интервала преобразований может быть определена по упрощенному выражению

$$\tau_{II}^{II} \max = \tau_{II} + \frac{(2^k - 1)^2}{2^k} T_{ТИ}. \quad (4.1.15)$$

График зависимостей, рассчитанных по выражениям (4.1.13) и (4.1.15), приведен на рис. 4.1.7.

Метод верньерной интерполяции является самым сложным с точки зрения схемотехнической реализации и для выполнения преобразований предполагает наличие ГТИ, двух синхронизируемых ВГТИ и трех счетчиков. Длительность входного импульса при этом определяется суммированием и вычитанием полученных кодов с различными весовыми коэффициентами.

Анализ погрешностей последних трех методов показал, что в этом плане их можно считать эквивалентными, а по сравнению с методом электронного нониуса они позволяют получить несколько лучшие результаты. Однако при сопоставлении различных методов не следует ограничиваться рассмотрением погрешностей преобразования и схемотехнических решений, особенно с учетом того, что в широтно-импульсном виде может быть представлена информация о состоянии объекта регулирования, управление которым ведется в реальном масштабе времени. В этой связи одним из важнейших показателей является длительность временного интервала преобразования τ_{II} .

Рассмотрев работу ИЦП, реализующих различные методы, можно сделать выводы, что длительность интервала преобразований КМПС и метода задержанных совпадений равна длительности входного сигнала, т.е.:

$$\tau_{II}^I = \tau_{II}^{III} = \tau_{II}. \quad (4.1.13)$$

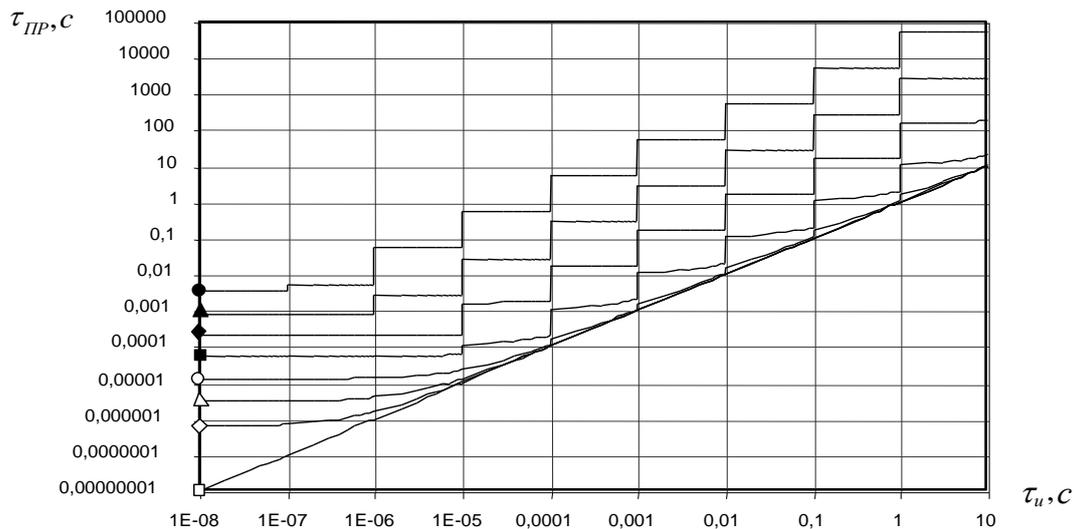


Рисунок 4.1.7 – Зависимость длительности интервала ИЦ-преобразований от длительности входного сигнала

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что чем меньше соотношение m/k , тем больше длительность интервала преобразований. При этом оказалось, что в ряде случаев τ_{IP}^{II} во много раз превосходит длительность входного сигнала.

Длительность интервала преобразования по методу линейной интерполяции также сильно зависит от временного интервала $\Delta\tau_3$ и может быть определена как

$$\tau_{IP}^{IV} = \left(\left[\frac{\tau_{II}}{T_{TI}} \right] + 1 \right) T_{TI} - \left(\left\{ \frac{\tau_{II}}{T_{TI}} \right\} - 1 \right) (2^k - 1) T_{TI}, \quad (4.1.16)$$

или в упрощенном виде при наилучших условиях ($\Delta\tau_3 \rightarrow T_{TI}$)

$$\tau_{IP\max}^{IV} = \tau_{II} + (2^k - 1) T_{TI}. \quad (4.1.17)$$

Сравнивая (4.1.17) с (4.1.15) можно сделать вывод, что разница у них, особенно при малых значениях m/k , несущественна. Метод верньерной интерполяции по длительности временного интервала преобразования близок к методу линейной интерполяции.

Произведя всестороннее сопоставление различных методов преобразования длительности импульса в цифровой код, следует отметить, что классический метод последовательного счета является самым простым с точки зрения схемотехнической реализации и при необходимом быстродействии счетчиков не имеет альтернативы. Среди методов преобразования с повышенной точностью без увеличения частоты тактовых импульсов наименьшее время преобразования у метода задержанных совпадений; наиболее простое схемотехническое решение у метода электронного нониуса; точность методов задержанных совпадений и линейной интерполяции, кроме всего прочего, в существенной степени зависит от стабильности параметров времязадающих цепей.

4.2 Преобразование информации, представленной в частотно-импульсном виде, в цифровой код^[4]

Информация о выходной координате некоторых объектов регулирования, в том числе и с преобразовательными установками, может быть представлена в виде электрических импульсов прямоугольной формы. Наиболее часто величина, характеризующая состояние объекта, имеет функциональную зависимость с частотой следования таких импульсов [1]. Использование информации, представленной в частотно-импульсном виде, в микропроцессорных системах управления возможно на основе двух подходов. В соответствии с первым подходом осуществляют преобразование частоты в цифровой код и дальнейшую обработку ве-

дут на программном уровне. При втором подходе частотно-зависимую последовательность импульсов используют в качестве опорного сигнала. В некоторых случаях целесообразным оказывается одновременное использование обоих подходов [7].

Для преобразования частоты следования электрических импульсов в цифровой код обычно используют один из двух классических методов [5]. Причем первый из них рекомендуется для преобразования высоких частот входного сигнала, а второй - для низких.

В данном подразделе производится сопоставление погрешностей различных методов преобразования частоты входного сигнала в цифровой код. Кроме того, приводятся схемотехнические решения импульсно-цифровых преобразователей (ИЦП), выполняющих преобразование "частота - код", проводятся исследования влияния на погрешность преобразований таких показателей как разрядность системы и время преобразования. Сравниваются временные интервалы преобразований при использовании различных методов. При проведении исследований зададимся изменением частоты входного сигнала в диапазоне от 0.1 Гц до 0.1 МГц, разделив его на шесть поддиапазонов (см. табл.4.2.1, где в первой колонке указан номер i поддиапазона, а во второй - его границы).

Таблица 4.2.1 – Границы поддиапазонов и значения тактовых частот

№	Границы поддиапазона, Гц	Первый метод преобразования		Второй метод преобразования		Третий метод преобразования	
		Временной интервал преобразования, с		Разрядность системы и частота тактовых импульсов, Гц			
		$\tau_{i \min}^I = 5T_{\text{доi max}}$	$\tau_{i \max}^I = 10T_{\text{доi max}}$	$n = 8$	$n = 16$	$n = 8$	$n = 16$
1	$10^{-1}-10^0$	$5 \cdot 10^1$	10^2	$2,55 \cdot 10^1$	$6,55 \cdot 10^3$	$2,55 \cdot 10^0$	$6,55 \cdot 10^2$
2	10^0-10^1	$5 \cdot 10^0$	10^1	$2,55 \cdot 10^2$	$6,55 \cdot 10^4$	$2,55 \cdot 10^1$	$6,55 \cdot 10^3$
3	10^1-10^2	$5 \cdot 10^{-1}$	10^0	$2,55 \cdot 10^3$	$6,55 \cdot 10^5$	$2,55 \cdot 10^2$	$6,55 \cdot 10^4$
4	10^2-10^3	$5 \cdot 10^{-2}$	10^{-1}	$2,55 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^6$	$2,55 \cdot 10^3$	$6,55 \cdot 10^5$
5	10^3-10^4	$5 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}	$2,55 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^6$	$2,55 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^6$
6	10^4-10^5	$5 \cdot 10^{-4}$	10^{-3}	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	$2,55 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^6$

Первый классический метод* преобразования частоты входного сигнала $f_{\text{вх}}$ в цифровой код $F_{\text{до}}^I$ заключается в том, что осуществляют подсчет количества входных импульсов $N_{\text{до}}^I$ в течение строго определенного временного интервала τ_{II}^I . Далее, выполняя деление τ_{II}^I на $N_{\text{до}}^I$, определяют код периода следования входных импульсов $T_{\text{вх}}$, обратная величина от которого является кодом, соответствующим преобразуемой частоте $f_{\text{вх}}$.

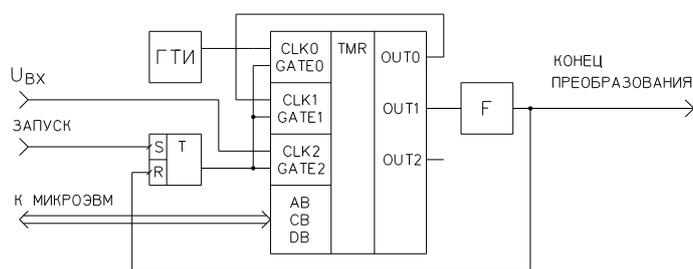


Рисунок 4.2.1 – ИЦП, реализующий первый метод ИЦ-преобразований

Схема ИЦП, реализующего первый метод преобразования частоты в код и выполненного на программируемом таймере (ПТ) КР580ВИ53, приведена на рис. 4.2.1.

Работает такой преобразователь следующим образом. При поступлении на его вход сигнала "ЗАПУСК" RS-триггер устанавливается в "единицу", что позволяет начать работу всем трем каналам ПТ. Нулевой и первый каналы

ПТ формируют временной интервал преобразования τ_{ij} , а во втором канале осуществляется подсчет входных импульсов $N_{\text{вх}}$. Поскольку все каналы ПТ работают только в вычитающем режиме, то для достижения необходимого результата в них предварительно должны быть загружены соответствующие числа.

* Классический метод интервального подсчета.

Исходя из того, что нулевой и первый каналы ПТ включены последовательно, произведение чисел M_{0i}^l и M_{1i}^l , загружаемых в них, определим по выражению

$$\prod_{j=0}^1 M_{ji}^l = M_{0i}^l \cdot M_{1i}^l = \tau_{f_i}^l f_{\text{OE}}^l, \quad (4.2.1)$$

где f_{OE}^l - частота следования тактовых импульсов на выходе генератора ГТИ. Временной интервал $\tau_{f_i}^l$ будем задавать равным значению 5 или 10 периодов минимальной частоты входного сигнала в каждом поддиапазоне (см. табл. 4.2.1, третья и четвертая колонки). При этом число M_{1i}^l следует выбирать максимально возможным, что позволит повысить точность формирования временного интервала $\tau_{f_i}^l$. Следовательно, значение числа M_{1i}^l может быть определено как

$$M_{1i}^l = 2^n - 1, \quad (4.2.2)$$

где n - разрядность счетчика (8 или 16 для ПТ КР580ВИ53). Теперь число M_{0i}^l будет определяться выражением

$$M_{0i}^l = \frac{\tau_{f_i}^l f_{\text{OE}}^l}{2^n - 1}. \quad (4.2.3)$$

Если при вычислении по выражению (4.2.3) окажется, что значение числа $M_{0i}^l < 1$, то это число следует задать равным единице, а число M_{1i}^l - определить из (4.2.1).

В канал 2 ПТ в принципе может быть загружено любое число, значение которого определяется неравенством

$$M_{2i}^l > \tau_{f_i}^l f_{\text{aoi max}}. \quad (4.2.4)$$

По условиям деления частотного диапазона на поддиапазоны частота входного сигнала в каждом из них изменяется на порядок, т.е. $f_{\text{eximax}}/f_{\text{eximin}}=10$, а максимальное из двух заданных значений временного интервала преобразования может быть определено по выражению

$$\tau_{f_i}^l \text{ max} = \frac{10}{f_{\text{aoi min}}}.$$

Следовательно, в любом поддиапазоне при выборе числа M_{2i}^l должно быть выполнено одно и то же условие

$$M_{2i}^l > 100. \quad (4.2.5)$$

Формирование временного интервала $\tau_{f_i}^l$ завершается появлением на выходе OUT1 ПТ строба, по которому одновибратор F формирует сигнал "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ". По этому сигналу RS-триггер устанавливается в "нуль", это запрещает работу всех трех каналов ПТ. Кроме этого по сигналу "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ" осуществляется чтение данных из второго канала ПТ. Полученное при этом новое значение числа будет определяться выражением

$$M_{2ii}^l = M_{2i}^l - N_{\text{aö}}^l, \quad (4.2.6)$$

где $N_{\text{aö}}^l$ - количество импульсов входного сигнала, поступивших на вход CLK2 ПТ в течение временного интервала $\tau_{f_i}^l$. Для определения значения $N_{\text{aö}}^l$ в микроЭВМ достаточно выполнить операцию вычитания

$$N_{\text{aö}}^l = M_{2i}^l - M_{2ii}^l. \quad (4.2.7)$$

Теперь, в соответствии с первым методом преобразования частоты в код, значение числа, соответствующего частоте входного сигнала, может быть вычислено по выражению

$$F_{\text{aö}}^l = k_i^l N_{\text{aö}}^l, \quad (4.2.8)$$

где k_i^I - коэффициент пропорциональности

$$k_i^I = \frac{F_{OE}^I}{M_{0i}^I M_{1i}^I}, \quad (4.2.9)$$

F_{OE}^I - число, соответствующее тактовой частоте f_{OE}^I .

Для выполнения нового преобразования в каналы ПТ необходимо загрузить соответствующие числа и подать сигнал "ЗАПУСК".

Второй классический метод* преобразования частоты входного сигнала f_{ex} в цифровой код $F_{\alpha 0}^{II}$ заключается в том, что в течение временного интервала, соответствующего периоду следования входных импульсов T_{ex} осуществляют подсчет количества тактовых импульсов N_{OE}^{II} , следующих с постоянной строго определенной частотой f_{OE}^{II} . Затем, выполняя умножение T_{OE}^{II} на N_{OE}^{II} , определяют код периода следования входных импульсов T_{ex} , обратная величина от которого является кодом, соответствующим преобразуемой частоте f_{ex} .

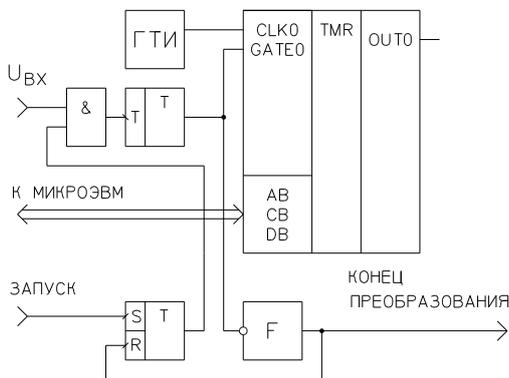


Рисунок 4.2.2 – ИЦП, реализующий второй метод ИЦ-преобразований

Схема ИЦП, реализующего второй метод преобразования частоты в код и также выполненного на ПТ КР580ВИ53, приведена на рис. 4.2.2.

Работает преобразователь следующим образом. При поступлении на вход сигнала "ЗАПУСК" RS-триггер устанавливается в "единицу", что является разрешением для прохождения входных импульсов через логический элемент И. Первый же срез U_{ex} устанавливает Т-триггер в "единицу". В результате этого в нулевом канале ПТ начнется отсчет ранее записанного числа M_0^{II} . Значение этого числа при выполнении преобразований в любом поддиапазоне следует выбирать максимально возможным, т.е. M_0^{II} должно определяться в соответствии с выражением

$$M_0^{II} = 2^n - 1. \quad (4.2.10)$$

Такой подход позволит использовать для ИЦП наиболее высокую частоту тактовых импульсов, что в свою очередь снизит погрешность преобразования. Значение тактовой частоты при этом для каждого поддиапазона может быть определено по выражению

$$f_{OEi}^{II} = M_0^{II} f_{\alpha 0i}^{II} \min. \quad (4.2.11)$$

Численные значения f_{OEi}^{II} для 8-ми и 16-ти разрядных систем приведены в табл. 4.2.1, пятая и шестая колонки соответственно. В реальных условиях значение частоты f_{OEi}^{II} ограничено частотными свойствами ПТ. Для БИС КР580ВИ53 максимальное значение тактовой частоты составляет 2 МГц. Второй срез U_{ex} установит Т-триггер в "нуль". В результате этого в нулевом канале ПТ прекратится отсчет числа, а одновибратор F сформирует сигнал "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ". По этому сигналу RS-триггер устанавливается в "нуль" и кроме того осуществляется чтение данных из нулевого канала ПТ. Полученное при этом число будет определяться выражением

$$M_{0i}^{II} = M_0^{II} - N_{OE}^{II}, \quad (4.2.12)$$

где N_{OE}^{II} - количество тактовых импульсов, которые поступили на вход CLK0 ПТ в течение временного интервала, соответствующего периоду следования входных импульсов T_{ex} . В микроЭВМ значение числа N_{OE}^{II} определяется путем решения уравнения

$$N_{OE}^{II} = M_0^{II} - M_{0i}^{II}. \quad (4.2.13)$$

* Классический метод последовательного счета.

Теперь, в соответствии со вторым методом преобразования частоты в код, значение числа, соответствующего частоте входного сигнала, может быть вычислено по выражению

$$F_{\text{ао}}^{II} = \frac{k_i^{II}}{N_{\text{ОЕ}}^{II}}, \quad (4.2.14)$$

где k_i^{II} - коэффициент пропорциональности

$$k_i^{II} = F_{\text{ОЕ}i}^{II}, \quad (4.2.15)$$

$F_{\text{ОЕ}i}^{II}$ - число, соответствующее тактовой частоте $f_{\text{ОЕ}i}^{II}$ в i -том поддиапазоне.

Для следующего преобразования необходимо в нулевой канал ПТ загрузить число M_0 и подать сигнал "ЗАПУСК".

*Третий метод** преобразования частоты входного сигнала $f_{\text{вх}}$ в цифровой код $F_{\text{ао}}^{III}$ заключается в том, что подсчет количества тактовых импульсов $N_{\text{ОЕ}}^{III}$, следующих с постоянной строго определенной частотой $f_{\text{ОЕ}}^{III}$ осуществляют в течение временного интервала, точно соответствующего $N_{\text{ао}}^{III}$ периодам входных импульсов $T_{\text{вх}}$. После этого, выполняя умножение $T_{\text{ОЕ}}^{III}$ на $N_{\text{ОЕ}}^{III}$ и деление полученного результата на $N_{\text{ао}}^{III}$, определяют код периода следования входных импульсов $T_{\text{вх}}$, обратная величина от которого является кодом, соответствующим преобразуемой частоте $f_{\text{вх}}$.

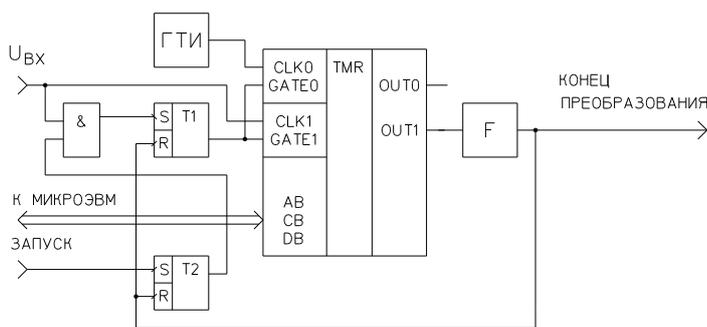


Рисунок 4.2.3 – ИЦП, реализующий третий метод ИЦ-преобразований

Схема ИЦП, реализующего третий метод преобразования частоты в код, приведена на рис. 4.2.3.

Преобразование по третьему методу осуществляется следующим образом. С поступлением на вход преобразователя сигнала "ЗАПУСК" RS-триггер T2 устанавливается в "единицу", что позволяет проходить входным импульсам через логический элемент И. Первый же срез $U_{\text{вх}}$ устанавливает RS-триггер T1 в "единицу". В результате

этого в нулевом и первом каналах ПТ начнется отсчет ранее записанных чисел M_0^{III} и M_1^{III} . Значение числа M_0^{III} при выполнении преобразований в любом поддиапазоне следует выбирать максимально возможным, т.е.

$$M_0^{III} = 2^n - 1. \quad (4.2.16)$$

Значение числа M_1^{III} соответствует количеству периодов входного сигнала $U_{\text{вх}}$, определяющих временной интервал, в течение которого осуществляется преобразование. При проведении исследований ИЦП, реализующего третий метод преобразования частоты в код, значение числа M_1^{III} принимаем равным 10. При указанных условиях выбора чисел M_0^{III} и M_1^{III} значение тактовой частоты для каждого поддиапазона определялось по выражению

$$f_{\text{ОЕ}i}^{III} = \frac{M_0^{III}}{M_1^{III}} f_{\text{ао}i}^{\text{min}}. \quad (4.2.17)$$

Численные значения $f_{\text{ОЕ}i}^{III}$ для 8-ми и 16-ти разрядных систем приведены в табл. 4.2.1, седьмая и восьмая колонки соответственно.

Отсчет десяти периодов входного сигнала завершается появлением на выходе OUT1 ПТ строба, по которому одновибратор F формирует сигнал "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ".

* Модифицированный метод последовательного счета.

По этому сигналу оба RS-триггера устанавливаются в "нуль", что запрещает работу ПТ. Кроме того, по сигналу "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ" осуществляется чтение данных из нулевого канала ПТ. Полученный при этом результат определяется выражением

$$M_{0i}^{III} = M_0^{III} - N_{CE}^{III}, \quad (4.2.18)$$

где N_{CE}^{III} - количество тактовых импульсов, которые поступили на вход CLK0 ПТ в течение временного интервала, соответствующего десяти периодам следования входных импульсов. Вычисление значения N_{III} в микроЭВМ осуществляется по выражению

$$N_{CE}^{III} = M_0^{III} - M_{0i}^{III}. \quad (4.2.19)$$

В соответствии с третьим методом преобразования частоты в код значение числа, соответствующего частоте входного сигнала, вычисляется по выражению

$$F_{\hat{a}\hat{o}}^{III} = k_i^{III} / N_{CE}^{III}, \quad (4.2.20)$$

где k_i^{III} - коэффициент пропорциональности

$$k_i^{III} = M_1^{III} F_{CEi}^{III}, \quad (4.2.21)$$

F_{CEi}^{III} - число, соответствующее тактовой частоте f_{CEi}^{III} в i -том поддиапазоне.

Рассмотрев схемы ИЦП, реализующие различные методы преобразования частоты входного сигнала в цифровой код, произведем расчет и сопоставление погрешностей преобразования этих устройств. В общем случае, относительная погрешность преобразования может быть определена по выражению

$$\delta = \frac{|f_{\hat{a}\hat{o}} - f_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}}|}{f_{\hat{a}\hat{o}}}, \quad (4.2.22)$$

где $f_{\hat{a}\hat{o}}$ - вычисленное в микроЭВМ значение частоты входного сигнала. Поскольку при любом методе преобразования сначала в цифровой код преобразуется период следования входных импульсов, то выражение (4.2.22) целесообразно представить в виде

$$\delta = \frac{|T_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}} - T_{\hat{a}\hat{o}}|}{\hat{O}_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}}}. \quad (4.2.23)$$

Во всех ИЦП погрешность преобразования возникает из-за того, что вычисленное значение периода $T_{\hat{a}\hat{o}}$ отличается от истинного значения периода входного сигнала T_{ex} на величину $\Delta\tau$, т.е.

$$T_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}} = \hat{O}_{\hat{a}\hat{o}} \pm \Delta\tau. \quad (4.2.24)$$

При первом методе преобразования частоты входного сигнала в цифровой код значение величины $\Delta\tau$ будет определяться выражением

$$\Delta\tau^I = T_{\hat{a}\hat{o}} / N_{\hat{a}\hat{o}}^I = T_{\hat{a}\hat{o}} \hat{O}_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}}^I / \tau_{i}^I. \quad (4.2.25)$$

Подставив (4.2.25) в (4.2.24) и выполнив соответствующие преобразования, получим

$$T_{\hat{a}\hat{o}\hat{a}}^I = \frac{\tau_{i}^I T_{\hat{a}\hat{o}}}{\tau_{i}^I \mp T_{\hat{a}\hat{o}}}. \quad (4.2.26)$$

Теперь погрешность преобразования может быть определена как

$$\delta^I = T_{\hat{a}\hat{o}} / \tau_{i}^I, \quad (4.2.27)$$

или выражена через частоту входного сигнала

$$\delta^I = 1 / \tau_{i}^I f_{\hat{a}\hat{o}}. \quad (4.2.28)$$

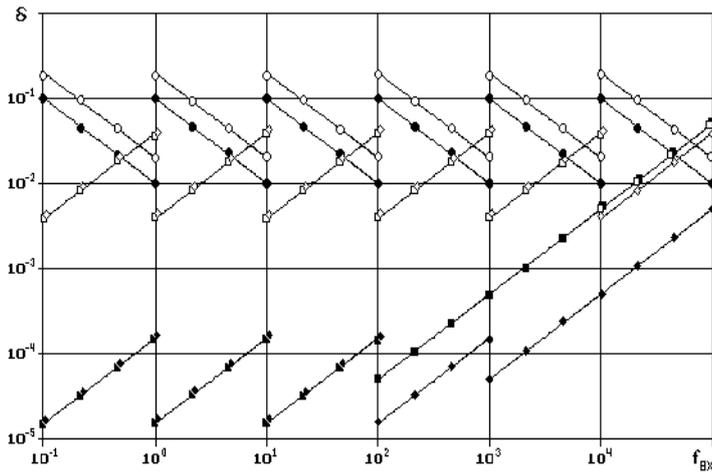


Рисунок 4.2.4 – Погрешности ИЦ-преобразований

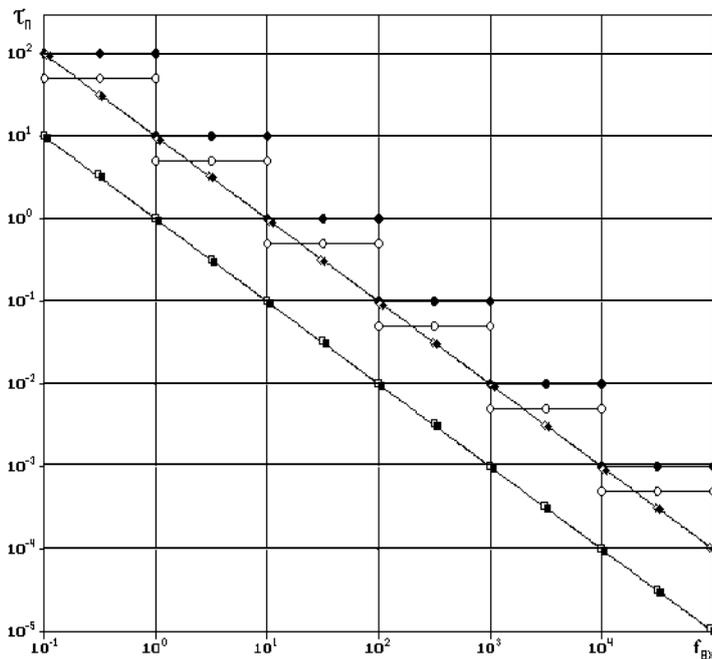


Рисунок 4.2.5 – Длительности интервалов ИЦ-преобразований

$$\delta^{II} = \frac{f_{\hat{a}\hat{o}}}{f_{OEi}^{II} - f_{\hat{a}\hat{o}}}. \quad (4.2.32)$$

Погрешности второго метода преобразования частоты входного сигнала в цифровой код, рассчитанные по выражению (4.2.32), представлены в виде графиков на рис. 4.2.4, где знаками "□" отмечены кривые, соответствующие 8-ми разрядной системе, а знаками "■" - кривые, соответствующие 16-ти разрядной системе (см. табл. 4.2.1). На рис. 4.2.5 аналогичным образом отмечены кривые, отображающие изменение временного интервала преобразования, который для системы любой разрядности может быть определен выражением

$$\tau_I^{II} = 1/f_{\hat{a}\hat{o}}. \quad (4.2.33)$$

При третьем методе преобразования частоты входного сигнала в цифровой код значение величины $\Delta\tau$ определяется выражением

$$\Delta\tau^{III} = T_{OEi}^{III} / N_{\hat{a}\hat{o}}^{III}. \quad (4.2.34)$$

С учетом (34) вычисленное значение периода входного сигнала представим как

Результаты расчетов погрешности первого метода преобразования частоты входного сигнала в цифровой код, выполненные по выражению (4.2.28), представлены в виде графиков на рис. 4.2.4, где знаками "⊕" отмечены кривые, соответствующие времени преобразования $\tau_{Ii\min}^I$, а знаками "⊖" - кривые, соответствующие времени преобразования $\tau_{Ii\max}^I$ (см. табл. 4.2.1). На рис. 4.2.5 аналогичным образом отмечены кривые, отображающие изменение временного интервала преобразования.

При втором методе преобразования частоты входного сигнала в цифровой код значение величины $\Delta\tau$ может быть определено выражением

$$\Delta\tau^{II} = T_{OEi}^{II}. \quad (4.2.29)$$

Вычисленное значение периода входного сигнала с учетом (4.2.29) представим в виде

$$T_{\hat{a}\hat{o}}^{II} = T_{\hat{a}\hat{o}} \pm T_{OEi}^{II}, \quad (4.2.30)$$

а погрешность преобразования в этом случае будет определяться выражением

$$\delta^{II} = \frac{T_{OEi}^{II}}{T_{\hat{a}\hat{o}} \pm T_{OEi}^{II}}. \quad (4.2.31)$$

Наибольшее значение погрешность будет иметь при знаке "-" в выражении (4.2.31), поэтому окончательно можно записать

$$T_{\dot{a}\dot{a}}^{III} = T_{\dot{a}\dot{a}} \pm \frac{T_{CEi}^{III}}{N_{\dot{a}\dot{a}}^{III}}. \quad (4.2.35)$$

Погрешность преобразования при этом будет определяться выражением

$$\delta^{III} = \frac{T_{CEi}^{III}}{T_{\dot{a}\dot{a}} N_{\dot{a}\dot{a}}^{III} \pm T_{CEi}^{III}}. \quad (4.2.36)$$

При знаке "-" в выражении (4.2.36) погрешность преобразования будет иметь наибольшее значение. Поэтому окончательное выражение для погрешности будет иметь вид

$$\delta^{III} = \frac{f_{\dot{a}\dot{a}}}{N_{\dot{a}\dot{a}}^{III} f_{CEi}^{III} - f_{\dot{a}\dot{a}}}. \quad (4.2.37)$$

Погрешности третьего метода преобразования частоты в код представлены графиками на рис. 4.2.4. Знаками "□" здесь отмечены кривые, соответствующие 8-ми разрядной системе, а знаками "⊗" - кривые, соответствующие 16-ти разрядной системе (см. табл. 4.2.1). На рис. 4.2.5 теми же знаками отмечены кривые, отображающие изменение временного интервала преобразования.

Расчет этого интервала был выполнен по выражению

$$\tau_f^{III} = N_{\dot{a}\dot{a}}^{III} / f_{\dot{a}\dot{a}}. \quad (4.2.38)$$

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы:

- первый и третий методы преобразования позволяют получить среднее за интервал преобразования значение частоты входного сигнала, второй метод дает текущие значения;
- погрешность первого метода преобразования снижается при увеличении временного интервала преобразования и возрастании частоты входного сигнала;
- погрешности второго и третьего методов преобразования снижаются при увеличении разрядности системы и повышаются при возрастании частоты входного сигнала;
- погрешности второго и третьего методов преобразования имеют равные значения в тех случаях, когда отсутствуют ограничения, обусловленные частотными свойствами элементной базы;
- при наличии ограничений, обусловленных частотными свойствами элементной базы, меньшую погрешность дает третий метод преобразования. Дополнительное снижение погрешности в этом случае возможно за счет увеличения временного интервала преобразования.

4.3. Учет погрешностей вычислений при выполнении ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону^[5]

Представление информации о состоянии объектов или процессов в частотно-импульсном виде, т.е. в виде последовательности прямоугольных импульсов, информационным параметром которой является частота, обладает рядом преимуществ. Эти преимущества заключаются, прежде всего, в том, что информация представленная подобным образом при передаче на значительные расстояния менее подвержена влиянию помех, нечувствительна к затуханию или усилению сигналов в линии, а также может быть легко преобразована в цифровой код достаточно простыми средствами [6].

Для преобразования частоты или периода следования импульсов в цифровой код (ИЦ-преобразования) используются различные методы, отличающиеся по точности, сложности и продолжительности временного интервала, необходимого для выполнения преобразований [4-6]. Тем не менее, в САР и АСУ ТП наиболее часто применяются классические методы интервального подсчета или последовательного счета, что объясняется простотой их схемотехнической реализации, малым временем преобразования и достаточно высокой точностью при отсутствии ограничений, обусловленных частотными свойствами элементной базы [8].

Кроме того, для преобразования среднего за некоторый временной интервал значения частоты в цифровой код используется модифицированный метод последовательного счета [9].

Если информация об объекте или процессе представлена в частотно-импульсном виде, то изменению их состояния будет соответствовать изменение частоты сигнала, действующего на входе импульсно-цифрового преобразователя (ИЦП), в некотором диапазоне

$$f_{BX.MIN} \leq f_{BX} \leq f_{BX.MAX} . \quad (4.3.1)$$

При этом желательно, чтобы изменению числа, представленного цифровым кодом на выходе ИЦП, соответствовал диапазон

$$F_{MIN} (f_{BX.MIN}) \leq F_{BX} \leq F_{MAX} (f_{BX.MAX}) , \quad (4.3.2)$$

где F_{MAX} – максимальное значение, определяемое разрядностью n ИЦП

$$F_{MAX} = (2^n - 1) . \quad (4.3.3)$$

Связь между частотой входного сигнала и выходным кодом ИЦП при этом будет определяться коэффициентом пропорциональности, значение которого может быть определено как

$$k_f = \frac{f_{BX.MAX}}{F_{MAX}} = \frac{f_{BX.MAX}}{2^n - 1} . \quad (4.3.4)$$

При выполнении ИЦ-преобразований классическим методом интервального подсчета осуществляют подсчет входных импульсов в течение строго определенного временного интервала $\tau_{ИЦ}^I$. Количество подсчитанных входных импульсов N_{BX}^I , зафиксированное на выходе ИЦП, оказывается при этом пропорционально частоте входного сигнала

$$N_{BX}^I = F_{BX}^I \approx f_{BX} \tau_{ИЦ}^I . \quad (4.3.5)$$

Для выполнения условия (4.3.2) длительность интервала преобразования должна определяться выражением

$$\tau_{ИЦ}^I = \frac{2^n - 1}{f_{BX.MAX}} . \quad (4.3.6)$$

Если длительность интервала, определенного по выражению (4.3.6), не позволяет оперативно контролировать изменение состояния объекта или процесса, то время преобразования можно сократить до некоторого значения $\tau_{ИЦ}$. Количество подсчитанных при этом входных импульсов N_{BX} должно быть умножено на некоторый коэффициент

$$F_{BX}^I = k_t \cdot N_{BX} , \quad (4.3.7)$$

где $k_t = \frac{\tau_{ИЦ}^I}{\tau_{ИЦ}}$ и выполнение условия (4.3.2) будет обеспечено.

Необходимая здесь операция умножения не приведет к увеличению погрешности. Однако в целом погрешность преобразования окажется большей, поскольку она при этом методе зависит от длительности временного интервала преобразований [9].

При выполнении ИЦ-преобразований классическим методом последовательного счета осуществляют подсчет тактовых импульсов, следующих с постоянной строго определенной частотой $f_{ТИ}$, в течение временного интервала, соответствующего периоду следования входных импульсов T_{BX} . Значение тактовой частоты при этом определяют из выражения

$$f_{ТИ}^{II} = (2^n - 1) f_{BX.MIN} , \quad (4.3.8)$$

а количество подсчитанных тактовых импульсов $N_{ТИ}$ будет пропорционально периоду входного сигнала

$$N_{ТИ}^{II} \approx T_{BX} f_{ТИ}^{II} . \quad (4.3.9)$$

Число, соответствующее частоте входного сигнала и удовлетворяющее условию (4.3.2), может быть определено как целочисленное частное от деления

$$F_{BX}^{II} = \left[\frac{M^{II}}{N_{TH}^{II}} \right], \quad (4.3.10)$$

где M^{II} - некоторая постоянная величина, значение которой определяется выражением

$$M^{II} = (2^n - 1) \cdot \left[\frac{f_{TH}^{II}}{f_{BX.MAX}} \right]. \quad (4.3.11)$$

Таким образом, погрешность ИЦ-преобразований, выполняемых классическим методом последовательного счета, будет обусловлена не только процессом дискретизации аналоговой информации, но и процессом вычислений, при которых возникает погрешность отбрасывания [10].

Погрешность дискретизации возникает здесь из-за того, что значения подсчитанных в течение одинаковых периодов входного сигнала чисел тактовых импульсов могут отличаться друг от друга на величину ± 1 [6]. Максимальная погрешность дискретизации возникает в том случае, когда число подсчитанных тактовых импульсов отличается от действительного на величину $+1$. Следовательно, число тактовых импульсов, зафиксированное при этом счетчиком, может быть определено как

$$N_{TH.CЧ} = \left[\frac{f_{TH}^{II}}{f_{BX}} \right] + 1, \quad (4.3.12)$$

а выражение для вычисления числа, соответствующего частоте входного сигнала будет иметь вид

$$F_{BX.ВЫЧ}^{II} = \left[\frac{M^{II}}{N_{TH.CЧ}^{II}} \right]. \quad (4.3.13)$$

В общем случае, относительная погрешность ИЦ-преобразования определяется выражением

$$\delta_{ИЦ}^{II} = \frac{|f_{BX} - f_{BX.ВЫЧ}^{II}|}{f_{BX}}, \quad (4.3.14)$$

которое с учетом (4.3.4) и (4.3.13) может быть представлено в виде

$$\delta_{ИЦ}^{II} = \frac{\left| f_{BX} - k_f \left[\frac{M^{II}}{N_{TH.CЧ}^{II}} \right] \right|}{f_{BX}}. \quad (4.3.15)$$

Если в выражении (4.3.15) исключить целочисленное деление числа M на количество подсчитанных импульсов $N_{TH.CЧ}$, необходимое для выполнения условия (4.3.2), то получим выражение, определяющее погрешность дискретизации

$$\delta_{Д}^{II} = \frac{\left| f_{BX} - \frac{f_{TH}^{II}}{N_{TH.CЧ}^{II}} \right|}{f_{BX}}. \quad (4.3.16)$$

Выражения (4.3.15) и (4.3.16) являются точными для определения погрешностей, возникающих при выполнении преобразований в цифровой код каждого конкретного значения частоты входного сигнала. На рис. 4.3.1 приведены результаты расчета точных значений погрешностей при изменении частоты входного сигнала в диапазоне от 0,1 Гц до 1 Гц и $n=16$. Здесь столбцам «□» соответствуют значения полной погрешности ИЦ-преобразований, а столбцам «■» - значения погрешности дискретизации. В первом случае (рис. 4.3.1,а) расчеты выполнены при изменении частоты с шагом 0,1 Гц, а во втором (рис. 4.3.1,б) – с шагом 0,05 Гц. Анализ полученных результатов показывает, что использование точных выражений (4.3.15) и (4.3.16) не позволяет определить закономерности изменения значений погрешностей

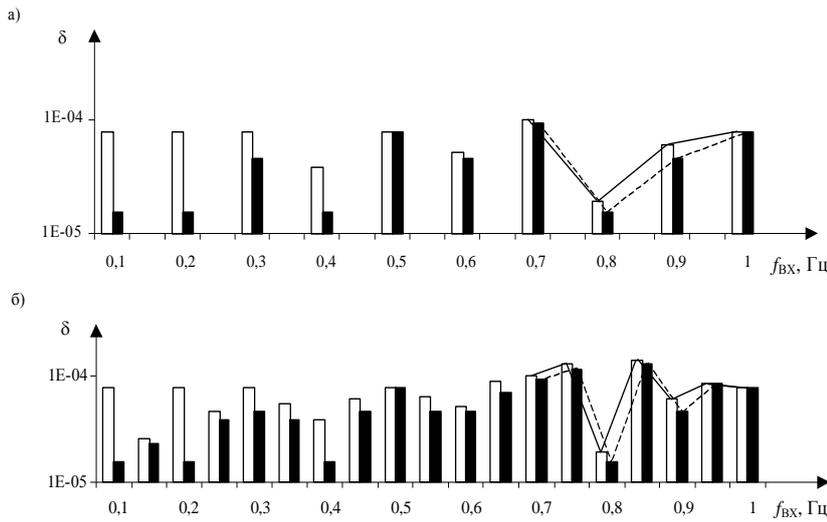


Рисунок 4.3.1 – Точные значения погрешностей ИЦ-преобразований

в функции частоты входного сигнала. Особенно характерным в этом плане является поддиапазон от 0,7 Гц до 1 Гц, поскольку закономерность определенная по рис. 4.3.1,а не соблюдается на рис. 4.3.1,б.

Для определения указанных закономерностей следует перейти от точных выражений к приближенным, которые могут быть получены исходя из наихудших условий. Таким условием при выполнении целочисленного деления является стремление значения отбрасываемого остатка к значению

делителя. С учетом этого, правомерным может быть выполнение замены

$$\left\lfloor \frac{a}{b} \right\rfloor \Rightarrow \frac{a}{b} - 1. \quad (4.3.17)$$

Теперь приближенное выражение для определения погрешности ИЦ-преобразований будет иметь вид

$$\delta_{ИЦ, ПР}^{II} = \frac{\left| f_{BX} - k_f \left(\frac{(2^n - 1) \cdot f_{ТИ}^{II} \cdot f_{BX}}{f_{BX, MAX} \cdot (f_{ТИ}^{II} - f_{BX})} - 1 \right) \right|}{f_{BX}}. \quad (4.3.18)$$

Погрешность дискретизации, определенную из наихудших условий, можно найти по выражению

$$\delta_{Д, ПР}^{II} = \frac{f_{BX}}{f_{ТИ}^{II} - f_{BX}}. \quad (4.3.19)$$

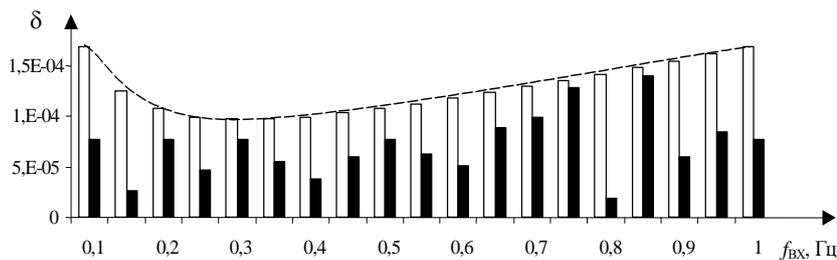


Рисунок 4.3.2 – Точные и приближенные значения погрешностей ИЦ-преобразований

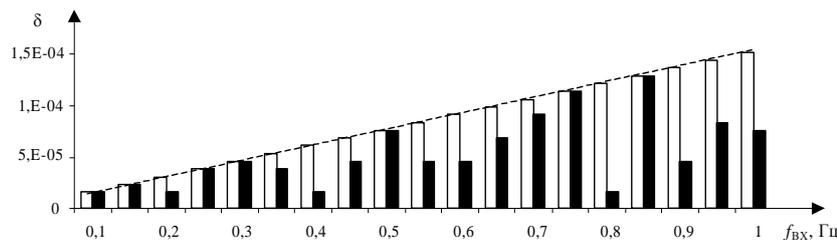


Рисунок 4.3.3 Точные и приближенные значения погрешностей дискретизации

На рис. 4.3.2 приведены результаты расчета погрешностей ИЦ-преобразований по точному (4.3.15) и приближенному (4.3.18) выражениям. Столбцам «□» здесь соответствуют значения погрешностей полученных по приближенному выражению, а столбцам «■» - по точному. На рис. 4.3.3. аналогичным образом обозначены погрешности дискретизации, рассчитанные по выражениям (4.3.16) и (4.3.19). Анализ полученных результатов позволяет установить, что погрешность дискретизации увеличивается с ростом частоты входного сигнала, а погреш-

ность вычислений уменьшается. Полная погрешность ИЦ-преобразований при этом имеет максимальные значения на границах диапазона, а минимальное значение при частоте входного сигнала 0,3 Гц.

Для определения общих закономерностей изменения погрешностей произведем расчет по выражениям (4.3.18) и (4.3.19). При этом частоту входного сигнала будем изменять в диапазоне от 0,1 Гц до 1 МГц с разделением его на семь поддиапазонов.

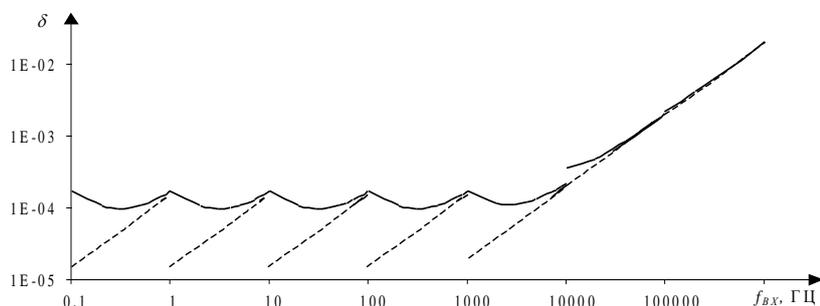


Рисунок 4.3.4 – Погрешности дискретизации и ИЦ-преобразований

Погрешности ИЦ-преобразования составляет $1,68 \times 10^{-4}$, а погрешность дискретизации линейно изменяется от $1,53 \times 10^{-5}$ до $1,53 \times 10^{-4}$. В последних трех поддиапазонах (от 1 кГц до 1 МГц) наблюдается увеличение погрешности дискретизации, что обусловлено частотными ограничениями выбранной элементной базы (счетчики серии КР1533). Это в свою очередь приводит к увеличению погрешности ИЦ-преобразований.

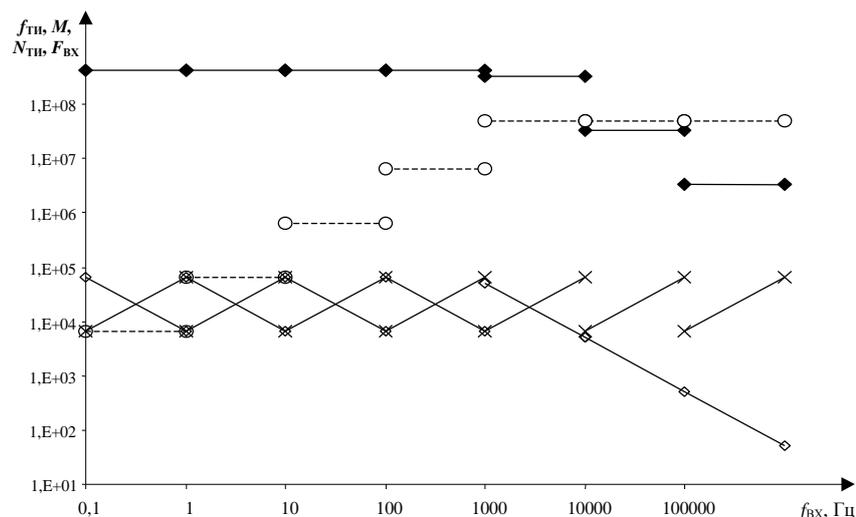


Рисунок 4.3.5 – К определению параметров ИЦ-преобразований

Результаты расчета представлены на рис. 4.3.4, где пунктирная линия соответствует погрешности дискретизации, а сплошная – погрешности ИЦ-преобразований.

В первых четырех поддиапазонах (0,1 Гц до 1 кГц) изменение погрешностей имеет одинаковый характер. Максимальное значение погрешности

Для выполнения условия (4.3.2) ИЦ-преобразований в каждом поддиапазоне изменения частоты входного сигнала необходимо значение тактовой частоты определять по выражению (4.3.8). В тех случаях, когда это невозможно (последние три поддиапазона), соблюдение условия (4.3.2) может быть обеспечено за счет изменения величины M (см. (4.3.11)). Иллюстрация данного принципа представлена на рис. 4.3.5. Условные обозначения кривых приведены в табл. 4.3.1.

Таблица 4.3.1 – Условные обозначения кривых на рис. 4.3.5

Знак	Наименование величины	Знак	Наименование величины
o	Тактовая частота $f_{\text{ТИ}}$	◇	Количество подсчитанных тактовых импульсов $N_{\text{ТИ}}$
◆	Величина M	×	Число, соответствующее входной частоте $F_{\text{ВХ}}$

При определении временного интервала необходимого для ИЦ-преобразований следует учитывать время, затрачиваемое микроЭВМ на выполнение математических операций.

При этом временной интервал дискретизации может быть определен как

$$\tau_{\text{Д}}^{\text{И}} = 1/f_{\text{ВХ}}, \quad (4.3.20)$$

а длительность интервала ИЦ-преобразований составит

$$\tau_{\text{ИЦ}}^{\text{И}} = \tau_{\text{Д}}^{\text{И}} + \tau_{\text{ВЫЧ}}^{\text{И}}, \quad (4.3.21)$$

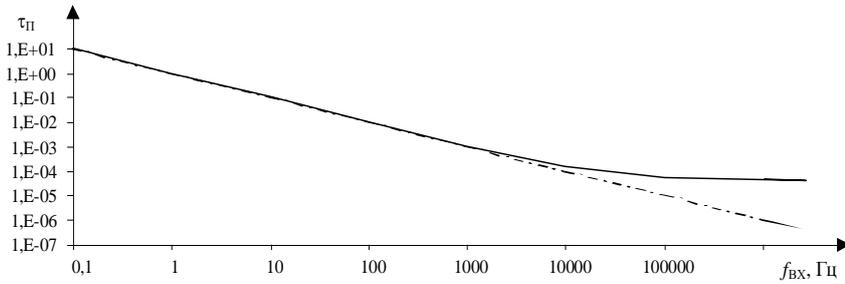


Рисунок 4.3.6 – Длительность интервала ИЦ-преобразований

где $\tau_{ВЫЧ}^{II}$ - время выполнения целочисленного деления (для МП типа К1810ВМ86 $\tau_{ВЫЧ}^{II} = 0,04$ мс).

На рис. 4.3.6 показаны зависимости длительности временного интервала дискретизации (пунктирная линия) и длительности интервала

ИЦ-преобразований от частоты входного сигнала. Из графиков видно, что при выполнении преобразований частот от 10 кГц и выше выполнение математических операций начинает оказывать существенное влияние на длительность интервала ИЦ-преобразований.

При выполнении ИЦ-преобразований модифицированным методом последовательного счета осуществляют подсчет количества тактовых импульсов $N_{ТИ}$ в течение временного интервала, строго соответствующего определенному количеству периодов входных импульсов $N_{ВХ}$.

Значение тактовой частоты при этом определяется выражением

$$f_{ТИ}^{III} = \frac{(2^n - 1)}{N_{ВХ}^{III}} f_{ВХ.MIN}, \quad (4.3.22)$$

а количество подсчитанных тактовых импульсов $N_{ТИ}$ будет пропорционально периоду входного сигнала

$$N_{ТИ}^{III} \approx N_{ВХ}^{III} T_{ВХ} f_{ТИ}^{III}. \quad (4.3.23)$$

Число, соответствующее частоте входного сигнала и удовлетворяющее условию (4.3.2), может быть определено как целочисленное частное от деления

$$F_{ВХ}^{III} = \left[\frac{M^{III}}{N_{ТИ}^{III}} \right], \quad (4.3.24)$$

где M^{III} - некоторая постоянная величина, значение которой определяется как

$$M^{III} = (2^n - 1) \cdot N_{ВХ}^{III} \cdot \left[\frac{f_{ТИ}^{III}}{f_{ВХ.MAX}} \right]. \quad (4.3.25)$$

Рассуждения, выполненные для классического метода последовательного счета, приемлемы и для модифицированного метода. Расчет погрешностей ИЦ-преобразований здесь также целесообразно выполнять по приближенным выражениям, которые приведены ниже

$$\delta_{ИЦ.ПР}^{III} = \frac{\left| f_{ВХ} - k_f \left(\frac{(2^n - 1) \cdot N_{ВХ}^{III} \cdot f_{ТИ}^{III} \cdot f_{ВХ}}{f_{ВХ.MAX} \cdot (f_{ТИ}^{III} - f_{ВХ})} - 1 \right) \right|}{f_{ВХ}}; \quad (4.3.26)$$

$$\delta_{Д.ПР}^{III} = \frac{f_{ВХ}}{N_{ВХ}^{III} f_{ТИ}^{III} - f_{ВХ}}. \quad (4.3.27)$$

При выполнении преобразований модифицированным методом графики зависимостей погрешностей от частоты входного сигнала будут аналогичны графикам классического метода. Отличия здесь состоят лишь в том, что снижение тактовой частоты (см. (4.3.22)) приводит к увеличению числа поддиапазонов с одинаковым характером изменения погрешности.

Анализируя полученные результаты можно сделать следующие выводы:

- применение классического метода интервального подсчета позволяет получить число, пропорциональное частоте входного сигнала. В результате ИЦ-преобразований классиче-

ским или модифицированным методами последовательного счета получается число, пропорциональное периоду;

- для получения числа пропорционального частоте при использовании методов последовательного счета необходимо выполнение целочисленного деления, которое увеличивает погрешность ИЦ-преобразований. Расчет погрешностей при этом целесообразно вести по приближенным выражениям;
- в тех случаях, когда тактовая частота ограничена частотными свойствами ИЦП, погрешность преобразований увеличивается, что обусловлено ростом погрешности дискретизации. Погрешностью вычислений при этом можно пренебречь;
- необходимость математической обработки приводит к увеличению временного интервала ИЦ-преобразований, что особенно сказывается на высоких частотах.

4.4 Снижение погрешностей ИЦ-преобразований, выполняемых классическим методом последовательного счета^[6]

Использование микроЭВМ для анализа и контроля за состоянием объектов исследования или регулирования заняло в последние годы твердые позиции. При передаче информации от объекта к микроЭВМ непрерывная функция состояния заменяется эквивалентной последовательностью прямоугольных импульсов [2,6]. В ряде случаев информационным параметром такой последовательности является ширина (длительность) импульсов или частота (период) их следования. Для ввода в микроЭВМ информации, представленной подобным образом необходимы специальные преобразования, которые далее будем называть импульсно-цифровыми или ИЦ-преобразованиями. Выполнение ИЦ-преобразований в зависимости от вида информационного параметра может осуществляться по *широтно-импульсному* (ШИП) либо *частотно-импульсному* (ЧИП) законам преобразований. В качестве метода реализации указанных законов преобразований наиболее часто используется *классический метод последовательного счета*, поскольку при отсутствии ограничений обусловленных частотными свойствами элементной базы этот метод является самым простым и надежным с точки зрения схемотехнической реализации [8].

Сущность метода последовательного счета при выполнении ИЦ-преобразований по широтно-импульсному закону состоит в том, что в течение временного интервала, соответствующего длительности $\tau_{И}$ входного сигнала, осуществляют подсчет количества тактовых импульсов $N_{ТИ}$, следующих с постоянной строго определенной частотой $f_{ТИ}$. Подсчитанное при этом количество импульсов $N_{ТИ}$ представляет собой цифровой эквивалент, с некоторым приближением соответствующий длительности входного сигнала. Значение этого приближения может быть оценено методической погрешностью ИЦ-преобразований, которая определяется выражением [8]

$$\delta_{ШИП} = \frac{1}{\tau_{И} f_{ТИ}}. \quad (4.4.1)$$

Зависимость погрешности ИЦ-преобразований от длительности входного сигнала, при ее изменении в некотором диапазоне от $\tau_{И MIN}$ до $\tau_{И MAX}$, показана в виде графика на рис. 4.4.1.

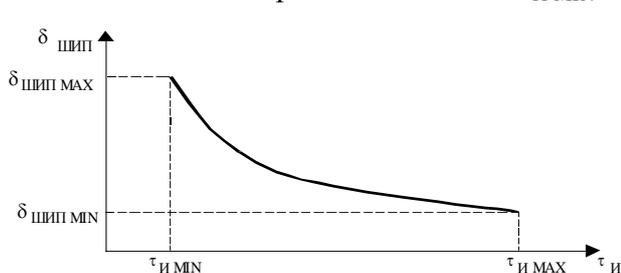


Рисунок 4.4.1 – Зависимость погрешности ИЦ-преобразований от длительности входного сигнала

При этом минимальной длительности входного сигнала $\tau_{И MIN}$ соответствует максимальное значение погрешности преобразований $\delta_{ШИП MAX}$, а максимальной длительности входного сигнала $\tau_{И MAX}$ – минимальное значение погрешности $\delta_{ШИП MIN}$. Из выражения (4.4.1) видно, что одним из путей снижения погрешности ИЦ-преобразований является увеличение частоты тактовых импуль-

сов. Однако значение $f_{ТИ}$ при отсутствии частотных ограничений элементной базы ограничивается разрядностью n импульсно-цифрового преобразователя (ИЦП) и выбирается из условия

$$f_{ТИ\ ШИП} \leq \frac{2^n - 1}{\tau_{И\ МАХ}}. \quad (4.4.2)$$

При выборе максимально возможной частоты тактовых импульсов, выражение для определения погрешности ИЦ-преобразований может быть переписано в виде

$$\delta_{ШИП} = \frac{\tau_{И\ МАХ} / \tau_{И}}{2^n - 1}. \quad (4.4.3)$$

Из выражения (4.4.3) видно, что минимальное значение погрешности, соответствующее верхнему граничному значению заданного диапазона изменения длительности входного сигнала, оказывается равным

$$\delta_{ШИП\ МИН} = \frac{1}{2^n - 1} \quad (4.4.4)$$

и не зависит от конкретного граничного значения.

Максимальное значение погрешности ИЦ-преобразований, соответствующее нижнему граничному значению заданного диапазона, определяется выражением

$$\delta_{ШИП\ МАХ} = \frac{\tau_{И\ МАХ} / \tau_{И\ МИН}}{2^n - 1} \quad (4.4.5)$$

и может быть снижено лишь за счет уменьшения верхнего граничного значения, т.е. путем сужения диапазона изменения длительности входного сигнала. Решение этой задачи оказывается возможным при разделении диапазона на некоторое количество поддиапазонов. Эффективность данного приема оценим для случая разделения исходного диапазона на два поддиапазона.

Границу между двумя новыми поддиапазонами определим из условия равенства максимальных значений погрешностей преобразований, соответствующих нижним граничным значениям длительностей входных импульсов в каждом из поддиапазонов

$$\delta_{ШИП1\ МАХ(2)} = \delta_{ШИП2\ МАХ(2)}. \quad (4.4.6)$$

Максимальные значения погрешностей, как было показано выше, соответствуют минимальным значениям длительностей входных импульсов и могут быть определены как

$$\delta_{ШИП1\ МАХ(2)} = \frac{1}{\tau_{И1\ МИН(2)} \cdot f_{ТИ1\ ШИП(2)}}; \quad (4.4.7)$$

$$\delta_{ШИП2\ МАХ(2)} = \frac{1}{\tau_{И2\ МИН(2)} \cdot f_{ТИ2\ ШИП(2)}}. \quad (4.4.8)$$

Значения тактовых частот для каждого нового поддиапазона определим с учетом (4.4.2)

$$f_{ТИ1\ ШИП(2)} = \frac{2^n - 1}{\tau_{И1\ МАХ(2)}}; \quad (4.4.9)$$

$$f_{ТИ2\ ШИП(2)} = \frac{2^n - 1}{\tau_{И2\ МАХ(2)}}. \quad (4.4.10)$$

Теперь выражения (4.4.7) и (4.4.8) могут быть переписаны в виде

$$\delta_{ШИП1\ МАХ(2)} = \frac{\tau_{И1\ МАХ(2)} / \tau_{И1\ МИН(2)}}{(2^n - 1)}; \quad (4.4.11)$$

$$\delta_{\text{ШИП}2 \text{ MAX}(2)} = \frac{\tau_{\text{И}2 \text{ MAX}(2)} / \tau_{\text{И}2 \text{ MIN}(2)}}{(2^n - 1)} . \quad (4.4.12)$$

Приравняв правые части выражений (4.4.11) и (4.4.12), после преобразований получим

$$\frac{\tau_{\text{И}1 \text{ MAX}(2)}}{\tau_{\text{И}1 \text{ MIN}(2)}} = \frac{\tau_{\text{И}2 \text{ MAX}(2)}}{\tau_{\text{И}2 \text{ MIN}(2)}} , \quad (4.4.13)$$

но $\tau_{\text{И}1 \text{ MAX}(2)} = \tau_{\text{И}2 \text{ MIN}(2)}$, а $\tau_{\text{И}1 \text{ MIN}(2)}$ и $\tau_{\text{И}2 \text{ MAX}(2)}$ соответствуют граничным значениям исходного диапазона, т.е. могут быть определены как

$$\tau_{\text{И}1 \text{ MIN}(2)} = \tau_{\text{И} \text{ MIN}} ; \quad (4.4.14)$$

$$\tau_{\text{И}2 \text{ MAX}(2)} = \tau_{\text{И} \text{ MAX}} . \quad (4.4.15)$$

С учетом сделанных замечаний, выражение для определения границы между двумя новыми поддиапазонами можно записать в виде

$$\tau_{\text{И}1 \text{ MAX}(2)} = \tau_{\text{И}2 \text{ MIN}(2)} = \sqrt{\tau_{\text{И} \text{ MIN}} \cdot \tau_{\text{И} \text{ MAX}}} . \quad (4.4.16)$$

Поскольку, при определении границ новых поддиапазонов было использовано условие (4.4.6), то максимальные значения погрешностей в новых поддиапазонах могут быть определены как

$$\delta_{\text{ШИП}1 \text{ MAX}(2)} = \delta_{\text{ШИП}2 \text{ MAX}(2)} = \frac{\sqrt{\tau_{\text{И} \text{ MAX}} / \tau_{\text{И} \text{ MIN}}}}{2^n - 1} . \quad (4.4.17)$$

Сравнивая выражение (4.4.17) с выражением (4.4.5) нетрудно убедиться, что разделение исходного диапазона изменения длительности входного сигнала на два поддиапазона, позволило существенно снизить максимальное значение погрешности ИЦ-преобразований, соответствующее нижнему граничному значению.

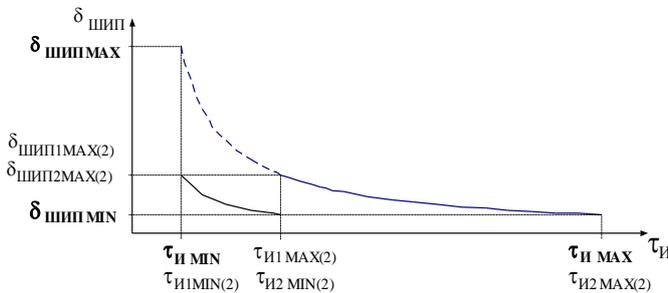


Рисунок 4.4.2 – Снижение погрешности ИЦ-преобразований при разделении исходного диапазона на два поддиапазона

На рис. 4.4.2 в виде графиков приведены результаты расчета погрешностей преобразований при разделении исходного диапазона на два поддиапазона. Пунктирной линией показана зависимость погрешности от длительности импульсов при ее изменении в исходном диапазоне.

В результате дальнейших исследований по снижению погрешностей ИЦ-преобразований было получено общее выражение для определения границ поддиапазонов при их произвольном числе

$$\tau_{\text{И}i \text{ MAX}(N)} = \sqrt[N]{\tau_{\text{И} \text{ MIN}}^{(N-i)} \cdot \tau_{\text{И} \text{ MAX}}^i} , \quad (4.4.18)$$

а также выражение для определения максимального значения погрешности в произвольном поддиапазоне

$$\delta_{\text{ШИП}i \text{ MAX}(N)} = \frac{\sqrt[N]{\tau_{\text{И} \text{ MAX}} / \tau_{\text{И} \text{ MIN}}}}{2^n - 1} , \quad (4.4.19)$$

где i - номер поддиапазона; N - количество поддиапазонов, на которое разделяется исходный диапазон.

На рис. 4.4.3 в виде столбчатых диаграмм приведены результаты расчета максимального значения погрешности ИЦ-преобразований в новых поддиапазонах при различном их количестве. При выполнении расчетов принимали $\tau_{\text{И} \text{ MAX}} / \tau_{\text{И} \text{ MIN}} = 10$, а $n = 16$. Из диаграмм видно, что

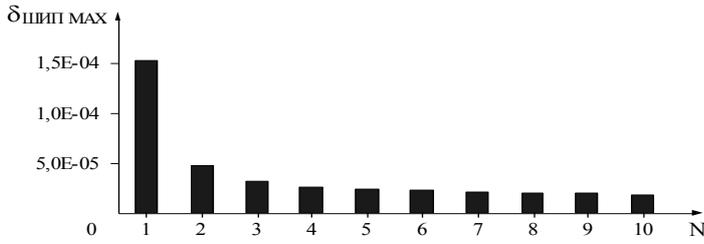


Рисунок 4.4.3 – Максимальные значения погрешностей ИЦ-преобразований при различном количестве поддиапазонов

При использовании классического метода последовательного счета для выполнения ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону, подсчет количества тактовых импульсов $N_{ТИ}$, следующих с частотой $f_{ТИ}$, осуществляют в течение периода $T_{ВХ}$ входного сигнала. Для получения цифрового эквивалента, соответствующего частоте $f_{ВХ}$ входного сигнала выполняют целочисленное деление некоторой постоянной величины на количество подсчитанных тактовых импульсов. Соответствие полученного цифрового кода частоте входного сигнала также может быть оценено методической погрешностью ИЦ-преобразований, которая в этом случае будет обусловлена не только процессом дискретизации информации, но и процессом вычислений, при которых возникает погрешность отбрасывания. С учетом обеих составляющих, выражение для определения погрешности преобразований будет иметь вид [11]:

$$\delta_{ЧИП} = \frac{\left| f_{ВХ} - k_f \left(\frac{(2^n - 1) \cdot f_{ТИ\ ЧИП} \cdot f_{ВХ}}{f_{ВХ\ MAX} \cdot (f_{ТИ\ ЧИП} - f_{ВХ})} - 1 \right) \right|}{f_{ВХ}}, \quad (4.4.20)$$

где k_f – коэффициент пропорциональности между частотой входного сигнала и выходным кодом ИЦП

$$k_f = \frac{f_{ВХ\ MAX}}{2^n - 1}; \quad (4.4.21)$$

$f_{ТИ\ ЧИП}$ – частота тактовых импульсов, используемых для выполнения ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону

$$f_{ТИ\ ЧИП} \leq (2^n - 1) f_{ВХ\ MIN}. \quad (4.4.22)$$

Зависимость погрешности ИЦ-преобразований от частоты входного сигнала, при ее изменении в некотором диапазоне от $f_{ВХ\ MIN}$ до $f_{ВХ\ MAX}$, приведена в виде графика на рис. 4.4.4.

Значение погрешности, соответствующей нижней границе диапазона, может быть определено по выражению:

$$\delta_{ЧИП}(f_{ВХ\ MIN}) = \frac{1}{2^n - 2} + \frac{f_{ВХ\ MAX} / f_{ВХ\ MIN}}{2^n - 1}, \quad (4.4.23)$$

а погрешность, соответствующая верхнему граничному значению, - по выражению

$$\delta_{ЧИП}(f_{ВХ\ MAX}) = \left| \frac{2^n}{2^n - 1} - \frac{f_{ВХ\ MIN}}{f_{ВХ\ MIN} - f_{ВХ\ MAX} / (2^n - 1)} \right|. \quad (4.4.24)$$

Расчеты показывают, что значение погрешности на границах диапазона отличаются существенно, хотя справедливости ради следует отметить, что погрешность, соответствующая нижней границе имеет несколько большее значение. Минимальная погрешность ИЦ-преобразований на заданном диапазоне соответствует некоторой частоте $f_{ВХJ}$, значение которой может быть определено как:

$$f_{ВХJ} = \sqrt{f_{ВХ\ MIN} f_{ВХ\ MAX}}. \quad (4.4.25)$$

предложенный путь снижения погрешностей преобразований особенно эффективен при разделении исходного диапазона на 2-3 новых поддиапазона.

Дальнейшее увеличение числа новых поддиапазонов также приводит к снижению погрешности, однако скорость этого снижения убывает в значительной мере.

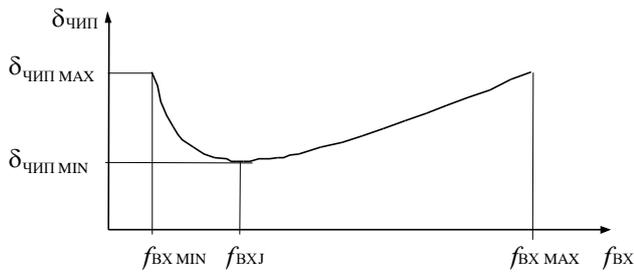


Рисунок 4.4.4 – Зависимость погрешности ИЦ-преобразований от частоты входного сигнала

Рассмотрим возможность снижения погрешности при выполнении ИЦ-преобразователей по частотно-импульсному закону за счет разделения исходного диапазона измерения частоты входного сигнала на поддиапазоны.

Границу между двумя новыми поддиапазонами определим из условия равенства максимальных значений погрешностей, соответствующих нижним граничным значениям частоты в каждом из поддиапазонов

$$\delta_{ЧИП1\ MAX(2)} = \delta_{ЧИП2\ MAX(2)}. \quad (4.4.26)$$

С учетом значений коэффициентов пропорциональности и максимально возможных частот тактовых импульсов (см. выражения (4.4.21) и (4.4.22)), погрешности на нижних граничных значениях поддиапазонов могут быть определены как

$$\delta_{ЧИП1\ MAX(2)} = \frac{1}{2^n - 2} + \frac{f_{BX1\ MAX(2)} / f_{BX1\ MIN(2)}}{2^n - 1}; \quad (4.4.27)$$

$$\delta_{ЧИП2\ MAX(2)} = \frac{1}{2^n - 2} + \frac{f_{BX2\ MAX(2)} / f_{BX2\ MIN(2)}}{2^n - 1}. \quad (4.4.28)$$

Приравняв правые части выражений (4.4.27) и (4.4.28), после преобразований получим

$$\frac{f_{BX1\ MAX(2)}}{f_{BX1\ MIN(2)}} = \frac{f_{BX2\ MAX(2)}}{f_{BX2\ MIN(2)}}. \quad (4.4.29)$$

Но $f_{BX1\ MAX(2)} = f_{BX2\ MIN(2)}$, $f_{BX1\ MIN(2)} = f_{BX\ MIN}$, а $f_{BX2\ MAX(2)} = f_{BX\ MAX}$, следовательно границу между двумя новыми поддиапазонами можно определить по выражению

$$f_{BX1\ MAX(2)} = f_{BX2\ MIN(2)} = \sqrt{f_{BX\ MIN} f_{BX\ MAX}}. \quad (4.4.30)$$

Максимальные значения погрешностей в новых поддиапазонах теперь могут быть определены как

$$\delta_{ЧИП1\ MAX(2)} = \delta_{ЧИП2\ MAX(2)} = \frac{1}{2^n - 2} + \frac{\sqrt{f_{BX\ MAX} / f_{BX\ MIN}}}{2^n - 1}. \quad (4.4.31)$$

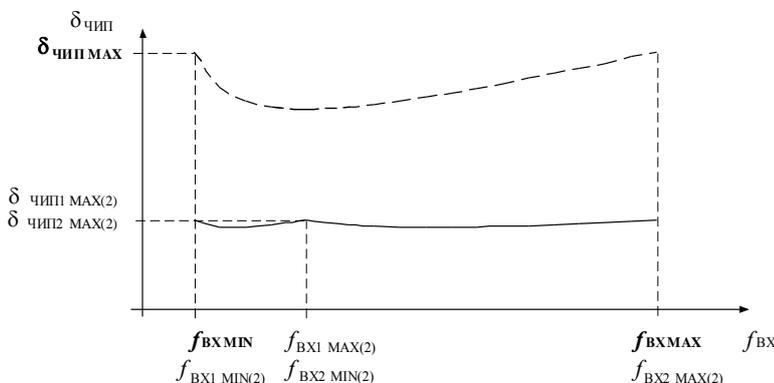


Рисунок 4.4.5 – Снижение погрешности ИЦ-преобразований при разделении исходного диапазона на два поддиапазона

Сравнивая (4.4.31) с (4.4.23) легко установить, что разделение исходного диапазона изменения частоты входного сигнала на два поддиапазона, позволило уменьшить максимальное значение погрешности ИЦ-преобразований, соответствующее нижнему граничному значению. На рис. 4.4.5 в виде графиков приведены результаты расчета погрешностей преобразований при разделении исходного диапазона на два поддиапазона. Пунктирной линией показана зависимость

погрешности от частоты входного сигнала при ее изменении в исходном диапазоне.

С учетом аналогии между выражениями (4.4.30) и (4.4.16), (4.4.31) и (4.4.17), а также в результате дальнейших исследований погрешностей ИЦ-преобразований были получены вы-

ражения для определения границ поддиапазонов при их произвольном числе, а также для определения максимального значения погрешности в поддиапазоне

$$f_{BX\ i\ MAX(N)} = \sqrt[N]{f_{BX\ MIN}^{(N-i)} f_{BX\ MAX}^i}; \quad (4.4.32)$$

$$\delta_{ЧИП\ i\ MAX(N)} = \frac{1}{2^n - 2} + \frac{\sqrt[N]{f_{BX\ MAX} / f_{BX\ MIN}}}{2^n - 1}. \quad (4.4.33)$$

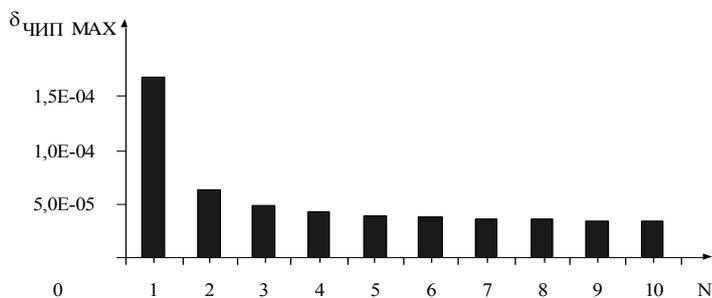


Рисунок 4.4.6 – Максимальные значения погрешностей ИЦ-преобразований при различном количестве поддиапазонов

На рис. 4.4.6 в виде столбчатых диаграмм приведена зависимость максимальной погрешности ИЦ-преобразований в новых поддиапазонах при их различном количестве ($f_{BX\ MAX} / f_{BX\ MIN} = 10$; $n = 16$).

Из диаграммы видно, что эффективность снижения погрешностей преобразования уменьшается с увеличением количества новых поддиапазонов.

При сравнении выражений (4.4.18) и (4.4.32) был установлен принцип разделения исходного диапазона измерения информационного параметра на заданное количество поддиапазонов, не зависимо от вида этого параметра (ширина или частота). В этой связи может быть записано общее выражения для определения границ новых поддиапазонов

$$P_{i\ MAX(N)} = \sqrt[N]{P_{MIN}^{(N-i)} \cdot P_{MAX}^i}, \quad (4.4.34)$$

где P – информационный параметр последовательности прямоугольных импульсов (ширина или частота).

Не зависимо от вида информационного параметра может быть определена и ширина каждого поддиапазона

$$\Delta P_{i(N)} = P_{i\ MAX(N)} - P_{i\ MIN(N)} = \sqrt[N]{P_{MIN}^{(N-i)} \cdot P_{MAX}^i} - \sqrt[N]{P_{MIN}^{(N-i+1)} \cdot P_{MAX}^{(i-1)}}. \quad (4.4.35)$$

В заключении следует отметить, что разделение исходного диапазона изменения информационного параметра последовательности прямоугольных импульсов на поддиапазоны позволяет снизить методическую погрешность ИЦ-преобразований, выполняемых классическим методом последовательного счета как по широтно-импульсному, так и по частотно-импульсному закону преобразования.

4.5 Импульсно-цифровые преобразователи информации с количественно-импульсным законом преобразования^[7]

Использование преобразователей электроэнергии с микропроцессорными системами управления (МПСУ) находит все более широкое применение в автоматизированных системах управления технологическими процессами (АСУ ТП). При этом информация о состоянии объекта регулирования, в ряде случаев, может быть представлена в виде последовательности прямоугольных импульсов [1]. Если каждый импульс рассматривать как двоичное событие, то множество таких событий, упорядоченных в одном измерении, будут характеризовать объект некоторой величиной, определяющей его выходную координату [5]. Преобразование параметров электрических прямоугольных импульсов в цифровой код возможно по трем законам:

- - частотно-импульсный закон преобразования (ЧИП);
- - широтно-импульсный закон преобразования (ШИП);
- - количественно-импульсный закон преобразования (КИП).

При частотно-импульсном законе преобразования в цифровой код преобразуется частота следования входных импульсов. Сопоставительный анализ различных методов преобразования по ЧИП-закону был выполнен в работе [9].

При широтно-импульсном законе преобразования в цифровой код преобразуется длительность прямоугольных импульсов. В настоящее время наиболее широкое распространение получил метод, который заключается в подсчете тактовых импульсов в течение действия преобразуемого прямоугольного импульса* [4].

Количественно-импульсный закон преобразования предполагает преобразование количества импульсов, поступивших в произвольном порядке, в цифровой код.

В настоящем подразделе рассматриваются различные методы преобразования последовательности прямоугольных импульсов в цифровой код по КИП-закону, а также приводятся схемотехнические решения устройств, выполняющих указанные преобразования программно-аппаратным способом, и названных *импульсно-цифровыми преобразователями* (ИЦП).

Для преобразования количества прямоугольных импульсов в цифровой код обычно используются счетчики, код на выходе которых изменяется с приходом каждого импульса и соответствует количеству импульсов, поступивших на вход, начиная с определенного момента времени. Однако на практике, кроме преобразования текущего значения количества импульсов в цифровой код с периодическим чтением данных или с их чтением по запросу на прерывание, встречается еще два метода преобразований. Один из них состоит в отсчете заданного числа импульсов, следующих в произвольном порядке, и формировании после этого какого-либо сигнала. В этом случае можно говорить о преобразовании входных импульсов в строго определенное число. Другой метод преобразований состоит в подсчете количества импульсов в течение определенного временного интервала, формируемого самим ИЦП или другим устройством. Таким образом, количественно-импульсный закон преобразования может быть реализован тремя методами. Первый из упомянутых методов будем называть *методом текущего контроля*, второй - *методом полного отсчета*, третий - *методом интервального подсчета*.

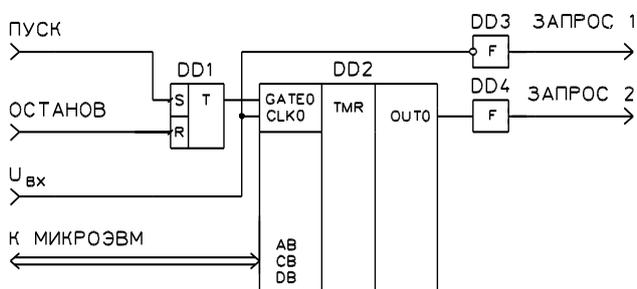


Рисунок 4.5.1 – ИЦП, реализующий метод текущего контроля

Схема ИЦП, реализующего метод текущего контроля, приведена на рис. 4.5.1. Для обеспечения работы ИЦП в микроЭВМ предварительно записываются необходимые данные и программа. Далее подается сигнал "ПУСК", который устанавливает RS-триггер DD1 в единичное состояние. Наличие логической единицы на GATE0-входе программируемого таймера (ПТ) DD2 разрешает отсчет записанного в нулевой канал числа V_{00} , который производится путем уменьшения этого числа на единицу с приходом каждого импульса $U_{ВХ}$ на вход ИЦП. Значение числа V_{00} в принципе может быть любым, однако наиболее целесообразно выбрать его равным

$$V_{00}(8)=FF_{(16)} \quad (4.5.1)$$

для 8-ми разрядного счетчика, или

$$V_{00}(16)=FFFF_{(16)} \quad (4.5.2)$$

для 16-ти разрядного счетчика.

Целесообразность такого выбора заключается в следующем. ПТ работает только в режиме вычитающего счетчика, поэтому для определения значения числа импульсов, поступивших на вход ИЦП, необходимо найти разность между числом V_{00} , загруженным первоначально в ПТ, и числом V_{0i} , считанным из ПТ при поступлении запроса на прерывание. Выбор значений чисел в соответствии с выражениями (4.5.1) или (4.5.2) позволит операцию вычи-

* Классический метод последовательного счета, как основной для решения этой задачи.

тания заменить операцией логического инвертирования. Такой прием дает возможность упростить программное обеспечение ИЦП.

По срезу каждого входного импульса формирователь DD3 формирует импульсы запроса на прерывание по первому уровню. С поступлением запроса по первому уровню производится чтение B_{0i} содержимого нулевого канала ПТ. Далее осуществляется вычисление значения числа N_i , соответствующего количеству импульсов, поступивших на вход ИЦП после сигнала "ПУСК". Вычисление N_i в общем случае, т.е. при произвольном выборе числа B_{00} , выполняется в соответствии с выражением

$$N_i = B_{00} - B_{0i}. \quad (4.5.3)$$

При выборе числа B_{00} по (4.5.1) или (4.5.2) вычисление N_i может быть выполнено как

$$N_i = \overline{B_{0i}}. \quad (4.5.4)$$

Далее производится увеличение содержимого некоторой ячейки памяти на число N_i и уменьшение этого же содержимого на число N_{i-1} , где N_{i-1} - количество импульсов, поступивших на вход ИЦП и вычисленное на предыдущем шаге. Таким образом, в ячейке памяти оказывается число, соответствующее истинному значению количества импульсов, поступивших на вход ИЦП. Информация о количестве импульсов может быть выведена из ячейки памяти микроЭВМ через порт и отображена на соответствующем устройстве.

При уменьшении начального содержимого нулевого канала ПТ до нуля, т.е. при поступлении на вход ИЦП B_{00} импульсов, на выходе OUT0 появляется строб и формирователь DD4 формирует сигнал запроса на прерывание по уровню 2. При этом производится увеличение содержимого ячейки памяти на значение числа B_{00} , а в нулевом канале ПТ с приходом каждого последующего входного импульса уменьшение содержимого начнется со значения B_{00} . Таким образом закончится первый этап преобразования количества входных импульсов в цифровой код. На втором этапе цифровой код будет формироваться с учетом количества импульсов, поступивших на первом этапе, на третьем этапе - с учетом импульсов, поступивших на первом и втором этапах и т.д. При поступлении на вход ИЦП сигнала "ОСТАНОВ" процесс преобразований прекращается.

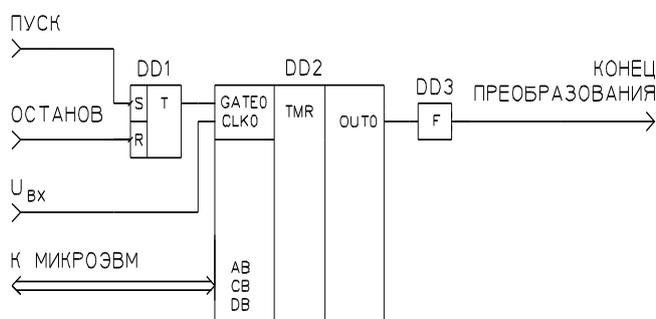


Рисунок 4.5.2– ИЦП, реализующий метод полного отсчета

Количественно-импульсные преобразования по методу полного отсчета могут быть выполнены при помощи ИЦП, приведенного на рис. 4.5.2. Для обеспечения работы такого ИЦП достаточно в нулевой канал ПТ записать некоторое число C_0 и подать на вход сигнал "ПУСК". При этом RS-триггер DD1 установится в единицу и с приходом каждого входного импульса содержимое нулевого канала ПТ будет уменьшаться на единицу. Значение числа C_0 выбирается равным значению количества импульсов N , отсчет которых необходимо произвести

$$C_0 = N. \quad (4.5.5)$$

По окончании отсчета числа C_0 в нулевом канале ПТ на выходе OUT0 появляется строб, по которому срабатывает формирователь DD3. Появление сигнала "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ" свидетельствует о приходе на вход ИЦП заданного количества импульсов. Для прекращения процесса преобразований достаточно на вход преобразователя подать сигнал "ОСТАНОВ".

Реализация количественно-импульсного закона преобразования по методу интервального подсчета может быть осуществлена при помощи ИЦП, схема которого приведена на рис. 4.5.3. В приведенной схеме формирование временного интервала осуществляется самим преобразователем. Для обеспечения работы такого ИЦП в нулевой и первый каналы ПТ DD2 должны быть предварительно записаны числа D_0 и D_{10} . Значение числа D_0 определяет дли-

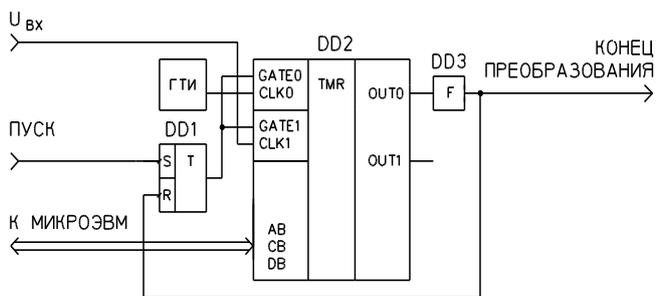


Рисунок 4.5.3– ИЦП, реализующий метод интервального подсчета

тельность временного интервала τ_{II} , определенного для подсчета импульсов, и может быть вычислено по выражению

$$D_0 = \tau_{II} f_{ТИ}, \quad (4.5.6)$$

где $f_{ТИ}$ - частота тактовых импульсов.

Значение числа D_{10} должно выбираться исходя из условия

$$D_{10} > \tau_{II} f_{ВХ\text{ ср}}, \quad (4.5.7)$$

где $f_{ВХ\text{ ср}}$ среднее значение частоты входных импульсов. Однако, при этом следует помнить и о целесообразности записи в первый канал ПТ максимально возможных чисел, т.е.

$$D_{10}(8) = FF_{(16)};$$

или

$$D_{10}(16) = FFFF_{(16)}.$$

Целесообразность такого выбора числа D_{10} была обоснована выше. После записи в нулевой и первый каналы ПТ чисел D_0 и D_{10} на вход ИЦП подается сигнал "ПУСК". В результате воздействия этого сигнала RS-триггер DD1 устанавливается в единицу. Наличие логической единицы на GATE0 и GATE1 входах ПТ разрешает отсчет записанных в его нулевой и первый каналы чисел D_0 и D_{10} . Отсчет числа D_0 осуществляется путем уменьшения на единицу с приходом каждого тактового импульса. Отсчет числа D_{10} осуществляется путем уменьшения на единицу с приходом каждого импульса входного сигнала. После завершения отсчета числа D_0 , т.е. по истечении временного интервала τ_{II} , на выходе OUT0 появляется строб, по которому срабатывает формирователь DD3. Этот формирователь формирует сигнал "КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ", который устанавливает RS-триггер в исходное нулевое состояние и поступает на вход запроса на прерывание микроЭВМ. По запросу осуществляется чтение данных D_{1i} из первого канала ПТ, а затем вычисление количества импульсов, поступивших на вход ИЦП в течение временного интервала τ_{II}

$$N_i = D_{10} - D_{1i}. \quad (4.5.8)$$

Результат вычислений по выражению (4.5.8) может быть размещен в ячейке памяти, а затем использован при вычислении управляющего воздействия или выведен на устройство отображения информации. После этого в первый канал ПТ осуществляется повторная запись числа D_{10} . Для выполнения последующего преобразования на вход ИЦП необходимо подать сигнал "ПУСК".

Погрешности импульсно-цифровых преобразователей с количественно-импульсным законом преобразования можно считать равными нулю, т.к. появление импульса на входе преобразователя обязательно приводит к изменению содержимого соответствующего счетчика, однако при этом следует предпринимать специальные меры по повышению помехоустойчивости ИЦП.

Выбор элементной базы для реализации ИЦП следует производить таким образом, чтобы частота следования входных прямоугольных импульсов не превышала граничного значения частоты для данного типа микросхем.

Использование предложенных ИЦП позволяет применять для контроля за состоянием объектов регулирования датчики с импульсным выходным сигналом, имеющие большие преимущества по точности и надежности передачи информации.

Вопросы для самопроверки

1. В чем состоит принцип преобразования длительности импульса в цифровой код? Какие методы для этой цели могут быть использованы? Укажите их достоинства и недостатки.
2. Приведите схему ИЦП с ШИП, выполняющего преобразование одним из известных методов. Используя временные диаграммы поясните принцип его работы.
3. Каковы причины возникновения погрешностей при выполнении ИЦ-преобразований по широтно-импульсному закону? Как эти погрешности могут быть снижены и какие ограничения имеют здесь место?
4. Чем определяется длительность интервала ИЦ-преобразований по широтно-импульсному закону? Как она зависит от выбранного метода ИЦ-преобразований?
5. Какие методы могут быть использованы для выполнения ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону? Каким значениям частоты будут соответствовать полученные в результате ИЦ-преобразований цифровые коды?
6. Приведите схемы ИЦП с ЧИП для выполнения преобразований текущего и среднего значений входного сигнала в цифровой код, поясните принцип их действия.
7. Укажите какие виды погрешностей имеют место при выполнении ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону. Каков характер изменения этих погрешностей при изменении частоты преобразуемого сигнала?
8. Укажите как можно снизить погрешности ИЦ-преобразований, выполняемых классическим методом последовательного счета?
9. Перечислите методы выполнения ИЦ-преобразований по количественно-импульсному закону. Укажите области применения ИЦП с КИП.
10. Приведите схемы ИЦП с КИП и поясните принципы выполнения ИЦ-преобразований, используя временные диаграммы и блок-схемы алгоритмов.

Список литературы к разделу 4

1. Кипенский А.В. Контроль за состоянием объектов регулирования в микропроцессорных системах управления // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Материалы международн. научн. – техн. конф. – Харьков, Мишкольц, Магдебург: ХГПУ, МУ, МТУ, 1996. – С. 80 – 81.
2. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
4. Гитис Э.И., Пискулов Е.А. Аналого-цифровые преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.
5. Абакумов В.Г. Электронные промышленные устройства. – К.: Вища школа, 1978. – 376 с.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т. 2. – М.: Мир, 1984. – 590 с.
7. Кипенский А.В., Сокол Е.И. Частотно-импульсное представление информации в микропроцессорных системах управления. // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Материалы международн. научн. – техн. конф. – Харьков, Мишкольц, Магдебург: ХГПУ, МУ, МТУ, 1996. – С. 82.
8. Кипенский А.В., Рябенский В.И., Сергеев С.Г., Прокопенко К.В. Сопоставление различных методов преобразования длительности импульса в цифровой код // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сб. научн. трудов Харьк. гос. политехн. ун-та., Вып.6. В четырех частях. Ч.2. – Харьков: ХГПУ, 1998, С. 266 - 275.
9. Кипенский А.В., Голубов В.Ю., Аль Мухайсен С.А. Преобразование информации, представленной в частотно-импульсной форме, в цифровой код // Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения: Сб. трудов международн. научн.-техн. конф. – Харьков.: Основа, 1996, С.86-94.
10. Данилов И.Д. Секреты программируемого микрокалькулятора. – М.: Наука, 1985. – 160с.
11. Кипенский А.В., Пискарев А.Н., Коннов М.Ю. Учет погрешностей вычислений при выполнении ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та. Спец. выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998, С.141-145.

5 ЦИФРО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

5.1 Формирование управляющих импульсов^[8]

В микропроцессорной системе автоматического регулирования (САР) преобразовательными устройствами могут быть выделены три канала передачи и преобразования информации [1].

Первый канал представляет собой датчик состояния сети (ДСС) и передает информацию от сети к управляющей микроЭВМ. Эта информация, как правило, содержит сведения об амплитуде, действующем или среднем значении входного напряжения, а также сведения о его фазе или фазах при питании преобразователя от многофазного напряжения. Таким образом, первый канал позволяет контролировать возмущения, действующие со стороны источника напряжения на объект регулирования и обеспечивает синхронизацию процессов управления с напряжением питающей сети.

Функции второго канала определяются типом структурной организации микропроцессорной системы [1]. При первом и втором типах структурной организации канал передачи и преобразования информации формирует управляющие импульсы, момент появления которых и длительность определяются цифровыми кодами, поступающими от микроЭВМ, и сигналами от ДСС (в САР с первым типом структурной организации). При третьем типе структурной организации этот канал передачи информации лишь преобразует поступающие на его вход импульсы с целью достижения заданных параметров, а сами импульсы формируются с помощью микроЭВМ. Таким образом, информацию на выходе второго канала можно рассматривать как последовательность сменяющих друг друга кодов или импульсные последовательности в каждом отдельном канале, которые определяют моменты времени и номера силовых ключей, подлежащих отпиранию.

Третий канал представляет собой датчики обратных связей и передает информацию от объекта регулирования к микроЭВМ. Эта информация содержит сведения о параметрах, характеризующих состояние объекта или процесса: ток, напряжение, частота вращения, температура, давление, освещенность, положение (координаты) и т.д. Таким образом, третий канал позволяет контролировать отклонения, вызванные в состоянии объекта или процесса по какому-либо причинам.

Формирование на выходе второго канала системы автоматического регулирования (САР) последовательности кодов для управления объектом или процессом предполагает реализацию расчетного времени между сменой этих кодов. В микропроцессорных системах такая реализация возможна на программном или на аппаратном уровнях. Причем, в зависимости от типа структурной организации САР аппаратная часть может быть выполнена как за счет внутренних ресурсов микроЭВМ, так и при помощи внешней системы управления*.

Формирование временных задержек на программном уровне наиболее целесообразно в тех случаях, когда это является основной задачей микропроцессора и на него не возлагается дополнительных функций. В основном это возможно в разомкнутых САР. В замкнутых САР работа микропроцессора связана с периодическим опросом датчиков обратных связей и источника задающего воздействия, обработкой снятых с них данных и вычислением управляющего воздействия. Формирование временных задержек в таких системах лучше осуществлять при помощи аппаратных средств.

Получение заданной последовательности импульсов с программной реализацией временных задержек рассмотрим на примере использования микроЭВМ "Электроника К1-20" [2].

Пусть стоит задача сформировать последовательность управляющих импульсов с постоянным периодом и возможностью изменения их ширины в каждом периоде. Для этого в качестве выходного устройства микроЭВМ наиболее целесообразно использовать программируемый параллельный интерфейс (ППИ), а программную задержку представить как по-

* Программно-аппаратный и аппаратный способы реализации ЦИ-преобразований.



Рисунок 5.1.1 – Формирование управляющих импульсов на программном уровне

По окончании формирования задержки τ_{i1} (момент времени t_1 на рис.5.1.1,б) в порт А ППИ записывают число $00_{(16)} = 00000000_{(2)}$. На выходе PA0 ППИ напряжение станет соответствовать логическому нулю. После этого производится вычисление длительности паузы τ_{i2} , как $\tau_{i2} = T - \tau_{i1}$, а затем формируется задержка τ_{i2} . Далее, в соответствии с алгоритмом, формирование импульсов заданной длительности осуществляется аналогичным образом.

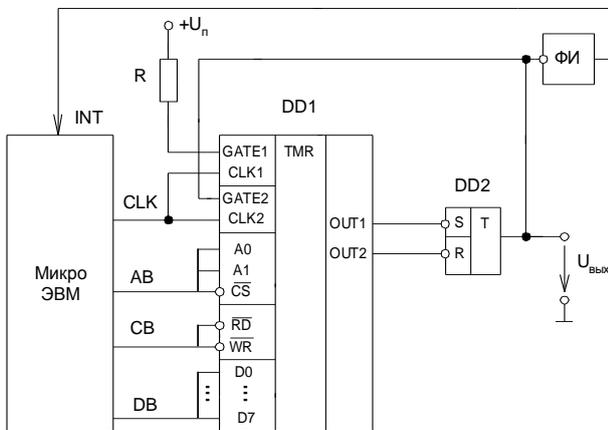


Рисунок 5.1.2 – Схема включения ПТ для формирования импульсной последовательности

производят инициализацию ПТ, обеспечивающую настройку каналов на заданный режим работы. Затем в первый канал загружают первое число N_i , которое определяет период следования импульсов и может быть найдено как

$$N_i = \frac{T_i}{T_{ти}}, \quad (5.1.1)$$

где $T_{ти}$ - период следования тактовых импульсов.

Во второй канал ПТ загружаются числа M_i , определяющие длительность формируемого импульса. Значение M_i может быть определено по выражению

следовательность однотипных или различных операций с фиксированным временем выполнения.

В соответствии с алгоритмом (рис.5.1.1,а) в порт А ППИ записывают число $01_{(16)} = 00000001_{(2)}$. В результате этого на выходе PA0 ППИ устанавливается напряжение логической единицы (момент времени t_0 на рис.5.1.1,б). Далее определяют длительность импульса τ_{i1} , значение которой может быть рассчитано как функция от сигнала задания U_3 , либо извлечено из ячейки памяти, соответствующей номеру i текущего периода T_i . Затем начинается программное формирование задержки τ_{i1} . При этом следует иметь в виду, что машинное время, затраченное на определение значения τ_{i1} , является составной частью длительности импульса.

В качестве внутренних аппаратных ресурсов микроЭВМ, которые могут быть применены для формирования временных задержек, следует использовать программируемый таймер (ПТ). Схема включения ПТ для формирования заданной последовательности импульсов приведена на рис. 5.1.2, на рис. 5.1.3 даны диаграммы его работы.

Сопряжение ПТ DD1 с микроЭВМ в данном случае выполнено стандартным образом при помощи шины адреса АВ, управления СВ и данных DB. Входы синхронизации CLK1 и CLK2 подключены к выходу ГТИ микроЭВМ.

До начала процесса формирования последовательности прямоугольных импульсов

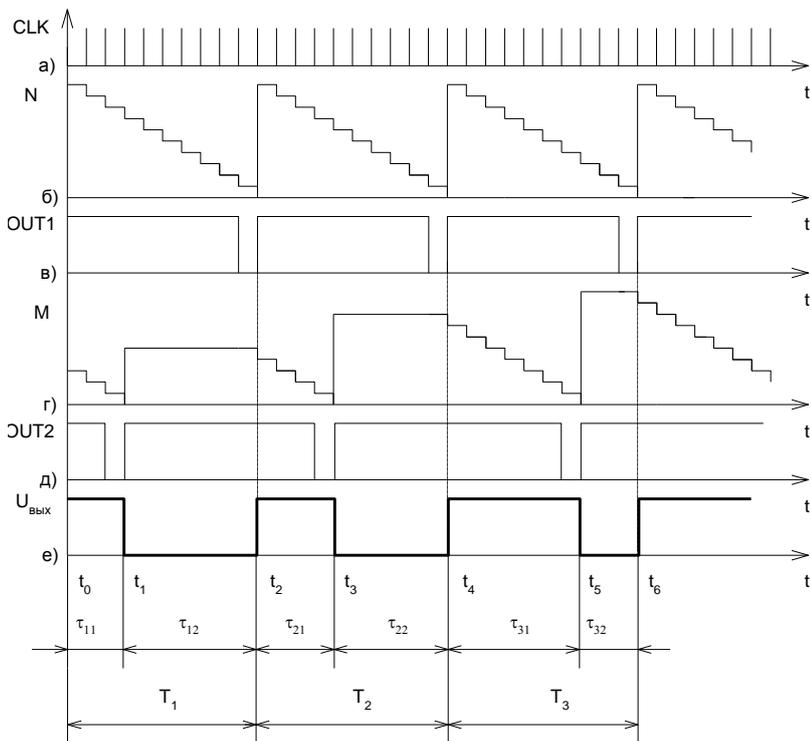


Рисунок 5.1.3 – Временные диаграммы формирования импульсной последовательности с помощью ПТ

логического нуля (рис. 5.1.3,е). Кроме того, при этом срабатывает формирователь импульсов (ФИ), формирующий сигнал запроса на прерывание, который может поступать либо непосредственно на микропроцессор, либо на один из входов программируемого контроллера прерываний (ПКП). По сигналу запроса во второй канал ПТ микропроцессор загружает новое значение числа M_i . При достижении внутренним содержимым первого канала ПТ нуля строб формируется на выходе OUT1 (рис. 5.1.3,в). Этот сигнал возвращает RS-триггер в исходное состояние ($U_{\text{вых}} = \text{лог. 1}$) и далее процессы формирования прямоугольных импульсов повторяются.

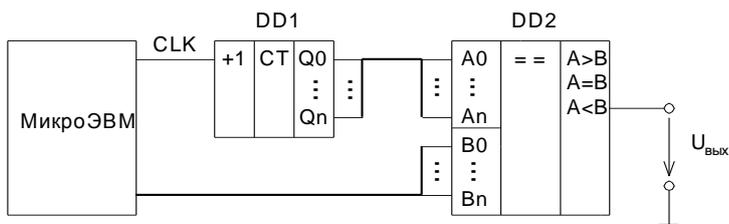


Рисунок 5.1.4 – Схема системы управления для формирования импульсной последовательности

счетчика DD1. Эти коды представляют собой последовательность чисел от 0 до $A_{\text{max}} = 2^{n+1} - 1$ (рис. 5.1.5, б), сменяющих друг друга с приходом каждого тактового импульса (рис. 5.1.5, а) от микроЭВМ на вход "+1" счетчика.

Использование выхода "A<B" компаратора DD2 для формирования прямоугольных импульсов позволяет получить следующую зависимость между входными и выходными сигналами:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} \text{лог.1, если } A < B; \\ \text{лог.0, если } A \geq B. \end{cases} \quad (5.1.3)$$

Это дает возможность при постоянном периоде

$$M_i = \frac{\tau_{дл}}{T_{\text{ти}}} . \quad (5.1.2)$$

После загрузки чисел N_i и M_i в каналы ПТ на вход GATE1 через резистор R подают напряжение питания, а RS-триггер DD2 переводят в такое состояние, при котором его выходное напряжение соответствует логической единице.

С приходом каждого тактового импульса (рис. 5.1.3,а) внутреннее содержимое каналов таймера (числа N_i и M_i) уменьшается на единицу (рис. 5.1.3,б,г). Когда содержимое второго канала ПТ становится равным нулю, на выходе OUT2 формируется строб (рис. 5.1.3,д), который изменяет исходное состояние RS-триггера, устанавливая на его выходе напряжение

Схема системы управления на дискретных элементах, обеспечивающей заданную последовательность импульсов, ширина которых определяется кодом на выходе микроЭВМ, приведена на рис. 5.1.4. В такой системе цифровой управляющий код, формируемый микроЭВМ, сравнивается в цифровом компараторе DD2 с кодами, формируемыми на выходе

$$T = A_{\max} \cdot T_{\text{ТИ}} \quad (5.1.4)$$

формировать прямоугольные импульсы длительностью, значение которой определяется выражением (см. рис. 5.1.5,в)

$$\tau_{i1} = B_i \cdot T_{\text{ТИ}} \quad (5.1.5)$$

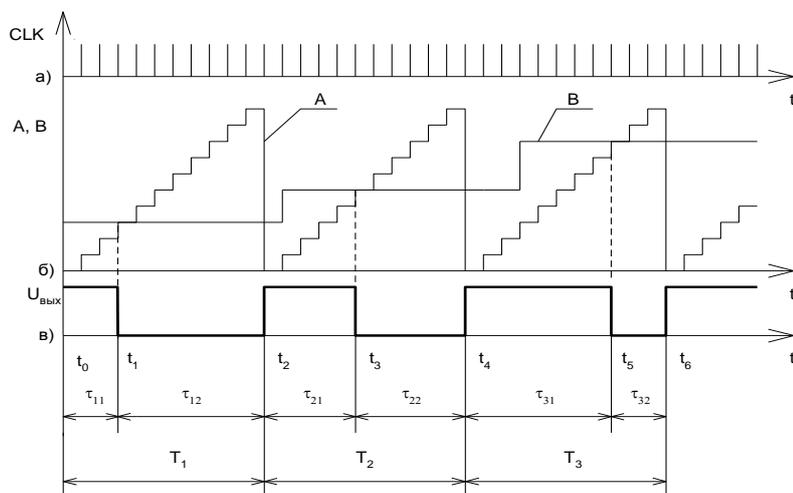


Рисунок 5.1.5 – Временные диаграммы формирования импульсной последовательности системой управления

Обязательной функцией второго канала, независимо от типа структурной организации микропроцессорной САП, является усиление управляющих сигналов, придание им оптимальной формы, а также обеспечение гальванической развязки системы управления с силовой частью. Для реализации этой функции используются специальные формирователи, содержащие оптоэлектронные или трансформаторные элементы. Чтобы исключить намагничивание трансформаторов при передаче широких импульсов используют прием частотного заполнения (модуляция - трансформирование - демодуляция).

5.2 Цифро-импульсные преобразователи с широтно-импульсным законом преобразования^[9]

При управлении различными объектами, в том числе и полупроводниковыми преобразователями электроэнергии, возникает необходимость в формировании импульсных последовательностей, которые обеспечивают коммутацию полупроводниковых ключей с целью изменения состояния объекта или стабилизации этого состояния при воздействии возмущений. В таких случаях изменение состояния объекта или его стабилизация осуществляются изменением частоты следования импульсов в последовательности, их ширины или количества. Расширение функциональных возможностей систем управления и улучшение качества регулирования возможно за счет использования микроконтроллеров и микроЭВМ. При этом информация в микропроцессорах обрабатывается в цифровом виде, в таком же виде формируется и управляющее воздействие. Преобразование цифрового кода в последовательность импульсов осуществляется при помощи специальных устройств, которые принято называть *цифро-импульсными преобразователями (ЦИП)*.

Выполнение цифро-импульсных преобразований (ЦИ-преобразований) возможно *аппаратным, программно-аппаратным* или *программным* способами [3]. Название способа определяется уровнем реализации счетчиков тактовых и выходных импульсов. Если счетчик реализован на малых интегральных схемах, то способ будем называть *аппаратным*. Если для подсчета импульсов использован программируемый таймер (ПТ), являющийся составной частью одноплатной или однокристалльной микроЭВМ, то способ будем называть *программно-аппаратным*. В том случае, когда для подсчета используются операции инкремент или декремент соответствующей ячейки памяти микроЭВМ, т.е. организован программный счетчик, способ выполнения ЦИ-преобразований будем называть *программным*.

Для реализации аппаратного способа целесообразно использовать микросхемы серии КР1533 ($f_{zp} = 50$ МГц). Программно-аппаратный способ может быть выполнен с помощью ПТ типа КР580ВИ53 ($f_{zp} = 2$ МГц) или КР1810ВИ54 ($f_{zp} = 8$ МГц). Реализация программного

способа ЦИ-преобразований принципиально может быть осуществлена на любом микропроцессорном комплекте БИС или на однокристальной микроЭВМ.

Каждый из рассмотренных способов имеет свои достоинства и недостатки. Аппаратный способ при меньших частотных ограничениях достаточно сложен в обслуживании счетчиков и требует дополнительных аппаратных затрат микроЭВМ для ввода и вывода информации. Минимальные аппаратные затраты и удобство операций со счетчиками присущи программному способу, однако такая реализация ЦИП требует значительных затрат машинного времени, что ограничивает возможности микропроцессора по расчету оптимального управляющего воздействия. Программно-аппаратный способ ЦИ-преобразований по всем показателям занимает промежуточные значения между программным и аппаратным способами.

В зависимости от того, какой информационный параметр (частота, ширина, количество) в последовательности импульсов является варьируемым, ЦИ-преобразования могут выполняться по *частотно-*, *широтно-* либо *количественно-импульсному закону*.

В данном подразделе будут рассмотрены наиболее часто используемые ЦИП с широтно-импульсным законом преобразования (ШИП), реализованные программно-аппаратным способом.

Выполнение ЦИ-преобразований по широтно-импульсному закону, в зависимости от задач управления, возможно в соответствии с методом *регулируемого среза* или методом *регулируемого фронта*, методом *двухстороннего симметричного регулирования* или методом *двухстороннего несимметричного регулирования*. Первые три метода используются достаточно часто, поскольку находят применение при управлении широтно-импульсными преобразователями электроэнергии [4], выпрямителями [5] и преобразователями переменного напряжения [6]. Последний метод ЦИ-преобразований используется значительно реже, в основном при управлении специфическими объектами [7] и в настоящем подразделе рассматриваться не будет.

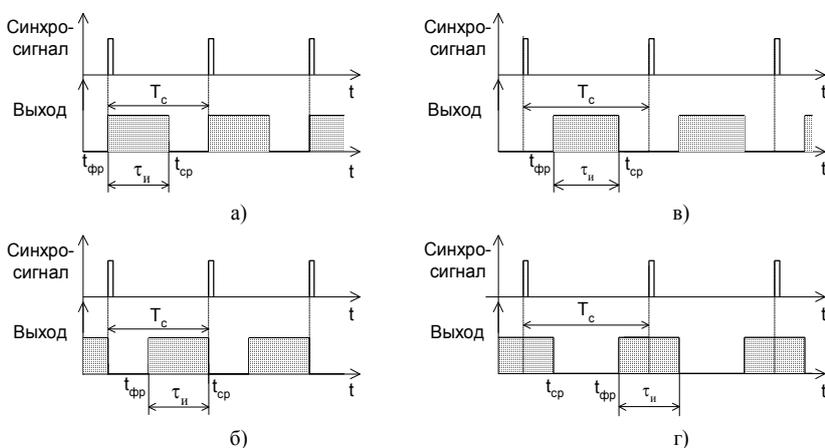


Рисунок 5.2.1 – К определению методов ЦИ-преобразований по широтно-импульсному закону

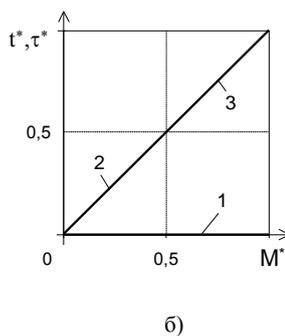
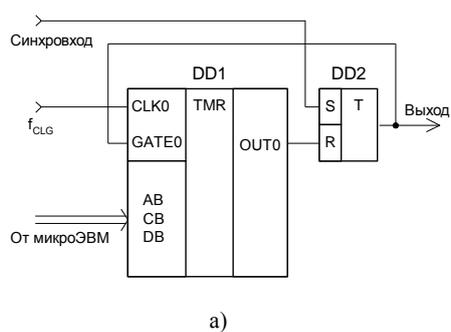


Рисунок 5.2.2 – ЦИП и характеристики ЦИ-преобразований, выполняемых методом регулируемого среза

Преобразование числа M в длительность (ширину) выходного импульса τ_u по методу *регулируемого среза* (рис. 5.2.1,а) заключается в том, что фронт $t_{фр}$ этого импульса формируют с приходом синхросигнала, а срез $t_{ср}$ – по окончании отсчета числа M , который начинается с приходом синхросигнала и осуществляется с использованием тактовых импульсов, следующих с некоторой частотой f_{CLG} .

Схема ЦИП с ШИП по методу регулируемого среза приведена на рис. 5.2.2,а. Преобразования в таком ЦИП осуществляются следующим образом. При поступлении синхросигнала RS-триггер DD2 изменяет свое исходное состояние и устанавливается в единицу, формируя фронт выходного импульса. В нулевом канале ПТ

DD1 при этом начинается отсчет ранее записанного числа M , путем его уменьшения на единицу с приходом на CLK0-вход каждого тактового импульса. По окончании отсчета этого числа на выходе OUT0 появляется сигнал, который переводит RS-триггер в исходное состояние, что приводит к формированию среза выходного импульса. Процесс ЦИ-преобразований при этом завершен и в нулевой канал ПТ DD1 может быть записано новое значение числа M . Последующие преобразования производятся аналогичным образом, после появления каждого из синхросигналов.

Длительность импульса, сформированного на выходе ЦИП (рис. 5.2.1,а), в общем случае будет определяться выражением

$$\tau_u = t_{cp} - t_{\phi p}. \quad (5.2.1)$$

Если за начало отсчета принять момент времени, соответствующий приходу синхросигнала, то в соответствии с методом регулируемого среза положения фронта и среза могут быть определены как:

$$t_{\phi p1} = 0; \quad t_{cp1} = T_{CLG} \cdot M, \quad (5.2.2)$$

где $T_{CLG} = \frac{1}{f_{CLG}}$ – период следования тактовых импульсов. Зависимости положения фронта

и среза выходного импульса, выраженные в относительных единицах, от числа M показаны на рис. 5.2.2,б прямые 1 и 2 соответственно. Здесь

$$t_{\phi p}^* = \frac{t_{\phi p}}{T_c}, \quad t_{cp}^* = \frac{t_{cp}}{T_c}, \quad M^* = \frac{M}{M_{max}}, \quad (5.2.3)$$

где T_c – период следования синхросигналов; M_{max} – максимальное значение числа, которое может быть определено как

$$M_{max} = \frac{T_c}{T_{CLG}}. \quad (5.2.4)$$

Подставив (5.2.2) в (5.2.1), получим выражение для определения длительности выходного импульса

$$\tau_{u1} = T_{CLG} \cdot M. \quad (5.2.5)$$

Далее, выразив зависимость (5.2.5) в относительных единицах M^* и

$$\tau^* = \frac{\tau_u}{T_c}, \quad (5.2.6)$$

определим передаточную характеристику ЦИП с ШИП по методу регулируемого среза

$$\tau_1^* = M^*. \quad (5.2.7)$$

Передаточная характеристика (5.2.7) показана прямой 3 на рис. 5.2.2,б.

Преобразование числа M в длительность (ширину) выходного импульса τ_u по методу регулируемого фронта (рис. 5.2.1,б) заключается в том, что фронт $t_{\phi p}$ этого импульса формируют по окончании отсчета числа M , который начинается с приходом синхросигнала и осуществляется с использованием тактовых импульсов, следующих с некоторой частотой f_{CLG} , а срез t_{cp} – с приходом следующего синхросигнала.

Схема ЦИП с ШИП по методу регулируемого фронта приведена на рис. 5.2.3,а. Процесс ЦИ-преобразования осуществляется здесь следующим образом. В исходном

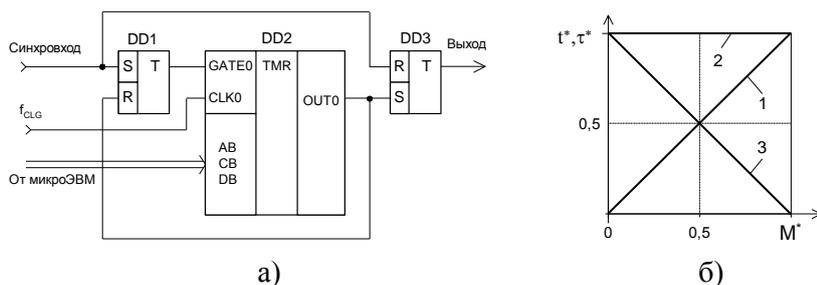


Рисунок 5.2.3 – ЦИП и характеристики ЦИ-преобразований, выполняемых методом регулируемого фронта

состоянии выходное напряжение обоих RS-триггеров соответствует логическому нулю. При поступлении синхросигнала RS-триггер DD1 устанавливается в единицу и в нулевом канале таймера DD2 начинается отсчет ранее записанного числа M . По окончании отсчета этого числа на выходе OUT0 формируется сигнал, который изменяет состояния триггеров. RS-триггер DD1 устанавливается в нуль, а RS-триггер DD3 – в единицу, т.е. формируется фронт выходного импульса. После этого в нулевой канал ПТ DD2 может быть записано новое значение числа M . С приходом следующего синхросигнала RS-триггеры опять меняют свое состояние, что приводит к формированию среза выходного импульса. Далее процесс ЦИ-преобразований происходит аналогичным образом.

Длительность импульса, сформированного по методу регулируемого фронта, также может быть найдена по выражению (5.2.1), а положения фронта и среза этого импульса определяются как

$$t_{fp2} = T_{CLG} \cdot M; \quad t_{cp2} = T_c. \quad (5.2.8)$$

Зависимости (5.2.8), выраженные в относительных единицах (5.2.3), показаны на рис. 5.2.3,б прямыми 1 и 2. Длительность формируемого импульса при этом может быть найдена как

$$\tau_{u2} = T_c - T_{CLG} \cdot M, \quad (5.2.9)$$

а передаточная характеристика будет иметь вид

$$\tau_2^* = 1 - M^* \quad (5.2.10)$$

и приведена на рис. 5.2.3,б, прямая 3.

Преобразование числа M в длительность (ширину) выходного импульса τ_u по методу двухстороннего симметричного регулирования заключается в том, что фронт t_{fp} выходного импульса формируют по окончании отсчета числа M , а срез t_{cp} – по окончании отсчета числа $N = M_{max} - M$. При этом отсчет обоих чисел начинается одновременно с приходом синхросигнала и осуществляется с использованием тактовых импульсов. ЦИ-преобразования по этому методу могут осуществляться в двух режимах. Первому режиму (рис. 5.2.1,в), соответствует изменение числа M в диапазоне $0 \leq M \leq M_{max}/2$, а второму режиму (рис. 5.2.1,г) – изменение числа M в диапазоне $M_{max}/2 < M \leq M_{max}$.

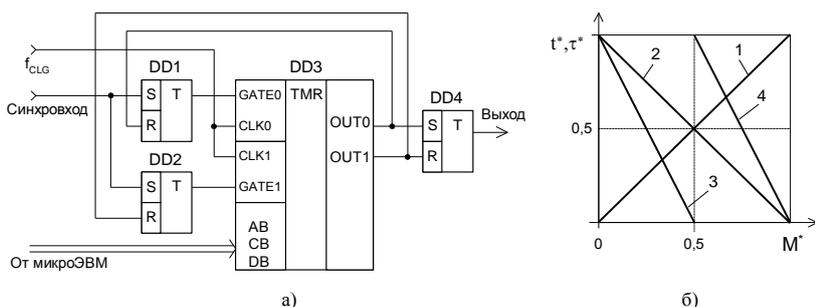


Рисунок 5.2.4 – ЦИП и характеристики ЦИ-преобразований, выполняемых методом двухстороннего симметричного регулирования

изменяют свое исходное состояние и в нулевом и первом каналах ПТ DD3 начинается отсчет ранее записанных чисел M и N . Значение числа N вычисляется заблаговременно. По окончании отсчета числа M на выходе OUT0 формируется сигнал, который изменяет состояние RS-триггера DD4, при этом формируется фронт выходного импульса. По окончании отсчета числа N на выходе OUT1 формируется сигнал, который устанавливает RS-триггер DD4 в нуль, т.е. формируется срез выходного импульса. После этого в каналы ПТ DD3 могут быть записаны новые значения чисел M и N . С приходом следующего синхросигнала процесс ЦИ-преобразований повторяется аналогичным образом.

При выполнении ЦИ-преобразований по методу двухстороннего симметричного регулирования положения фронта и среза могут быть определены как

Схема ЦИП с ШИП по методу двухстороннего симметричного регулирования приведена на рис. 5.2.4,а. Процесс ЦИ-преобразования осуществляется здесь следующим образом. В исходном состоянии выходное напряжение всех RS-триггеров соответствует логическому нулю. При поступлении синхросигнала RS-триггеры DD1 и DD2

$$t_{\phi p3} = T_{CLG} \cdot M; \quad t_{cp3} = T_c - T_{CLG} \cdot M. \quad (5.2.11)$$

Зависимости (5.2.11), выраженные в относительных единицах (5.2.3), показаны на рис. 5.2.4,б прямыми 1 и 2.

Длительность импульса, сформированного в первом режиме, определяется выражением (5.2.1), которое с учетом (5.2.11) можно переписать в виде

$$\tau_{u3(1)} = T_c - 2 \cdot T_{CLG} \cdot M. \quad (5.2.12)$$

Передачная характеристика ЦИП в первом режиме ($0 \leq M^* \leq 0,5$) будет иметь вид

$$\tau_{3(1)}^* = 1 - 2M^*. \quad (5.2.13)$$

и представлена прямой 3 на рис. 5.2.4,б.

Длительность импульса сформированного во втором режиме в общем случае может быть определена как

$$\tau_{u3(2)} = T_c - t_{\phi p3} + t_{cp3}, \quad (5.2.14)$$

или с учетом (5.2.11)

$$\tau_{u3(2)} = 2(T_c - T_{CLG} \cdot M). \quad (5.2.15)$$

Теперь передачная характеристика преобразователя для второго режима ($0,5 < M^* \leq 1$) может быть записана в виде

$$\tau_{3(2)}^* = 2(1 - M^*) \quad (5.2.16)$$

и приведена на рис. 5.2.4,б, прямая 4.

ЦИП с ШИП по методу двухстороннего симметричного регулирования (рис. 5.2.4,а) при соответствующем программном обеспечении позволяет осуществлять преобразования методами регулируемого среза ($M=0; 0 \leq N \leq M_{max}$) или регулируемого фронта ($0 \leq M \leq M_{max}; N=M_{max}$).

Анализ передаточных характеристик позволяет сделать вывод, что, определенные из выражений (5.2.7), (5.2.10), (5.2.13) или (5.2.16) значения чисел M обеспечат при их записи в ЦИП формирование управляющих импульсов с соответствующими параметрами. Однако, изменение ширины таких импульсов возможно лишь с некоторым шагом, соответствующим периоду тактовых импульсов. Следовательно, реальная длительность управляющих импульсов τ_u , полученных в результате ЦИ-преобразований, может отличаться от той длительности $\tau_{u,з}$, которая необходима для обеспечения заданного состояния объекта регулирования, на некоторую величину Δ . Таким образом, в данном случае можно говорить о погрешности формирования управляющих импульсов. Относительное значение погрешности при этом определится как

$$\delta = \frac{|\tau_{u,з} - \tau_u|}{\tau_{u,з}}. \quad (5.2.17)$$

Анализ ЦИП с ШИП по методам регулируемого среза или фронта показывает, что наибольшее отличие между τ_u и $\tau_{u,з}$ равно $\Delta_{1,2} = T_{CLG} / 2$, а при использовании метода двухстороннего симметричного регулирования $\Delta_3 = T_{CLG}$.

Таким образом, относительная погрешность ЦИП с ШИП по методам регулируемого среза или фронта может быть определена по выражению

$$\delta_{1,2} = \frac{1}{2f_{CLG} \tau_{u,з}}. \quad (5.2.18)$$

Зависимость (5.2.18) показана кривой 1 на рис. 5.2.5.

Выражение для определения погрешности ЦИП с ШИП по методу двухстороннего симметричного регулирования можно записать в виде

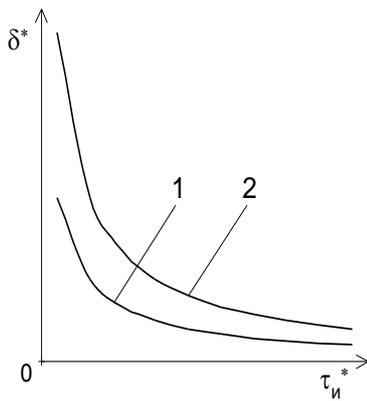


Рисунок 5.2.5 – Погрешности ЦИ-преобразований

$$\delta_3 = \frac{1}{f_{CLG} \tau_{u.з}}. \quad (5.2.19)$$

Выражению (5.2.19) соответствует кривая 2 на рис. 5.2.5.

Анализ выражений (5.2.18) и (5.2.19) позволяет установить, что погрешность формирования управляющих импульсов может быть снижена при увеличении частоты тактовых импульсов f_{CLG} . Однако, в силу наличия двух ограничений, увеличение частоты тактовых импульсов не всегда возможно. Первое ограничение обусловлено конечным значением информационной емкости счетчика и может быть записано в виде

$$f_{CLG} \leq \frac{2^n - 1}{\tau_{u \max}}, \quad (5.2.20)$$

где n – разрядность счетчика.

Второе ограничение обусловлено частотными свойствами счетчика и может быть определено как

$$f_{CLG} \leq f_{cp}. \quad (5.2.21)$$

Таким образом, при выполнении ЦИ-преобразований значение частоты тактовых импульсов должно удовлетворять двум условиям (5.2.20) и (5.2.21).

Сопоставляя ЦИП с различными методами преобразований, можно сделать выводы, что программно-аппаратные затраты на их реализацию увеличиваются с усложнением метода. Нельзя однако, оставить без внимания тот факт, что ЦИП с методом двухстороннего симметричного регулирования обладает большими функциональными возможностями, поскольку позволяет осуществлять преобразования и другими методами. Тем не менее, применение такого ЦИП не всегда может быть оправдано, т.к. погрешность формирования импульсов у него оказывается выше по сравнению с ЦИП, выполняющими преобразования другими рассмотренными методами.

В заключение следует отметить, что многообразие методов ЦИ-преобразований по широтно-импульсному закону позволяет легко решать самые различные задачи управления.

5.3 Выполнение цифро-импульсных преобразований по частотно-импульсному закону^[10]

В системах импульсного управления и регулирования изменение состояния объекта или процесса достаточно часто достигается за счет изменения частоты коммутации полупроводниковых ключей. Такой подход используется, в частности, при управлении автономными инверторами (индукционный нагрев, электропривода переменного тока) [8, 9] и импульсными преобразователями постоянного напряжения (стабилизаторы тока и напряжения, электропривода постоянного тока, электрогальванические технологии) [10, 11]. Кроме того, частотно-импульсные последовательности широко используются в медицине для стимуляции органов и тканей с целью восстановления утраченных ими функций [12, 13], а также для торможения центральной нервной системы при электросне и электронаркозе [14, 15].

При использовании микропроцессоров в системах импульсного управления и регулирования заданные параметры импульсных последовательностей обеспечиваются путем преобразования цифровых кодов. Такие преобразования принято называть цифро-импульсными или ЦИ-преобразованиями, а устройства, выполняющие эти преобразования, – цифро-импульсными преобразователями (ЦИП). В самом общем случае ЦИП с частотно-импульсным законом преобразования (ЧИП) можно рассматривать как программируемый делитель частоты следования тактовых импульсов, формируемых генератором микроЭВМ или автономным генератором. При этом, моменту окончания одного периода и начала друго-

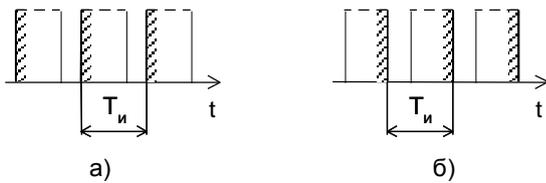


Рисунок 5.3.1 – К определению периода выходного сигнала

го может соответствовать фронт (рис. 5.3.1,а) или срез (рис. 5.3.1,б) импульсов в последовательности.

Основными элементами ЦИП с ЧИП являются счетчики, которые в силу ограничения предельных параметров (информационная емкость и быстродействие), сужают функциональные возможности преобразователей. Увеличение информационной емкости счетчиков обычно достигается за счет их каскадного соединения.

В этом случае ЦИП с ЧИП может быть представлен в виде, показанном на рис. 5.3.2. Здесь выходной сигнал генератора тактовых импульсов (ГТИ), имеющий частоту $f_{ТИ1}$, поступает на вход первого счетчика СТ1, в который при помощи управляющей микроЭВМ записывается некоторое число N_1 . С выхода первого счетчика сигнал с частотой $f_{ТИ2}$ поступает на вход второго счетчика СТ2, в который записывается число N_2 . Выходной сигнал этого счетчика является выходным сигналом ЦИП и имеет некоторую частоту $f_{И}$. Длительность выходных импульсов при необходимости задается формирователем импульсов (ФИ), в качестве которого может быть использован ЦИП с широтно-импульсным законом преобразования [16].

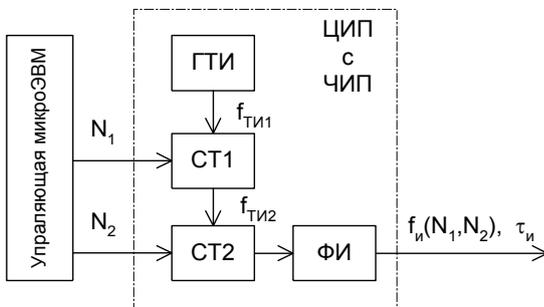


Рисунок 5.3.2 – Структурная схема ЦИП с ЧИП

При условии, что в ЦИП использованы вычитающие счетчики, значение частоты выходного сигнала первого счетчика будет определяться выражением

$$f_{ТИ2} = \frac{f_{ТИ1}}{N_1}, \quad (5.3.1)$$

а значение частоты выходного сигнала второго счетчика – выражением

$$f_{И} = \frac{f_{ТИ2}}{N_2} = \frac{f_{ТИ1}}{N_1 \cdot N_2}. \quad (5.3.2)$$

Из (5.3.2) видно, что частота $f_{И}$ выходного сигнала ЦИП является функцией двух переменных N_1 и N_2 , следовательно, выполнение ЦИ-преобразований возможно двумя методами.

При первом методе тактовую частоту $f_{ТИ2}$ выбирают максимально возможной и не меняют ее в процессе ЦИ-преобразований, а изменения периода $T_{И}$ следования выходных импульсов ЦИП достигают путем изменения в нем числа N_2 тактовых импульсов ($N_1 = \text{const}$, $N_2 = \text{var}$).

При втором методе число N_2 тактовых импульсов в периоде $T_{И}$ выходных импульсов выбирают максимально возможным и не меняют его в процессе ЦИ-преобразований, а изменения периода $T_{И}$ следования выходных импульсов ЦИП достигают путем изменения тактовой частоты $f_{ТИ2}$ ($N_1 = \text{var}$, $N_2 = \text{const}$).

Если для обеспечения заданного состояния объекта или процесса частота управляющих импульсов должна изменяться в некотором диапазоне

$$f_{И \min} \leq f_{И} \leq f_{И \max}, \quad (5.3.3)$$

то при выполнении ЦИ-преобразований по первому методу в счетчик СТ1 должно быть записано число $N_{1(I)}$, значение которого может быть определено как

$$N_{1(I)} = \frac{f_{ТИ1}}{(2^n - 1) \cdot f_{И \min}}, \quad (5.3.4)$$

где n – разрядность счетчиков. Частота выходного сигнала СТ1 при этом будет определяться выражением

$$f_{ТИ2(I)} = (2^n - 1) \cdot f_{И \min}. \quad (5.3.5)$$

В счетчик СТ2 записываются числа $N_{2(I)}$, изменению которых должен соответствовать диапазон

$$N_{2(I)\min} \leq N_{2(I)} \leq N_{2(I)\max} \quad (5.3.6)$$

При этом максимальной частоте $f_{I\max}$ выходного сигнала ЦИП будет соответствовать минимальное значение числа $N_{2(I)}$

$$N_{2(I)\min} = \frac{f_{П2(I)}}{f_{I\max}} = \frac{(2^n - 1) \cdot f_{I\min}}{f_{I\max}} = (2^n - 1) \cdot k_f, \quad (5.3.7)$$

а минимальной частоте $f_{I\min}$ – максимальное значение числа $N_{2(I)}$

$$N_{2(I)\max} = \frac{f_{П2(I)}}{f_{I\min}} = (2^n - 1), \quad (5.3.8)$$

где $k_f = \frac{f_{I\min}}{f_{I\max}}$ – коэффициент, характеризующий соотношение минимальной и максимальной частот в диапазоне изменения f_I .

При выполнении ЦИ-преобразований по второму методу для обеспечения условия (5.3.3) в счетчик СТ2 должно быть записано число $N_{2(II)}$, значение которого может быть определено как

$$N_{2(II)} = \frac{f_{П1}}{(2^n - 1) \cdot f_{I\min}}, \quad (5.3.9)$$

а в счетчик СТ1 записываются числа $N_{1(II)}$, изменению которых должен соответствовать диапазон

$$N_{1(II)\min} \leq N_{1(II)} \leq N_{1(II)\max} \quad (5.3.10)$$

При этом максимальной частоте $f_{I\max}$ выходного сигнала ЦИП будет соответствовать минимальное значение числа $N_{1(II)}$

$$N_{1(II)\min} = \frac{f_{П1}}{f_{I\max} \cdot N_{2(I)}} = \frac{(2^n - 1) \cdot f_{I\min}}{f_{I\max}} = (2^n - 1) \cdot k_f, \quad (5.3.11)$$

а минимальной частоте $f_{I\min}$ – максимальное значение числа $N_{1(II)}$

$$N_{1(II)\max} = \frac{f_{П1}}{f_{I\min} \cdot N_{2(II)}} = (2^n - 1). \quad (5.3.12)$$

В том случае, если в результате определения числа $N_{1(I)}$ по выражению (5.3.4) или числа $N_{2(II)}$ по выражению (5.3.8) их значения оказались большими чем $2^n - 1$, то необходимо путем дополнительного деления снизить частоту тактовых импульсов $f_{П1}$ либо увеличить разрядность соответствующих счетчиков.

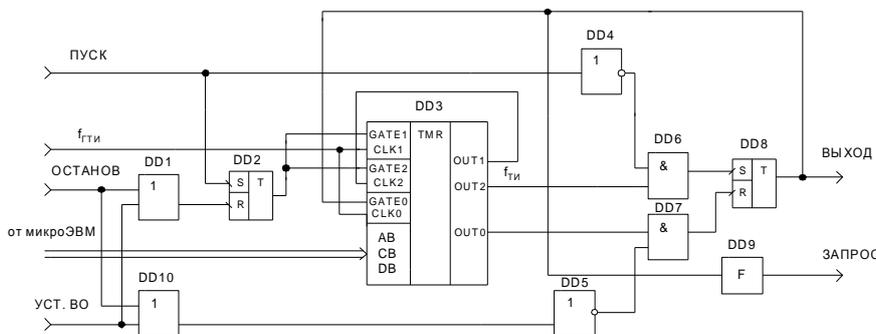


Рисунок 5.3.3 – Функциональная схема ЦИП с ЧИП

Для реализации рассмотренных методов ЦИ-преобразований по частотно-импульсному закону может быть использован ЦИП, схема которого приведена на рис. 5.3.3. Базовым элементом схемы является программируемый таймер (ПТ), первый и второй каналы которого используются для формирования периода следова-

ния выходных импульсов, а нулевой – их длительности.

До начала процесса ЦИ-преобразований в память микроЭВМ записывают исходные данные, содержащие информацию о режимах работы каналов ПТ, ширине формируемых импульсов, а также адреса, по которым может быть получена информация о необходимом значении периода следования импульсов. Далее производится инициализация ПТ, определяющая режим работы каждого канала, порядок счета, формат загружаемых чисел и т.д. После этого в нулевой, первый и второй каналы ПТ записываются числа N_0 , N_1 и N_2 .

При использовании ЦИП с ЧИП в микропроцессорных системах импульсного управления и регулирования управляющее воздействие, сформированное в виде числа N , при реализации первого метода преобразований записывается во второй канал ПТ (число $N_{2(t)}$), при реализации второго метода – в первый канал ПТ (число $N_{1(t)}$).

Число N_0 , определяющее длительность $\tau_{и}$ формируемого импульса, находится как

$$N_0 = \frac{\tau_{и}}{T_{ГТИ}} = \tau_{и} \cdot f_{ГТИ} \quad (5.3.13)$$

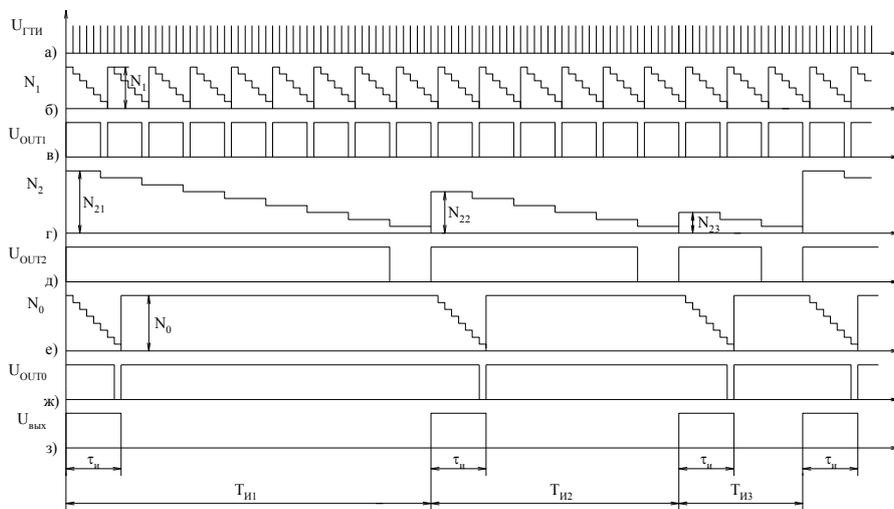


Рисунок 5.3.4 – Временные диаграммы ЦИ-преобразований по первому методу

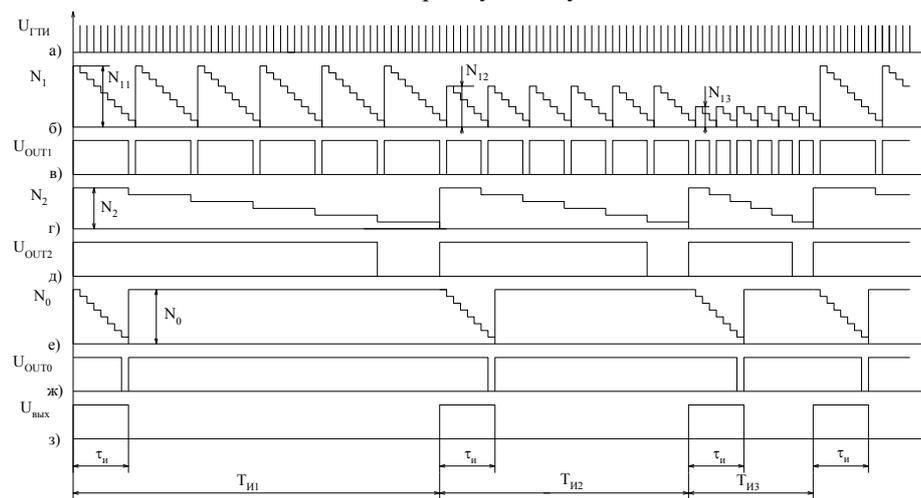


Рисунок 5.3.5 – Временные диаграммы ЦИ-преобразований по второму методу

С поступлением на вход ЦИП сигнала "ПУСК" RS-триггеры DD2 и DD8 устанавливаются в единичное состояние. Сигнал с выхода DD2 поступает на входы GATE1 и GATE2 ПТ DD3, а сигнал с выхода DD8 – на вход GATE0. При этом во всех трех каналах ПТ начинается отсчет ранее записанных чисел N_0 , N_1 и N_2 . Временные диаграммы процесса ЦИ-преобразований приведены на рис. 5.3.4 – для первого метода и на рис. 5.3.5 – для второго метода.

Отсчет чисел N_0 и N_1 производится путем их уменьшения на единицу с приходом каждого импульса от генератора синхронизации микроЭВМ (рис. 5.3.4,а,б,е и рис. 5.3.5,а,б,е). Отсчет числа N_2 производится путем его уменьшения на единицу с приходом

каждого тактового импульса, формируемого на выходе OUT1 ПТ DD3 (рис. 5.3.4,в,г и рис. 5.3.5,в,г). По окончании отсчета числа N_0 , т.е. при равенстве нулю начального содержимого нулевого канала ПТ, на выходе OUT0 формируется фронт, который устанавливает RS-триггер DD8 в нуль (рис. 5.3.4,е,ж,з и рис. 5.3.5,е,ж,з). Вновь в единичное состояние RS-триггер DD8 устанавливается по окончании отсчета числа N_2 , когда на выходе OUT2 формируется фронт

(рис. 5.3.4,г,д,з и рис. 5.3.5,г,д,з). Кроме того, по окончании отсчета числа N_2 формирователем DD9 формируется сигнал "ЗАПРОС", приводящий к прерыванию процессора. С поступлением этого сигнала может быть осуществлена запись в каналы ПТ новых значений чисел N_2 – для первого метода и N_1 – для второго (рис. 5.3.4,г и рис. 5.3.5,б). Таким образом осуществляется преобразование цифрового кода в частоту следования выходных импульсов. Для прекращения процесса преобразований на вход ЦИП достаточно подать сигнал "ОСТАНОВ". Кроме того, в преобразователе предусмотрен вход "УСТ. В 0", на который подается короткий импульс при подключении к преобразователю напряжения питания.

Зависимость частоты выходного сигнала ЦИП от управляющего воздействия называется передаточной характеристикой. С целью выбора лучшего варианта ЦИ-преобразований произведем сопоставление передаточных характеристик ЦИП с рассмотренными методами преобразований.

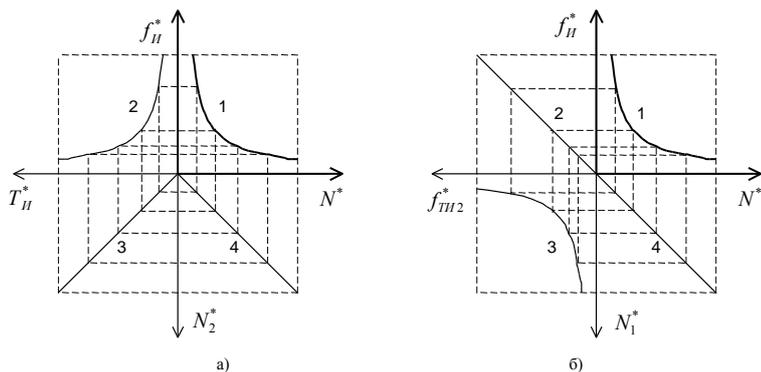


Рисунок 5.3.6 – Передаточные характеристики ЦИП с ЧИП

На рис. 5.3.6,а представлена графическая иллюстрация формирования передаточной характеристики ЦИП с ЧИП по первому методу. Здесь прямая 4 в четвертом квадранте в относительных единицах

$$N_{2(I)}^* = \frac{N_{2(I)}}{N_{2(I)\max}};$$

$$N^* = \frac{N}{N_{\max}}, \quad (5.3.14)$$

показана зависимость числа $N_{2(I)}$, записываемого во второй канал ПТ, от управляющего воздействия N . Эта зависимость имеет вид

$$N_{2(I)}^* = N^*. \quad (5.3.15)$$

Период следования выходных импульсов в функции от числа $N_{2(I)}$ (см. рис. 5.3.4,в,г,з) определяется как

$$T_{II(I)} = N_{2(I)} \cdot T_{II2(I)}. \quad (5.3.16)$$

При использовании относительных единиц

$$T_{II(I)}^* = \frac{T_{II(I)}}{T_{II\max}}; \quad N_{2(I)}^* = \frac{N_{2(I)}}{N_{2(I)\max}}, \quad (5.3.17)$$

где $T_{II\max} = \frac{1}{f_{II\min}}$, выражение (5.3.16) может быть переписано в виде

$$T_{II(I)}^* = N_{2(I)}^*, \quad (5.3.18)$$

которому соответствует прямая 3 в третьем квадранте (рис. 5.3.6,а).

Зависимость частоты формируемых импульсов от периода их следования, в свою очередь, определится по выражению

$$f_{II(I)} = \frac{1}{T_{II(I)}}. \quad (5.3.19)$$

Используя относительные единицы

$$f_{II(I)}^* = \frac{f_{II(I)}}{f_{II\max}}; \quad T_{II(I)}^* = \frac{T_{II(I)}}{T_{II\max}}, \quad (5.3.20)$$

получим

$$f_{И(I)}^* = \frac{f_{И\min}}{T_{И(I)}^* \cdot f_{И\max}} = \frac{k_f}{T_{И(I)}^*}. \quad (5.3.21)$$

Зависимость (5.3.20) приведена в виде кривой 2 (рис.5.3.6,а).

Совместив в первом квадранте соответствующие абсциссы прямой 4 и ординаты кривой 2, получаем передаточную характеристику ЦИП с ЧИП по первому методу (рис. 5.3.6,а, кривая 1), которая будет описываться выражением

$$f_{И(I)}^* = \frac{k_f}{N^*}. \quad (5.3.22)$$

На рис. 5.3.6,б приведена иллюстрация формирования передаточной характеристики ЦИП с ЧИП по второму методу. Кривой 4 в четвертом квадранте показана зависимость числа $N_{1(II)}$ от управляющего воздействия N

$$N_{1(II)}^* = N^*. \quad (5.3.23)$$

Зависимость частоты следования тактовых импульсов $f_{ТИ2(II)}$ от числа $N_{1(II)}$ (см. рис. 5.3.5,а,б,в), записываемого в первый канал ПТ, определяется выражением

$$f_{ТИ2(II)} = \frac{f_{ТИ1}}{N_{1(II)}}. \quad (5.3.24)$$

Введя относительные единицы

$$f_{ТИ2(II)}^* = \frac{f_{ТИ2(II)}}{f_{ТИ2(II)\max}}; N_{1(II)}^* = \frac{N_{1(II)}}{N_{1(II)\max}}, \quad (5.3.25)$$

выражение (5.3.24) может быть переписано в виде

$$f_{ТИ2(II)}^* = \frac{k_f}{N_{1(II)}^*}, \quad (5.3.26)$$

которому соответствует кривая 3 в третьем квадранте(рис. 5.3.6,б).

Частота выходных импульсов, в свою очередь, зависит от числа $N_{2(II)}$ (рис. 5.3.5,в,г,з), записываемого во второй канал ПТ,

$$f_{И(II)} = \frac{f_{ТИ2(II)}}{N_{2(II)}}. \quad (5.3.27)$$

Используя относительные единицы

$$f_{И(II)}^* = \frac{f_{И(II)}}{f_{И\max}}; f_{ТИ2(II)}^* = \frac{f_{ТИ2(II)}}{f_{ТИ2(II)\max}}, \quad (5.3.28)$$

выражение (5.3.27) перепишем в виде

$$f_{И(II)}^* = f_{ТИ2(II)}^*. \quad (5.3.29)$$

Зависимость (5.3.29) показана прямой 2 во втором квадранте.

Передаточная характеристика в данном случае получается путем графического совмещения соответствующих абсцисс прямой 4 и ординат прямой 2 (рис. 5.3.6,б, кривая 1 в первом квадранте). Эта передаточная характеристика описывается выражением

$$f_{И(II)}^* = \frac{k_f}{N^*}. \quad (5.3.30)$$

В заключение следует отметить, что выполнение ЦИ-преобразований любым из методов обеспечивает идентичные статические характеристики ЦИП с ЧИП. Однако анализ временных диаграмм позволяет сделать вывод, что второй метод преобразований, в отличие от

первого, дает возможность осуществлять корректировку периода следования выходных импульсов непосредственно во время формирования последнего, что имеет существенное значение при использовании ЦИП в замкнутых системах автоматического регулирования.

5.4 Инвертирование входных и выходных сигналов цифро-импульсных преобразователей^[11]

В микропроцессорных системах управления (МПСУ) различного назначения довольно широко применяются цифро-импульсные преобразователи (ЦИП) [16, 17]. Такие устройства, например были использованы при построении МПСУ для стабилизации тока и напряжения [4, 18, 19]. Однако, передаточные характеристики ЦИП не всегда удовлетворяют требованиям систем управления. В частности нелинейность и обратный характер зависимости данных характеристик влечет за собой усложнение математических расчетов при выработке управляющего воздействия.

При анализе принципов построения ЦИП было установлено, что изменение передаточных характеристик возможно за счет инвертирования входных (цифровой код числа N) и выходных (импульсная последовательность с частотой $f_{И}$ и длительностью импульсов $\tau_{И}$) сигналов этих преобразователей.

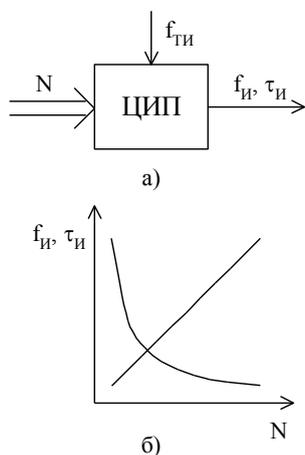


Рисунок 5.4.1 - ЦИП и его передаточные характеристики

Для пояснения данного свойства рассмотрим характеристики обобщенного ЦИП (рис. 5.4.1). Здесь передаточная характеристика при частотно-импульсном законе преобразования (ЧИП) имеет следующий вид:

$$f_{И} = \frac{f_{ТИ}}{N}, \quad (5.4.1)$$

при широтно-импульсном законе преобразования (ШИП):

$$\tau_{И} = \frac{N}{f_{ТИ}}. \quad (5.4.2)$$

где $f_{ТИ}$ – частота тактовых импульсов.

Как видно из (5.4.1) и (5.4.2) характеристика ЦИП с ЧИП убывающая и имеет гиперболический характер, а характеристика ЦИП с ШИП линейно возрастает (рис. 5.4.1,б).

Если частота на выходе ЦИП с ЧИП должна изменяться в диапазоне:

$$f_{И \min} \leq f_{И} \leq f_{И \max}, \quad (5.4.3)$$

то значение тактовой частоты следует определять как:

$$f_{ТИ(ЧИП)} = N_{\max} f_{И \min}, \quad (5.4.4)$$

где N_{\max} – максимальное число, которое может быть записано в ЦИП

$$N_{\max} = 2^n - 1, \quad (5.4.5)$$

n – разрядность ЦИП.

Если цифро-импульсные преобразования осуществляются по широтно-импульсному закону и длительность импульсов должна изменяться в диапазоне:

$$\tau_{И \min} \leq \tau_{И} \leq \tau_{И \max}, \quad (5.4.6)$$

где $\tau_{И \max}$ – длительность импульса, соответствующая периоду синхронизации T_C , то значение тактовой частоты будет определяться выражением:

$$f_{ТИ(ШИП)} = \frac{N_{\max}}{\tau_{И \max}}. \quad (5.4.7)$$

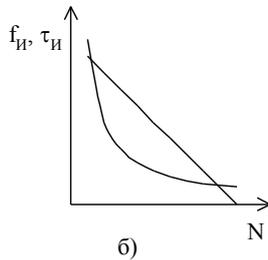
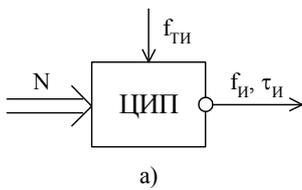


Рисунок 5.4.2 - ЦИП и его передаточные характеристики при инвертировании выходного сигнала

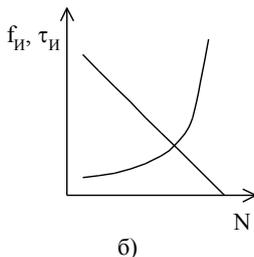
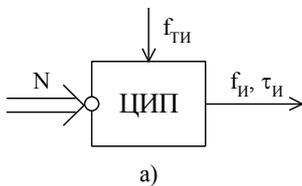


Рисунок 5.4.3 - ЦИП и его передаточные характеристики при инвертировании входного сигнала

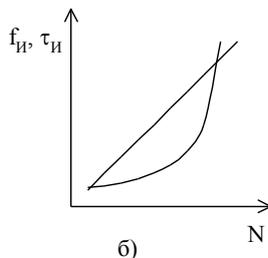
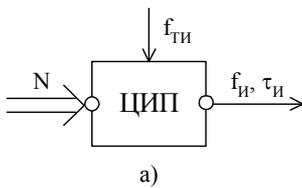


Рисунок 5.4.4 - ЦИП и его передаточные характеристики при одновременном инвертировании входного и выходного сигналов

В обоих случаях диапазон изменения числа N составит:

$$N_{\min} \leq N \leq N_{\max} . \quad (5.4.8)$$

Как было отмечено выше, изменение передаточных характеристик ЦИП возможно за счет инвертирования выходных сигналов (рис. 5.4.2,а). Передаточные характеристики при этом будут соответствовать виду:

- при ЧИП:

$$f_{И}^I = \frac{f_{ТИ(ЧИП)}}{N} ; \quad (5.4.9)$$

- при ШИП:

$$\tau_{И}^I = T_C - \tau_{И} = \tau_{И\max} - \tau_{И} = \frac{(N_{\max} - N)}{f_{ТИ(ШИП)}} . \quad (5.4.10)$$

Как видно из выражения (5.4.9) передаточная характеристика ЦИП с ЧИП своего характера не поменяла, а в ЦИП с ШИП вместо возрастающей стала убывающей (5.4.10) (см. рис. 5.4.2,б).

При указанном выборе значений частот тактовых импульсов (см. выражения (5.4.4), (5.4.7)) и диапазоне изменения числа N (см. (5.4.8)) инвертированию входного сигнала (рис. 5.4.3,а) будет соответствовать выражение:

$$\bar{N} = N_{\max} - N . \quad (5.4.11)$$

При инвертировании входа передаточные характеристики ЦИП с ЧИП и ЦИП с ШИП примут соответственно вид:

$$f_{И}^{II} = \frac{f_{ТИ(ЧИП)}}{(N_{\max} - N)} , \quad (5.4.12)$$

$$\tau_{И}^{II} = \frac{(N_{\max} - N)}{f_{ТИ(ШИП)}} . \quad (5.4.13)$$

Из (5.4.12) и (5.4.13) следует, что передаточная характеристика ЦИП с ЧИП стала возрастающей, а характеристика ЦИП с ШИП получилась аналогичной случаю инвертирования выхода (рис. 5.4.3,б).

При инвертировании входных и выходных сигналов ЦИП (рис. 5.4.4,а) характеристики ЦИП с ЧИП и ЦИП с ШИП примут соответственно вид:

$$f_{И}^{III} = \frac{f_{ТИ(ЧИП)}}{(N_{\max} - N)} ; \quad (5.4.14)$$

$$\tau_{И}^{III} = T_C - \tau_{И}^{II} = \frac{N}{f_{ТИ(ШИП)}} . \quad (5.4.15)$$

Из (5.4.14) и (5.4.15) видно, что при ШИП совместное инвертирование входного и выходного сигнала ЦИП на исходную характеристику (5.4.2) влияния не оказало. Характеристика ЦИП с ЧИП в этом случае аналогична случаю с инвертированием входа (рис. 4,б).

Таким образом, инвертирование входных и выходных сигналов цифро-импульсных преобразователей позволяет изменять их передаточные характеристики.

5.5 Цифро-импульсный преобразователь с количественно-импульсным законом преобразования

Реализация ЦИП с количественно-импульсным законом преобразования также может быть осуществлена тремя способами. При программном способе заданное количество импульсов ограничивается при помощи программного счетчика. При программно-аппаратном и аппаратном способах для этой цели могут быть использованы соответственно программируемый таймер (ПТ) и счетчик.

Преобразование цифрового кода в количество импульсов при постоянной частоте их следования и длительности может найти применение при управлении шаговыми двигателями, которые широко используются в устройствах регистрации электронной медицинской аппаратуры. Закон, по которому выполняются такие ЦИ-преобразования, принято называть количественно-импульсным законом преобразования (КИП). В соответствии с этим законом изменению цифрового кода на входе преобразователя должно соответствовать изменение количества импульсов в последовательности, формируемой на его выходе после сигнала "ПУСК". При этом предполагается, что частота следования импульсов и их ширина неизменны и заданы заранее. Однако, целесообразным здесь следует считать возможность изменения с помощью ЦИП с КИП как периода следования импульсов, так и их длительности.

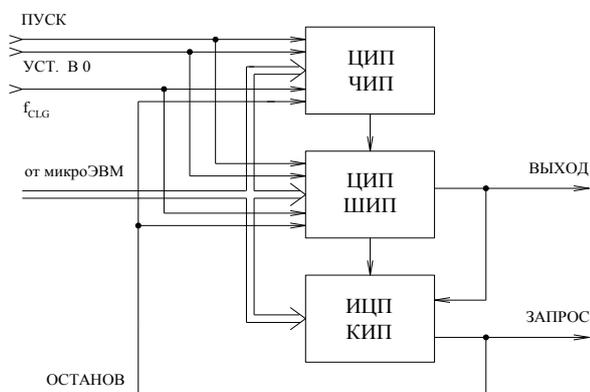


Рисунок 5.5.1 – Структурная схема ЦИП с КИП

Формирование периода в функции заданные числа наиболее целесообразно осуществлять при помощи ЦИП с ЧИП [17]. Для формирования длительности импульсов может быть использован ЦИП с ШИП [16]. Подсчет количества импульсов на выходе ЦИП с ШИП может быть осуществлен импульсно-цифровым преобразователем с количественно-импульсным законом преобразования по методу полного отсчета (ИЦП с КИП) (см. подраздел 4.5). Структурная схема, объединяющая перечисленные выше преобразователи, приведена на рис. 5.5.1.

Анализ приведенной схемы показывает, что для реализации ЦИП с КИП достаточно одного трехканального программируемого таймера типа КР580ВИ53. Схема такого ЦИП приведена на рис. 5.5.2. Принцип действия такого преобразователя состоит в следующем. До начала процесса преобразований в память микроЭВМ записывают исходные данные, содержащие информацию о режимах работы каналов ПТ, частоте и ширине формируемых импульсов, а также адреса ячеек памяти, по которым может быть получена информация о необходимом количестве выходных импульсов. Далее осуществляется инициализация ПТ и в его нулевой, первый и второй каналы записываются числа A_0 , A_1 и A_2 соответственно.

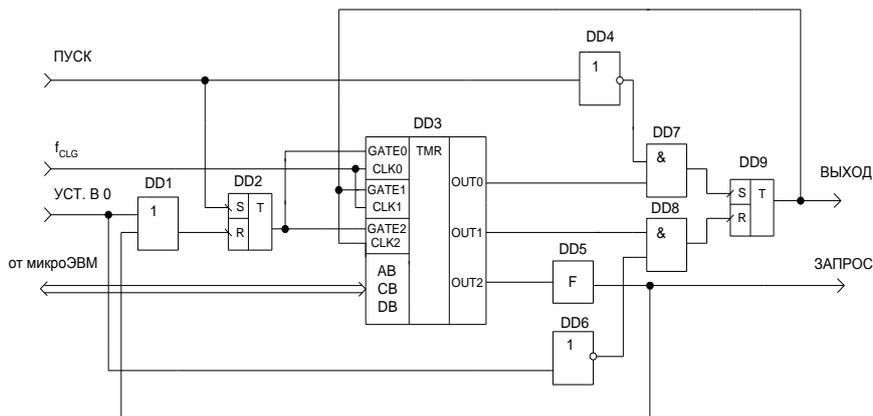


Рисунок 5.5.2 – Функциональная схема ЦИП с КИП

Число A_0 является коэффициентом деления частоты f_{CLG} генератора микроЭВМ и записывается в нулевой канал ПТ для обеспечения необходимого значения выходной частоты следования формируемых импульсов $f_{ВЫХ}$. С учетом этого, значение числа A_0 может быть определено как

$$A_0 = \frac{f_{CLG}}{f_{ВЫХ}} . \quad (5.5.1)$$

Число A_1 , записываемое в первый канал ПТ, определяет длительность выходных импульсов $\tau_{И}$ и может быть найдено по выражению

$$A_1 = \tau_{И} \cdot f_{CLG} . \quad (5.5.2)$$

Число A_{2i} записывается во второй канал ПТ и определяет количество выходных импульсов ЦИП.

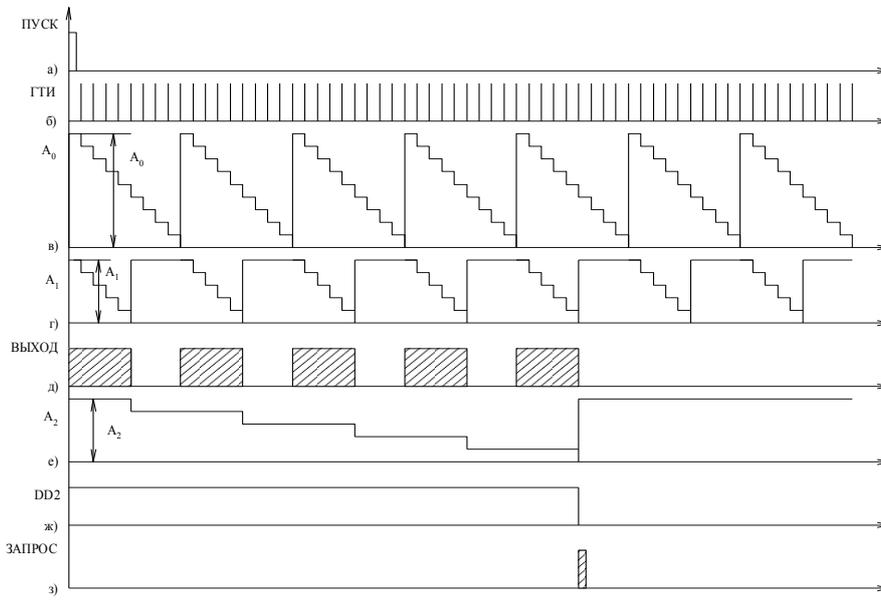


Рисунок 5.5.3 – Временные диаграммы ЦИ-преобразований по количественно-импульсному закону

Работает преобразователь следующим образом. При поступлении на его вход сигнала "ПУСК" RS-триггеры DD2 и DD9 устанавливаются в единицу (рис. 5.5.3,ж,д). При этом в каналах ПТ начинается отсчет чисел A_0 , и A_1 .

Числа A_0 и A_1 уменьшаются на единицу с приходом каждого тактового импульса (рис. 5.5.3,б). По окончании отсчета чисел на выходах OUT0 или OUT1 формируются стробы, которые изменяют состояние RS-триггера DD9. В результа-

те этого на выходе RS-триггера DD9, являющимся выходом ЦИП, формируются импульсы с заданными длительностью и периодом следования (рис. 5.5.3,д). Эти импульсы поступают также на CLK2-вход ПТ, уменьшая содержимое второго канала. При достижении содержимым второго канала ПТ нуля на выходе OUT2 формируется строб. По фронту следующего за этим стробом импульса срабатывает формирователь DD5, формирующий сигнал "ЗАПРОС" (рис. 5.5.3,з), который устанавливает RS-триггер DD2 в нулевое состояние, а также служит сигналом об окончании ЦИ-преобразований. При этом происходит запрещение работы каналов ПТ. Для выполнения последующих преобразований во второй канал ПТ следует записать новое значение числа A_{2i} , а на вход ЦИП подать сигнал "ПУСК". В преобразователе предусмотрен вход "УСТ. В 0". При поступлении сигнала на этот вход формирование импульсной последовательности будет прекращено.

Передаточная характеристика ЦИП с КИП будет представлять собой зависимость количества сформированных на выходе преобразователя импульсов от числа, загруженного в него (в данном случае это числа A_{2i} , записываемые во второй канал ПТ).

Вопросы для самопроверки

1. Поясните основные принципы формирования импульсных последовательностей цифровыми системами. Укажите достоинства и недостатки способов их реализации.
2. Какие методы ЦИ-преобразований по широтно-импульсному закону нашли наиболее широкое применение в медицинской технике? Охарактеризуйте каждый из перечисленных методов.
3. Поясните причины дискретного характера последовательностей, формируемых с помощью ЦИП. Дайте оценку такой дискретности.

4. В чем заключается процесс ЦИ-преобразований по частотно-импульсному закону? Какими методами он может быть реализован?
5. Укажите влияние операций инвертирования входных и выходных сигналов ЦИП на их передаточные характеристики.
6. Приведите схему ЦИП с количественно-импульсным законом преобразования. Используя временные диаграммы, поясните принцип его работы.

Список литературы к разделу 5

1. Обухов С.Г., Ремизевич Т.В. Применение микроЭВМ и микропроцессоров для управления вентильными преобразователями // Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразовательная техника, 1983, вып. 5 (151). – с.9-14.
2. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления // С.Т. Хвощ, Н.Н. Верлинский, Е.А. Попов. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1987. –640с.
3. Электронные управляющие и информационные устройства: Методические рекомендации к изучению дисциплины / Под. общ. ред. А.В. Кипенского. – Харьков: ХГПУ, 1996. – 156 с.
4. Долбня В.Т., Кипенский А.В., Лашин А.А. Микропроцессорная система стабилизации выходного тока импульсного преобразователя // Техн. электродинамика. – 1998. Спец. выпуск 2. – С. 99-104.
5. Кипенский А.В., Субботин Ю.В., Голубов В.Ю., Ивашов О.В. Формирование регулировочной характеристики выпрямителя средствами микропроцессорного управления // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник Хар. гос. политехн. ун-та. Спец. выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 326-329.
6. Кипенский А.В., Архиреев И.П., Коноплев И.А., Ахмад М.А. Микропроцессорное управление преобразователями переменного напряжения с многократной коммутацией // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование и здоровье: Тр. междунар. науч.-техн. конф. – Харьков: ХГПУ, Мишкольц: МУ, Магдебург: МУ, 1997. Ч.3. – С.95-103.
7. Наний В.В., Кипенский А.В. Микропроцессорное управление двигателем с катящимся ротором // Proc. International Conf. on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems UEES'97. – Szczecin (Poland). – 1997. – P. 999-1006.
8. Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С. и др. Тиристорные преобразователи высокой частоты. Л.: Энергия, 1973. – 165 с.
9. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.
10. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
11. Сафронов А.И., Бондаренко Н.Н., Розман Я.Б. Источники технологического тока для электрохимических станков и гальванических ванн. – М.: НИИМаш, 1975. – 70 с.
12. Ливенсон А.Р. Электромедицинская аппаратура. – М.: Медицина, 1981. – 344 с.
13. Электронная аппаратура для стимуляции органов и тканей / Под ред. Р.И. Утямышева и М. Враны. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 384 с.
14. Электросон в стоматологической клинике. Методические рекомендации. – М. 1972. – 10 с.
15. Кузин М.И., Ливенцев Н.М., Жуковский В.Д. и др. Электронаркоз в хирургии. – Ташкент: Медицина, 1966. – 183 с.
16. Кипенский А.В., Лашин А.А. Цифро-импульсные преобразователи с широтно-импульсным законом преобразования // Вестник Хар. гос. политехн. ун-та. Вып. 32. – Харьков: ХГПУ, 1999. – С. 29-38.
17. Кипенский А.В., Лашин А.А., Аль Кудах С.Т. Выполнение цифро-импульсных преобразований по частотно-импульсному закону. // Новые решения в современных технологиях. Вестник Хар. гос. политехн. ун-та. Вып. 47. – Харьков: ХГПУ, 1999. – С. 77-81.
18. Долбня В.Т., Кипенский А.В., Лашин А.А. Микропроцессорная система управления импульсным преобразователем с контролем площади под кривой тока нагрузки // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник Хар. гос. политехн. ун-та. Тематический вып. 61. – Харьков, ХГПУ, 1999. – С. 265-267.
19. Патент. 1742964 РФ, МКИ 5 Н 02 М 7/12. Способ управления полупроводниковым преобразователем постоянного напряжения / А.В. Кипенский, А.В. Кипенская. Оpubл. 23.06.92. Бюл. № 23.

ПЕРЕЧЕНЬ ОПУБЛИКОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ

- [1] Кипенский А.В., Сокол Е.И., Гарагатый И.А. Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи информации в электронных медицинских системах // Электроника и связь №6, 1999. - с.233-237.
- [2] Кипенский А.В., Сокол Е.И., Севрюков О.В., Казаков В.А. К вопросу о выборе скорости перемещения диаграммной ленты в самопишущем приборе // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Тр. конф. с междунардн. участием. – Х.: Основа, 1996. – с.208-211.
- [3] Кипенский А.В., Рябенский В.И., Сергеев С.Г., Прокопенко К.В. Сопоставление различных методов преобразований длительности импульса в цифровой код // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сб. научн. трудов Харьк. гос. политехн. ун-та. Вып.6. В четырех частях. Ч.2. – Харьков: ХГПУ, 1998, С. 266 - 275.
- [4] Кипенский А.В., Голубов В.Ю., Аль Мухайсен С.А. Преобразование информации, представленной в частотно-импульсной форме, в цифровой код // Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения: Сб. трудов междунардн. научн.-техн. конф. – Харьков.: Основа, 1996, С.86-94.
- [5] Кипенский А.В., Пискарев А.Н., Коннов М.Ю. Учет погрешностей вычислений при выполнении ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та. Спец. вып. – Харьков: ХГПУ, 1998, С.141-145.
- [6] Кипенский А.В., Пискарев А.Н., Сергеев С.Г., Аль Омари Ш.К.М. Снижение погрешностей ИЦ-преобразований, выполняемых классическим методом последовательного счета // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье. Сб. научн. трудов Харьк. гос. политехн. ун-та. Вып. 7. В четырех частях. Ч.3. – Харьков: ХГПУ 1999. – С.104-111.
- [7] Lastovka A.P., Kipenskiy A.V., Sokol E.I., Al Muhaicen. Impulse-digital converter of information with quantitative-impulse conversion laws // Proc. International Conf. on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical Systems UEES'96. – Szczecin (Poland). – 1996. – P. 507-512.
- [8] Электронные управляющие и информационные устройства: Методические рекомендации к изучению дисциплины / Под. общ. ред. А.В. Кипенского. – Харьков: ХГПУ, 1996. – 156 с.
- [9] Кипенский А.В., Лашин А.А. Цифро-импульсные преобразователи с широтно-импульсным законом преобразования // Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та. Вып. 32. – Харьков: ХГПУ, 1999. – С. 29-38.
- [10] Кипенский А.В., Лашин А.А., Аль Кудух С.Т. Выполнение цифро-импульсных преобразований по частотно-импульсному закону. // Новые решения в современных технологиях. Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та. Вып. 47. – Харьков: ХГПУ, 1999. – С. 77-81.
- [11] Кипенский А.В., Лашин А.А., Абунабхан М.Ю.М. Инвертирование входных и выходных сигналов Цифро-импульсных преобразователей // Физические аспекты современных технологий. Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та. Вып. 103. – Харьков: ХГПУ, 2000. – С. 35-37.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Программируемый таймер типа КР580ВИ53

Программируемый таймер (ПТ) предназначен для организации работы микропроцессорных систем в режиме реального времени. Он позволяет формировать сигналы с различными временными и частотными характеристиками, а также подсчитывать импульсы, поступающие от внешних устройств. ПТ имеет три независимых идентичных канала, каждый из которых содержит 16-разрядный вычитающий счетчик. Счетчики могут работать в двоичном или двоично-десятичном коде, с однобайтными или двухбайтными числами.

Условное обозначение таймера приведено на рис. А.1, а назначение выводов – в табл. А.1.

Таблица А.1 - Описание выводов БИС КР580ВИ53

Обозначения выводов	Номера контактов	Назначение выводов
D7 – D0	1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8	Канал данных
RD	22	Чтение
WR	23	Запись
A0, A1	19; 20	Адресные входы, выбирающие регистр режима или регистр хранения одного из каналов
CS	21	Выбор микросхемы
CLK0 – CLK2	9; 15; 18	Входы синхронизации каналов
GATE0 – GATE2	11; 14; 16	Входы управления каналами
OUT0 – OUT2	10; 13; 17	Выходы каналов
U _{CC}	24	Напряжение питания 5В ±5%
GND	12	Общий вывод

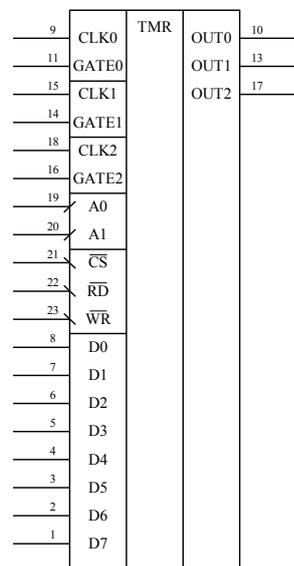


Рисунок А.1 – Условное графическое обозначение программируемого таймера КР580ВИ53

Структурная схема ПТ приведена на рис. А.2. В состав БИС входят:

- восьмиразрядный двунаправленный буфер канала данных с тремя состояниями входов, предназначенный для обмена данными и управляющими словами между микропроцессором и таймером;
- устройство управления, обеспечивающее выбор канала, выполнение операций ввода\вывода информации в ПТ, «чтение на лету» содержимого счетчиков без прекращения текущего счета;
- три независимых канала, каждый из которых содержит: блок синхронизации, формирующий серию внутренних тактовых импульсов определенной длительности, которая зависит от внешней частоты синхронизации и определяется внутренними времязадающими цепями; блок управления, синхронизирующий работу счетчика в соответствии с запрограммированным режимом и работу канала с работой микропроцессора; буферный регистр; регистр режима (для хранения управляющего слова) и регистр хранения (для записи чисел); счетный триггер и выходной каскад.

Связь с микропроцессором осуществляется за счет подключения соответствующих выводов ПТ к шинам адреса, управления и данных.

Каждый из каналов ПТ может работать в одном из шести режимов. Приведение каналов таймера в исходное состояние, соответствующее выбранному режиму, и загрузка их информацией о величине счета осуществляется центральным процессором путем

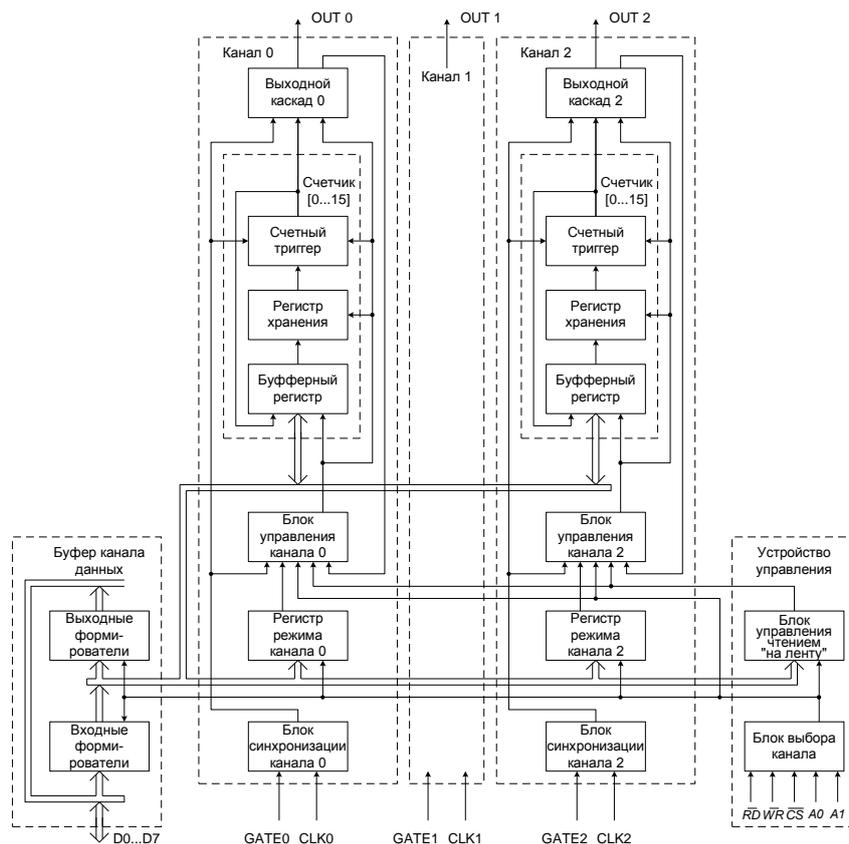


Рисунок А.2 – Структурная схема программируемого таймера KP580BI53

выдачи в ПТ некоторого набора управляющих слов и операндов. Программирование каналов осуществляется с помощью простых операций ввода/вывода, информация о которых приведена в табл. А.2. Каждый из трех каналов ПТ программируется индивидуально путем записи в регистр режима управляющего слова, а в счетчик соответствующего числа. Формат управляющего слова ПТ приведен на рис. А.3.

Таблица А.2 – Операции ввода/вывода информации в программируемом таймере KP580BI53

Сигналы на входах					Направление движения и вид информации
WR	RD	A1	A0	CS	
0	1	1	1	0	Запись управляющего слова в регистр
1	0	1	1	0	Нет операций. Канал данных ПТ в высокоомном состоянии
0	1	0	0	0	Запись данных в счетчик 0
0	1	0	1	0	Запись данных в счетчик 1
0	1	1	0	0	Запись данных в счетчик 2
1	0	0	0	0	Чтение данных из счетчика 0
1	0	0	1	0	Чтение данных из счетчика 1
1	0	1	0	0	Чтение данных из счетчика 2
1	1	x	x	0	Нет операций. Канал данных ПТ в высокоомном состоянии
x	x	x	x	1	Запрет. Канал данных ПТ в высокоомном состоянии

x - состояние входа безразлично

Управляющее слово задает номер счетчика (разряды D7, D6), последовательность записи и считывания содержимого счетчика (разряды D5, D4), режим работы (разряды D3 - D1) и вид используемого кода (разряд D0).

Микросхема ПТ KP580BI53 не имеет аппаратного вывода «Начальная установка», поскольку в ней предусмотрен внутренний программный сброс отдельно по каналам. Сигнал внутреннего сброса формируется при записи управляющего слова в регистр режима

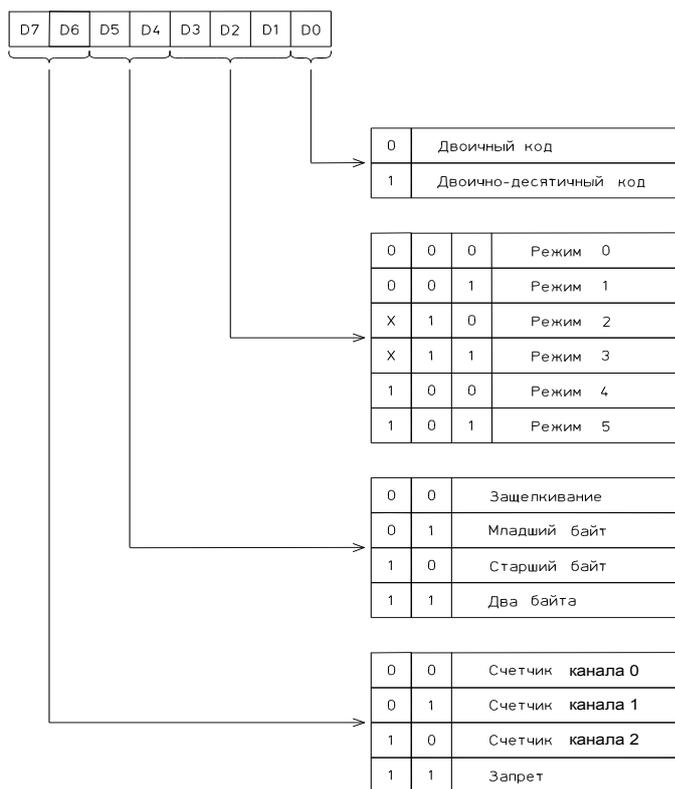


Рисунок А.3 - Формат управляющего слова программируемого таймера KP580BI53

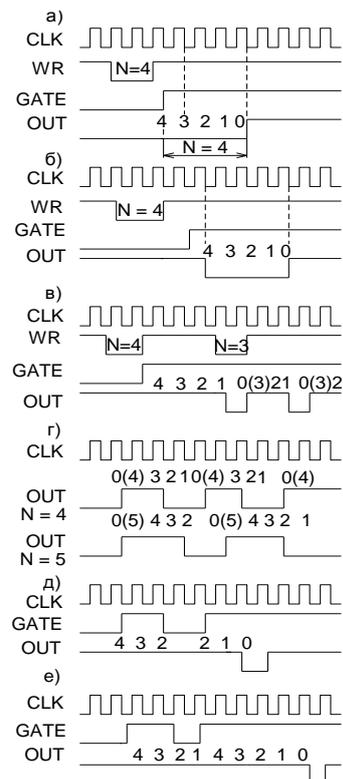


Рисунок А.4 - Режимы работы программируемого таймера KP580BI53

выбранного канала. После записи управляющего слова канал переводится в один из шести основных режимов работы:

- режим 0 - программируемая задержка;
- режим 1 - программируемый ждущий мультивибратор;
- режим 2 - программируемый генератор тактовых импульсов;
- режим 3 - генератор прямоугольных сигналов;
- режим 4 - программно-управляемый строб;
- режим 5 - аппаратно-управляемый строб.

В режиме 0 после записи управляющего слова на выходе OUT устанавливается уровень логического нуля (рис. А.4,а). Уменьшение содержимого счетчика начинается при уровне логической единицы на входе GATE. После окончания счета на выходе OUT устанавливается уровень логической единицы. Загрузка в счетчик нового значения младшего байта в процессе счета останавливает счет, а загрузка нового значения старшего байта начинает новый цикл счета.

В режиме 1 при появлении уровня логической единицы на входе GATE на выходе OUT формируется логический нуль, который сменяется логической единицей через N периодов тактовых импульсов (рис. А.4,б). Загрузка в процессе счета нового значения N не изменяет текущего режима счета. Очередной отсчет числа N будет произведен при появлении фронта на входе GATE.

В режиме 2 ПТ генерирует периодический сигнал с частотой, в N раз меньшей частоты тактовых импульсов, поступающих на вход CLK (рис. А.4,в). Выходной сигнал уровня логического нуля устанавливается на последнем такте периода. Загрузка счетчика новым значением N в процессе счета приводит к изменению величины следующего периода. Сигнал на входе GATE можно использовать для внешней синхронизации ПТ, так как уровень логического нуля на входе GATE запрещает счет, устанавливая уровень логической единицы сигнала OUT, а уровень логической единицы на входе GATE начинает счет сначала.

Режим 3 отличается от режима 2 тем, что при четном значении N на выходе счетчика генерируется сигнал уровня логической единицы в течение первой половины периода и сигнал логического нуля в течение второй половины (рис. А.4,г). При нечетном N длительность сигнала высокого уровня на один такт больше, чем для сигнала уровня логического нуля.

В режиме 4 генерируется выходной сигнал уровня логической единицы длительностью N периодов тактового сигнала (рис. А.4,д). После завершения счета устанавливается выходной сигнал уровня логического нуля на один период тактовых импульсов. Перегрузка младшего байта в процессе счета не влияет на текущий счет, а загрузка старшего байта начинает новый цикл счета.

Режим 5 аналогичен режиму 4. Запуск счетчика производится фронтом сигнала на входе GATE (рис. А.4,е). Загрузка счетчика новым значением числа N в процессе счета не влияет на длительность текущего цикла, но следующий цикл счета будет соответствовать новому значению N .

Из диаграмм, приведенных на рис. А.4, видно, что реакция ПТ при изменении сигнала на входе GATE зависит от режима работы соответствующего канала. Функция сигнала, воздействующего на входе GATE для различных режимов приведены в табл. А.3.

Таблица А.3 – Функции сигнала, воздействующего на вход GATE программируемого таймера KP580BI53

Режим	Низкий уровень или срез	Фронт	Высокий уровень сигнала
0	Запрещает счет	-	Разрешает счет
1	-	Начинает счет; устанавливает низкий уровень сигнала на выходе OUT со следующего такта	-
2	Запрещает счет; устанавливает высокий уровень сигнала на выходе OUT	Начинает счет	Разрешает счет
3	-	Начинает счет	Разрешает счет
4	Запрещает счет; устанавливает высокий уровень сигнала на выходе OUT	-	Разрешает счет
5	Запрещает счет	Начинает счет	-

Чтение информации из ПТ возможно в виде показаний счетчиков и осуществляется двумя способами: путем выполнения обычной операции чтения или ввода специальной команды и последующего чтения (чтение «на лету»).

При первом способе чтения для обеспечения стабильных показателей работа счетчика должна быть приостановлена путем подачи на вход GATE логического нуля (режимы 0, 2-4) или блокированием сигналов на входе CLK.

Второй способ чтения заключается в том, что содержимое счетчика может быть считано без прерывания процесса счета посредством операции записи определенного управляющего слова. В этом слове должно быть указание на выполнение операции защелкивания ($D5=0$, $D4=0$), а значение разрядов $D7$ и $D6$ – определяет адрес соответствующего счетчика, состояние остальных разрядов – безразлично.

Содержимое счетчика при втором способе чтения извлекается в следующем порядке: операция записи «защелкивает» текущее значение счетчика; первая операция чтения извлекает содержимое младшего байта; вторая операция чтения извлекает содержимое старшего байта.

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	5
1 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНФОРМАЦИИ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ.....	6
1.1 Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи информации в электронных медицинских системах.....	6
1.2 Классификация импульсно-цифровых и цифро-импульсных преобразователей информации	9
Вопросы для самопроверки.....	11
2 ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ВИДЕ ИМПУЛЬСНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ	12
2.1 Формы представления информации и параметры электрических сигналов	12
2.2 Представление информации в виде частоты электрического сигнала	14
2.2.1 Измерение частоты пульса и частоты дыхания человека	14
2.2.2 Измерение физических и физиологических показателей генераторными датчиками с частотным выходом.....	19
2.2.3 Измерение физических и физиологических показателей резонансными системами с параметрическими датчиками	22
2.2.4 Частотно-импульсная модуляция сигналов.....	25
2.3 Представление информации в виде разности фаз гармонических сигналов и ширины электрических импульсов.....	27
2.3.1 Фазовый сдвиг между током и напряжением в цепях с реактивными элементами	27
2.3.2 Измерение фазового сдвига.....	29
2.3.3 Широтно-импульсная модуляция сигналов.....	31
2.4 Представление информации в виде количества электрических импульсов	33
2.4.1 Измерение расхода жидкости и газа, углового и линейного перемещений	33
2.4.2 Измерение интенсивности ионизирующего излучения.....	35
Вопросы для самопроверки.....	38
Список литературы к разделу 2	38
3 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В МЕДИЦИНЕ И МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКЕ.....	39
3.1 Основные параметры импульсов и импульсных последовательностей	39
3.2 Импульсная электротерапия	42
3.2.1 Электротерапия диадинамическими токами	42
3.2.2 Временная электрокардиостимуляция	44
3.2.3 Электростимуляция скелетной мускулатуры	49
3.2.4 Лечение электросном и электронаркоз	53
3.3 Импульсное управление объектами и процессами	57
3.3.1 Электропривода постоянного тока лентопротяжных механизмов самопишущих регистраторов.....	57
3.3.2 К вопросу о выборе скорости перемещения диаграммной ленты в самопишущем приборе	61
3.3.3 Электропривода двухкоординатных регистраторов.....	64
3.3.4 Электропривода регистраторов с магнитной записью информации.....	68
3.3.5 Импульсные системы регулирования температуры	70
Вопросы для самопроверки.....	74
Список литературы к разделу 3	75

4 ИМПУЛЬСНО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ	76
4.1 Сопоставление различных методов преобразования длительности импульса в цифровой код	76
4.2 Преобразование информации, представленной в частотно-импульсном виде, в цифровой код	82
4.3. Учет погрешностей вычислений при выполнении ИЦ-преобразований по частотно-импульсному закону.....	89
4.4 Снижение погрешностей ИЦ-преобразований, выполняемых классическим методом последовательного счета.....	95
4.5 Импульсно-цифровые преобразователи информации с количественно-импульсным законом преобразования.....	100
Вопросы для самопроверки.....	104
Список литературы к разделу 4	104
5 ЦИФРО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ.....	105
5.1 Формирование управляющих импульсов	105
5.2 Цифро-импульсные преобразователи с широтно-импульсным законом преобразования.....	108
5.3 Выполнение цифро-импульсных преобразований по частотно-импульсному закону	113
5.4 Инвертирование входных и выходных сигналов цифро-импульсных преобразователей	119
5.5 Цифро-импульсный преобразователь с количественно-импульсным законом преобразования.....	121
Вопросы для самопроверки.....	122
Список литературы к разделу 5	123
ПЕРЕЧЕНЬ ОПУБЛИКОВАННЫХ МАТЕРИАЛОВ	124
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Программируемый таймер типа КР580ВИ53	125



КИПЕНСКИЙ Андрей Владимирович – заместитель декана электромашиностроительного факультета Национального технического университета «ХПИ», доцент кафедры «Промышленная электроника», заведующий лабораторией биомедицинской электроники, кандидат технических наук, старший научный сотрудник. А.В. Кипенский является автором около 150 научных работ, 35 из которых авторские свидетельства и патенты на изобретения, 10 учебно-методических разработок.

Основное направление его научной деятельности – микропроцессорные системы импульсного управления и автоматического регулирования, применимые для преобразования параметров электроэнергии, автоматизации технологических процессов, медицинской диагностики и терапии. А.В. Кипенский – лауреат ВДНХ СССР (1989), Всероссийского выставочного центра (1995), конкурса научных работ, проводимого Благотворительным Фондом защиты и поддержки авторов интеллектуальной собственности им. Н.А. Куцина (1997), Изобретатель СССР (1991), член ассоциации инженеров силовой электроники.

Навчальне видання

КІПЕНСЬКИЙ Андрій Володимирович

ІМПУЛЬСНО-ЦИФРОВІ ТА ЦИФРО-ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Навчальний посібник

Російською мовою

Роботу рекомендував до видання проф. В.Т. Долбня

В авторській редакції

Комп'ютерна підготовка
оригінал-макета Є.І. Король

План 2000 р., п.54 / 43-00

Підписано до друку 14.07.2000 р. Формат 60×84 1/8. Друк – ризографія. Папір офсетний. Ум. друк. арк. 6,8. Обл.-вид. арк. 8,0. Гарнітура Times New Roman. Тираж 150 прим. Зам.

Видавничий центр НТУ «ХПІ», 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Підрозділ оперативного друку видавничого центру НТУ «ХПІ»