

Министерство образования и науки Российской Федерации
Филиал Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет»
(национальный исследовательский университет)
в г. Нижневартовске

Кафедра «Информатика»

РАБОТА ПРОВЕРЕНА

РЕЦЕНЗЕНТ

Зам. глав. Инженера АО «СИПХ»

/А.В.Колчанов

« ____ » _____ 2017 г

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ

И.о.зав.кафедрой «Информатика»

к.т.н., доцент

/ Н.И.Юмагулов

« ____ » _____ 2017 г.

Цифровой преобразователь углового перемещения

с арктангенсным постоянным запоминающим устройством

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА К ВЫПУСКНОЙ КВАЛИФИКАЦИОННОЙ РА- БОТЕ ЮУрГУ-12.03.01.2017.136 ПЗ ВКР

Консультанты

Экономическая часть

к.э.н., доцент

/А.В.Прокопьев

« ____ » _____ 2017г.

Безопасность жизнедеятельности

к.т.н., доцент

/ Н.И.Юмагулов

« ____ » _____ 2017г.

Руководитель работы

к.т.н., доцент

/ Е.В.Юрасова /

« ____ » _____ 2017 г.

Автор работы

обучающийся группы НвФл-431

/ А.Е. Батыров /

« ____ » _____ 2017г.

Нормоконтролер

старший преподаватель

/Л.Н. Буйлушкина/

« ____ » _____ 2017г.

Нижневартовск 2017

АННОТАЦИЯ

Батыров А.Е. Цифровой преобразователь углового перемещение с арктангенсным постоянным запоминающим устройством – Нижневартовск: филиал ЮУрГУ, Информатика: 2017, 132 с. 31 ил., 19 табл., б
ибблиогр. список - 44 наим., 2 прил.

Целью данной выпускного квалификационной работы является разработка микроконтроллерного варианта цифрового преобразователя перемещения и использования современной отечественной и зарубежной элементной базы.

Проведен аналитический обзор о понятии цифрового средства измерения.

Были разработаны функциональная, структурная и принципиальная схемы микроконтроллерного преобразователя перемещения и было произведено описание схемы электрической принципиальной.

Разработано метрологическое обеспечение цифрового устройства, включающее в себя – расчет погрешности измерительного канала, методика выполнения измерения, разработка методики проверки цифрового датчика.

Разработано программное обеспечение датчика.

Изм	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	<i>09.03.01.2017.136.ПЗ</i>			
Разработа		Батыров А.Е.			<i>Цифровой преобразователь углового перемещения с арктангенсным постоянным запоминающим устройством</i>	<i>Лит.</i>		
Проверил		Юмагулов Н.И.				44	2	132
Рецензент		Колчанова А.В.				Филиал ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)» в г. Нижневартовске		
Н.контр.		Буйлушкина Л.Н.				кафедра		
Утвердил		Юмагулов Н.И.				«Информатика»		

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	8
1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР.....	10
1.1 Понятие цифрового средства измерения.....	10
1.2 Обзор первичных измерительных преобразователей.....	12
1.3 Современные методы аналого-цифрового преобразования и их реализации.....	20
1.4 Обзор контроллеров.....	29
1.5 Современные разработки в области цифрового измерения.....	34
2 СХЕМА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЦИФРОВОГО ДАТЧИКА ПЕРЕМЕЩЕНИЯ.....	41
2.1 Разработка функциональной схемы.....	41
2.2 Выбор элементной базы.....	52
2.3 Описание схемы электрической принципиальной.....	66
3 МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦИФРОВОГО ДАТЧИКА.....	69
3.1 Расчет погрешности измерительного канала.....	69
3.2 Методика выполнения измерений.....	76
3.3 Методика поверки цифрового датчика.....	81
4 ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДАТЧИКА.....	99
5 ОРГАНИЗАЦИОННО-ЭКОНОМИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ.....	102
5.1 Сетевое планирование.....	102
5.2 Построение сетевого графика.....	102
5.3 Расчет параметров событий сетевого графика.....	104
5.4 Расчет параметров работ сетевого графика.....	107
6 БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ.....	115
6.1 Основные нормы безопасности на буровой.....	116
6.1.1 Освещенность.....	116

					12.03.01.2017.136.ПЗ	Лист 6
Изм.	Лист	№ докум.	Подпис	Дата		

6.1.2	Шум и вибрации.....	117
6.1.3	Электробезопасность.....	118
6.1.4	Чрезвычайные ситуации.....	119
ЗАКЛЮЧЕНИЕ		123
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК		124
ПРИЛОЖЕНИЯ		
	ПРИЛОЖЕНИЕ А. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ	129
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б. КОМПАКТ-ДИСК.....	132

ВЕДЕНИЕ

С развитием микроэлектронных технологий, вычислительной техники, с увеличением серийности выпуска цифрового измерительного оборудования цены на него, естественно, снижаются, что приводит к большей доступности и распространенности цифровых средств статических и динамических измерений, к более широкому применению сложных динамических моделей объектов исследования и процессов, использованию все более производительных алгоритмов автоматического преобразования, передачи и представления информации.

В системах автоматического контроля и управления широко применяются различные преобразователи перемещений, значительный процент из которых составляют преобразователи угловых перемещений.

Активное развитие автоматизации производственных процессов, появление робототехнических комплексов открыли очень широкую сферу применения цифровых преобразователей перемещения, а также очень широкое применение в автомобилестроении.

Цифровое измерительное устройство (далее – ЦИУ) – это средство измерений, в котором значение измеряемой физической величины представляется в виде числа, индицируемого на цифровом отсчётном устройстве, или в виде кода. ЦИУ подразделяют на цифровые измерительные приборы и цифровые измерительные преобразователи. Цифровые измерительные приборы (далее – ЦИП) являются автономными устройствами, в которых значение измеряемой величины представляется в виде числового кода на цифровом выходном интерфейсе.

Актуальность данной выпускной квалификационной работы состоит в следующем: каждый производитель стремится к уменьшению себестоимости собственной продукции. А один из главных способов уменьшить себестоимость – подобрать отдельным системам более дешевые аналоги. В данной работе рассматривается потенциальная перспектива заменить довольно дорогие элементные базы датчика перемещения, совместно российскими и зарубежными без ухудшения ка-

чества конечных деталей. Благодаря данной работе может появиться возможность уменьшить себестоимость изготовления датчиков.

Целью данной выпускной квалификационной работы является разработка микроконтроллерного варианта цифрового преобразователя перемещения с использованием современной отечественной и зарубежной элементной базы.

Для достижения цели выпускной квалификационной работы необходимо решить следующие задачи:

1. Рассмотреть: понятие цифрового средства измерения, обзор первичных измерительных преобразователей и контроллеров, современные методы аналого-цифрового преобразования и их реализации, современные разработки в области цифрового измерения.

2. Разработать функциональную схему цифрового преобразователя угла и построить принципиальную электрическую схему преобразователя угла.

3. Разработать программное обеспечение цифрового преобразователя перемещения.

4. Разработать метрологическое обеспечение цифрового преобразователя.

5. Охарактеризовать экономический эффект выпускной квалификационной работы.

6. Охарактеризовать безопасность жизнедеятельности при работе с устройством.

Объектом работы является цифровой преобразователь углового перемещения с арктангенсным постоянным запоминающим устройством.

1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

1.1 Понятие цифрового средства измерения

Цифровыми измерительными приборами называют такие, которые в соответствии со значением измеряемой величины образуют код, а затем в соответствии с кодами измеряемую величину представляют на отсчетном устройстве в цифровой форме. Цифровые средства измерений производят аналого-цифровое преобразование самостоятельно, без участия оператора. Поэтому оконечные устройства в них – это цифровые табло и индикаторы для вывода результата преобразования. Их вид и конструкция определяются эргономическими требованиями и на точность измерения не влияют. Наиболее широко используют цифровые индикаторы на основе светодиодов и жидкокристаллических индикаторов. Код может подаваться в цифровое регистрирующее устройство, вычислительную машину или другие автоматические устройства, что обусловило широкое практическое применение этих приборов в технике. Например, такие электронные аналоговые приборы, как частотомеры и фазометры, вытесняются цифровыми приборами, которые обладают относительной простотой преобразования этих параметров в кодовый сигнал.

ЦИП обладает рядом преимуществ: объективностью и удобством отсчета результата измерения; возможностью измерений с высокой точностью при полной автоматизации процесса измерения; высокой быстротой действия и чувствительностью; возможностью дистанционной передачи результатов в виде кода без потерь точности; сочетанием ЦИП с вычислительными и различными автоматическими устройствами.

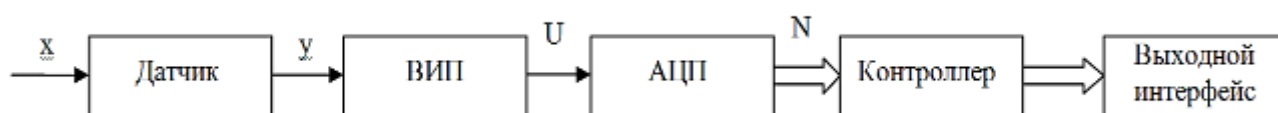
К недостаткам ЦИП относится сложность, (следовательно, малая надежность и высокая стоимость). Развитие микроэлектроники устраняют эти недостатки.

Особенно плодотворные результаты дает использование микропроцессоров, которые позволяют осуществлять, например, такие функции, как автоматическая

коррекция систематических погрешностей, диагностика неисправностей, обработка полученных данных, управление отдельными узлами ЦИП.

Принцип работы ЦИП основан на дискретном представлении непрерывных величин.

ЦИП состоит из двух обязательных узлов: аналого-цифрового преобразователя (далее – АЦП) и выходного интерфейса, в качестве которого часто используется цифровое отсчетное устройство (рисунок 1.1) АЦП выдает код в соответствии со значением измеряемой величины. Отсчетное устройство отражает это значение в цифровой форме. АЦП применяются также в измерительных, информационных управляющих и других системах и выпускаются промышленностью в качестве самостоятельных средств измерения. Обычно они имеют на выходе двоичный код и могут быть значительно быстрее действовать по сравнению с АЦП, применяемыми в ЦИП. Быстродействие же ЦИП ограничивается инерционностью зрительного восприятия. Многие ЦИП содержат предварительные аналоговые преобразователи. Их используют для изменения масштаба входной величины X или ее преобразования в другую величину $y=f(x)$, более удобную для выбранного метода кодирования.[1]



ВИП – вторичный измерительный преобразователь

Рисунок 1.1 – Общая структурная схема ЦИП

Метрологические и другие технические характеристики ЦИП определяются методом преобразования в код. В ЦИП, предназначенных для измерения электрических величин, применяются метод последовательного счета и метод поразрядного уравнивания. Соответственно, различают ЦИП последовательного счета и ЦИП поразрядного уравнивания (кодоимпульсные). В зависимости от того, какое значение величины измеряется, ЦИП делятся на приборы для измерения

мгновенного значения и приборы для измерения среднего значения за определенный промежуток времени (интегрирующие).

По роду измеряемой величины ЦИП подразделяются на вольтметры, омметры, частотомеры, фазометры, мультиметры (комбинированные), в которых предусматривается возможность измерения нескольких электрических величин и ряда параметров электрических цепей.

По области применения выделяются ЦИП лабораторные, системные и щитовые.

ЦИП устроены сложно, их функциональные части выполняются на основе элементов электронной техники, в основном это интегральные микросхемы. В современных ЦИП функциональные узлы, преобразующие аналоговые сигналы, обычно выполняются на основе микроэлектронных операционных усилителей.

Для испытаний крупных объектов, когда необходимо измерять большое число физических величин, производить обработку измерительной информации, воздействовать на объект в процессе испытаний, применяют измерительные информационные системы.[2]

1.2 Обзор первичных измерительных преобразователей перемещения

При создании сложных технических комплексов, в настоящее время, широко используются аналого-цифровые преобразователи перемещений (далее – АЦПП). АЦПП предназначены для представления аналоговой информации об измеряемых перемещениях в дискретной форме. Они применяются во многих цифровых системах управления различными объектами специальной техники. АЦПП являются измерительными преобразователями, поэтому от качества решения ими своих функциональных задач существенно зависят технические показатели систем управления, в которые они поставляют информацию, в частности их точность и быстродействие. В настоящее время известно большое количество различных типов АЦПП. Их разнообразие объясняется не только широким спектром решаемых

ими функциональных задач, но и возможностью использования различных структурных, физических и других принципов их построения.

Практика использования АЦПП выдвигает перед разработчиками ряд основных и зачастую противоречивых требований, которым должны удовлетворять первичные преобразователи. Это в первую очередь точность, надежность, помехозащищенность, быстродействие, малые габариты, технологичность.

Наиболее жесткие требования к АЦПП обусловлены необходимостью повышения их точности и одновременного уменьшения габаритных размеров, что связано в первую очередь с широким использованием преобразователей на подвижных объектах, где уменьшение габаритов и массы оборудования позволяет увеличить общий коэффициент полезного действия объекта и объема формируемой информации. Это особенно важно при работе преобразователя в ограниченных пространствах: во внутренних полостях агрегатов, двигателей, гидроцилиндров, под обшивками летательных аппаратов, в переносных устройствах, где габаритные ограничения носят решающую роль при выборе первичного преобразователя. Кроме того, снижение габаритов ведет, как правило, к уменьшению энергопотребления и материалоемкости. В то же время, уменьшение габаритно-весовых показателей не должно ухудшать метрологические характеристики преобразователей.

Значительное влияние на особенности построения и технические возможности АЦПП оказывает выбор физического принципа получения информации. Наиболее широко известны электромеханические (контактные), фотоэлектрические, электростатические (ёмкостные), электромагнитные. В основе построения АЦПП могут лежать и другие известные физические явления, например, радиоактивность, теплопроводность, однако подобные преобразователи в силу разных причин и, прежде всего, низкой разрешающей способности и критичности к внешним воздействиям не нашли широкого применения. Однако использование новых физических явлений позволит открыть дополнительные возможности. Такие возможности решаются применением исполнительных специальных устройств, работающих на пьезоэлектрическом и магнитострикционном (пьезомагнитном) эффектах.

В электромеханических преобразователях цифровой сигнал получается при помощи электрического контакта чувствительных элементов (щёток) с метками кодирующего устройства или же при замыкании контактов чувствительных элементов выступами кодирующего устройства [3]. Электромеханические преобразователи (далее – ЭМП) можно разделить на три класса: индуктивные (L-типа), в которых рабочим полем является магнитное поле; емкостные (С-типа), в которых преобразование электрической энергии в механическую и обратно осуществляется электрических полем; и индуктивно-емкостные ЭМП, в которых электромеханическое преобразование осуществляется магнитным и электрическим полями.

В индуктивном датчике перемещения в одной из конфигурации чувствительным элементом является трансформатор с подвижным сердечником. Перемещение внешнего объекта приводит к перемещению сердечника, что вызывает изменение потокосцепления между первичной и вторичной обмотками трансформатора (рисунок 1.2). Поскольку амплитуда сигнала во вторичной обмотке зависит от потокосцепления, по величине амплитуды вторичной обмотки можно судить о положении сердечника, а значит и о положении внешнего объекта.

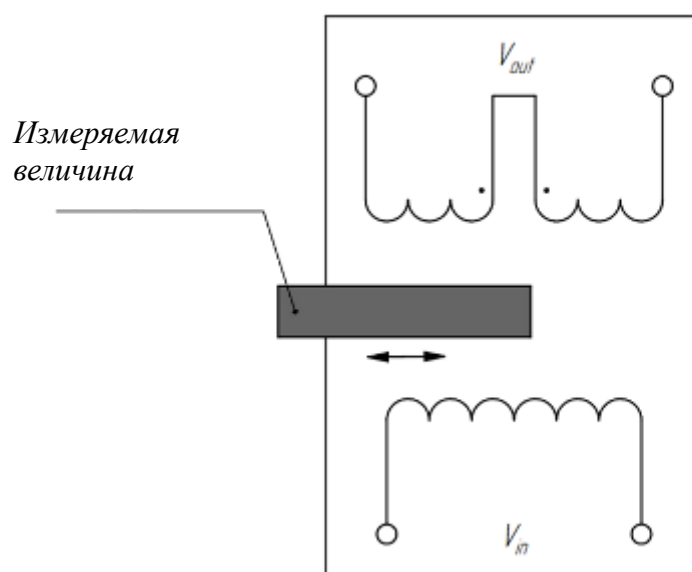


Рисунок 1.2 – Индуктивный датчик перемещения на трансформаторе

В основе работы датчиков емкостного типа лежит взаимосвязь ёмкости

конденсатора с его геометрической конфигурацией. В простейшем случае речь идёт об изменении расстояния между пластинами вследствие внешнего физического воздействия (рисунок 1.3). Поскольку ёмкость конденсатора изменяется обратно пропорционально величине зазора между пластинами, определение ёмкости при прочих известных параметрах позволяет судить о расстоянии между пластинами. Изменение ёмкости можно зафиксировать различными способами (например, измеряя его импеданс), однако в любом случае конденсатор необходимо включить в электрическую цепь.

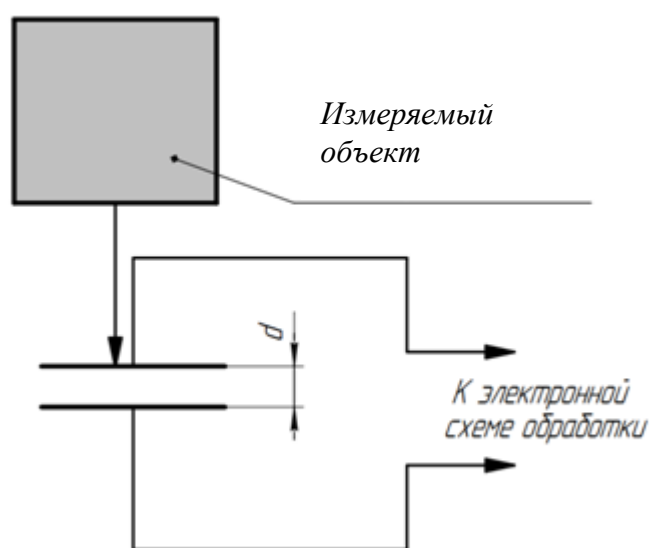
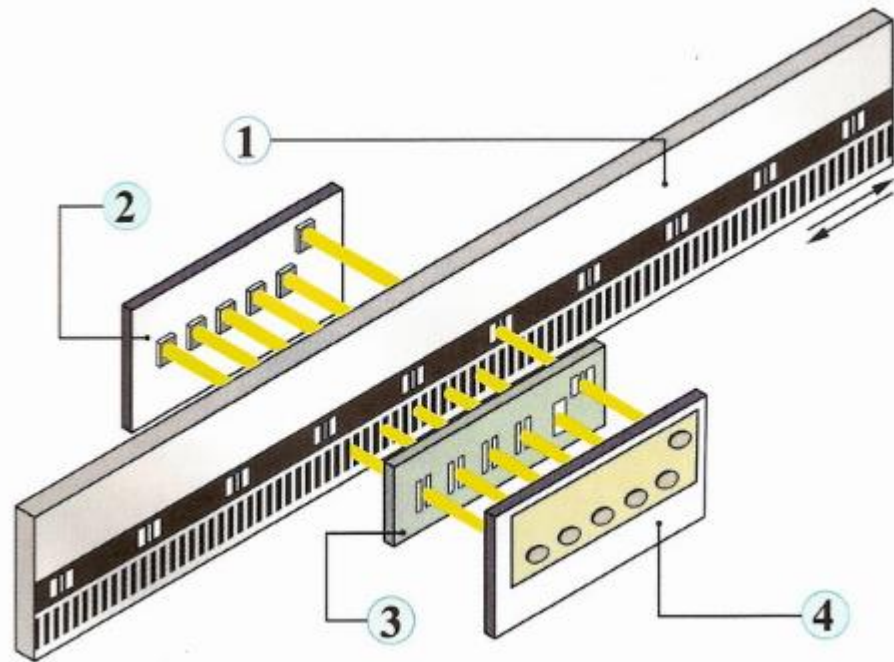


Рисунок 1.3 – Емкостной датчик линейного перемещения с изменяющейся величиной зазора

Принцип действия фотоэлектрических преобразователей основан на использовании явления фотопроводимости в полупроводниковых сенсорах.

В промежутке между излучающим элементом (светодиодом) и чувствительным элементом (фотоприемником или фоторезистором) располагается кодирующее устройство с неоднородной оптической структурой. Они имеют высокую метрологическую надёжность, они не стойки к воздействию внешних механических факторов из-за наличия стеклянных элементов. В конструкциях оптических преобразователей угловых перемещений имеются фотоприёмники и осветители с временной температурной нестабильностью вследствие чего они не приемлемы для

работы в диапазоне температур от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$, но новые возможности открываются при использовании когерентных источников излучения, голографии, лазерной техники, волоконной оптики. Вместе с тем фотоэлектрические АЦПП сложны и дороги, и требуется высокий уровень культуры производства, чтобы обеспечить массовый выпуск этих устройств.[4]



1 – считывающий узел; 2 – плата фотоприемников (кремниевые фотодиоды); 3 – растровый анализатор (платина индикаторная); 4 – плата осветителей (инфракрасные излучатели).

Рисунок 1.4 – Схема фотоэлектрического преобразователя

Преимущества электромагнитных преобразователей породили широкое многообразие их схемных и конструктивных исполнений, что зачастую затрудняет выбор при решении задач измерения и контроля перемещений. Для упрощения задачи используют различные виды классификаций.

К недостаткам большинства классификаций [5] относится стремление авторов объединить все виды преобразователей в одну классификационную структуру, что приводит с одной стороны к её чрезвычайной громоздкости, а с другой – не позволяет учесть все возможные варианты построения преобразователей.

На рисунке 1.5 предложена классификация электромагнитных датчиков, в

основу которой положена особенность конструктивного исполнения.

По назначению и решаемой задаче электромагнитные датчики перемещений можно разделить на угловые – служащие для контроля и измерения угловых перемещений, линейные и комбинированные с помощью которых можно измерять как линейные перемещения объекта, так и угловые (угол поворота).

По виду связи с контролируемым объектом все преобразователи делятся на две большие группы:

- имеющие механическую связь в виде штока, оси или троса с объектом контроля;
- без механической связи.

В свою очередь, преобразователи с механической связью подразделяются на имеющие скользящий контакт (подпружиненный шток, ось) и жёсткое крепление на объекте контроля. Вид связи определяет характер воздействия на объект и имеет важное значение для заказчиков преобразующей аппаратуры

По принципу преобразования все электромагнитные датчики делятся на индукционные, индуктивные, взаимоиндуктивные (трансформаторные) и вихретоковые. Наибольший интерес представляют взаимоиндуктивные преобразователи, отличающиеся гальванически развязанными цепями питания и измерительными цепями, большей помехоустойчивостью, лучшей линейностью выходной характеристики и более высокими метрологическими показателями. Такие преимущества вторичные измерительные преобразователи перемещения (далее – ВИПП) сделали их наиболее распространёнными среди всех электромагнитных преобразователей перемещений. В свою очередь ВИПП по конструктивному исполнению можно разделить на преобразователи с переменным зазором, не имеющие механической связи с объектом контроля [6]; преобразователи соленоидного типа, выходной сигнал которых зависит от положения штока, один конец которого жёстко крепится на объекте контроля или с помощью пружины поджимается к контролируемой поверхности и новый вид ВИПП – преобразователи с растровым сопряжением [7].

Преобразователи с переменным зазором по типу чувствительного элемента

в зависимости от технологии его исполнения можно разделить на датчики с металлокерамическим чувствительным элементом, [8] в котором питающая и измерительная обмотки выполнены путём нанесения спиральных витков катушки из токопроводящей пасты на керамические подложки, датчики с металлоплёночным чувствительным элементом, имеющим обмотки, изготовленные по технологии многослойных печатных плат и, наконец, преобразователи с проволочным чувствительным элементом обмотки которого выполнены из изолированного медного или медно-никелевого провода.

Предложенная классификация охватывает основные группы электромагнитных преобразователей перемещений и упрощает проведение сравнительного анализа различных типов преобразователей (рисунок 1.5).



Рисунок 1.5 – Классификация электромагнитных преобразователей

Принцип действия электромагнитных преобразователей с масочными шка-

лами основан на преобразовании линейного перемещения в код посредством про-

странственного кодирования.

По сравнению с преобразователями накапливающего типа масочные электромагнитные АЦПП имеют ряд положительных качеств. К ним в первую очередь следует отнести независимость результата преобразования от предыдущего положения кодовой шкалы, отсутствию возможности накопления ошибок, независимость результата от пропадания напряжения питания и сравнительную простоту, выполнения электронной схемы, обусловленную тем, что логика преобразования заложена в кодовой маске. Среди недостатков следует, прежде всего, назвать низкую разрешающую способность (8-9 разрядов) и значительную технологическую сложность изготовления кодовых масок.

Важное место в общей номенклатуре первичных преобразователей перемещений занимают взаимоиндуктивные (трансформаторные) преобразователи перемещений. Они отличаются такими достоинствами как высокая надёжность в жёстких условиях эксплуатации, относительно малый вес, широкий диапазон измеряемых перемещений, линейность функции преобразования, отсутствие гальванической связи между цепями питания и измерительными цепями, достаточно высокая точность измерений, простота в изготовлении и эксплуатации.

В настоящее время в специальной технике и, особенно, в авиационной технике для измерения перемещений широко используются трансформаторные датчики различных конструктивных исполнений, что снижает их серийноспособность, повышает цену, требует различных вторичных преобразователей. Используемые датчики имеют ряд недостатков, например, потенциометрические датчики вследствие наличия скользящего электрического контакта имеют ограниченный ресурс и низкую виброустойчивость, диапазон измерения бесконтактных трансформаторных и токовихревых датчиков линейных перемещений зависит от их массогабаритных показателей. Кроме того, все вышеперечисленные датчики имеют ограниченный диапазон рабочих температур и достаточно высокую температурную погрешность (0,01% на 1°C).

В результате возникла необходимость разработки датчиков угловых пере-

мещений с такими достоинствами как: малая температурная погрешность, высокая точность измерения, малые габаритные размеры, не зависящие от диапазона измерения.[9]

1.3 Современные методы аналого-цифрового преобразования и их реализации

В настоящее время широкое применение получили аналого-цифровые преобразователи, реализуемые в базисе большой интегральной схемы, в том числе АЦП двоичного поразрядного уравнивания, которые составляют приблизительно 80% всего объема выпуска, интегрирующие – 15%, параллельного сравнения, со сравнением и вычитанием – 5% [10]. Однако, как показал анализ указанных выше типов АЦП, они не обеспечивают необходимой совокупности качеств системной и проблемной ориентации: не гарантируют оптимального соотношения по точности и быстродействию; наиболее технологичные и широко применяемые АЦП двоичного поразрядного уравнивания не реализуют потенциального быстродействия используемой элементной базы. Сложившаяся ситуация, во многом вызвана механическим переносом основных традиционных принципов построения «приборных» АЦП на многоканальные АЦП системного применения, а также копированием и массовым воспроизводством одних и тех же интегральных АЦП фирмами и предприятиями различных стран. Поэтому разработка методов построения новых и усовершенствованных системных проблемно-ориентированных АЦП является актуальной задачей. Основные направления создания современных АЦП состоят в следующем:

Первое направление развития структур АЦП заключается в ускоренном развитии устройств параллельных измерений. Параллелизм в измерениях является собирательным понятием и подразумевает все формы одновременной обработки. Параллельные архитектуры станут в ближайшем будущем преобладающими.

По мнению ряда специалистов, появление и внедрение параллельных архитектур

вызвало кардинальные изменения в технике обработки информации. Параллельные архитектуры обеспечивают достижение большой производительности при низких ценах и образуют модульные расширяемые системы. Среди различных типов параллельных архитектур перспективным является переход к параллельной архитектуре на основе потока данных (потокковая архитектура), эффективно использующей присущий измерениям параллелизм. Главным достоинством потокковой динамической архитектуры является то, что все измерительные ресурсы при наличии входных сигналов находятся в рабочем состоянии и осуществляют преобразования, благодаря чему максимальное количество измерений выполняется параллельно.

Второе направление заключается в построении адаптивных логистических цепей поставок. Существующие логические цепи поставок имеют статическую архитектуру, которая исключает любое изменение соединений между элементами или функциональными блоками (такие АЦП получили название АЦП с фиксированными связями). В архитектурах с фиксированными связями топология определяется во время разработки. Такие системы обеспечивают быстрое преобразование, обладают минимальным объемом аппаратурно-программного обеспечения, но имеют жесткие ограничения на параметры измеряемых сигналов и пропускную способность. Возрастание интенсивности поступающей информации, ее избыточность привели к появлению адаптивных АЦП [11], подстраиваемых под характеристики входного потока, оптимизирующих пропускную способность или метрологические характеристики. При этом более 90% получаемой и обрабатываемой информации является избыточной с точки зрения ее ценности для потребителя. Сокращение избыточности измерительной информации дает возможность существенно повысить производительность измерительных устройств, сократить стоимость АЦП и улучшить метрологические характеристики.

Следующее, третье, направление развития заключается в интеллектуализации измерительной техники. Интеллектуальные АЦП обеспечивают максимальную степень автоматизации измерений за счет наиболее гибкого осмысленного машинного учета всей суммы априорных данных об измерениях и

шумовых процессах, а также данных о технических возможностях АЦП. Методы и средства искусственного интеллекта позволяют значительно облегчить работу человека с АЦП за счет резкого упрощения интерфейса, а также обладают свойством, ассоциируемым с «разумностью» [12] (способностью к обучению, логическому рассуждению и решению проблем), которое обеспечит восприятие и переработку измерительной и служебной информации не только на количественном, но и на качественном уровне, широкое использование методов обучения и самообучения, а также методов аналогий, процедур принятия решений, прогнозирования и возможности анализа цепочек причинно-следственных связей. АЦП смогут сами синтезировать программное обеспечение на основе формулировки задач пользователя в любой форме. Именно эти возможности и способность АЦП оценивать ситуации, делать выводы и принимать решения определяются термином «интеллектуальные».

Четвертое направление связано с переходом к структурам магистрально-модульного типа на базе вычислительной системы. С появлением концепции вычислительной системы [13] начались усиленные разработки сетевых структур измерительных устройств и систем. Большое внимание специалистов в настоящее время привлечено к разработке современным промышленным интерфейсам. FOUNDATION Fieldbus является открытым стандартом для сетевого ввода, вывода и управления технологическими процессами устройства, которая, при настройке, может работать независимо от компьютерной системы. Fieldbus может работать независимо от компьютерной системы, так как устройства, называемые Link Masters (например, FP-3000) имеют возможность обработки и способны контролировать шину. Есть также основные устройства, которые не могут контролировать шину, но обеспечивают ввод, вывод, и/или дополнительные функциональные возможности, такие как PID или выражение выполнения блока [14].

С другой стороны существует [15] классификация АЦП по критериям общих технологий, схемотехнике и методам преобразования, близкими точностными, динамическими или эксплуатационными параметрами, причем эти группы могут пересекаться, то есть включать общие элементы.

Классификация по методам преобразования АЦП, выпускаемых в виде интегральных микросхем (далее – ИМС), представлена на рисунке 1.6.



Рисунок 1.6 – Классификация АЦП по методам преобразования

По быстродействию АЦП в настоящее время можно разделить на следующие группы в зависимости от максимальной частоты преобразования (выборки) $f_{s.макс}$:

- АЦП постоянного тока с $f_{s.макс} < 10$ кГц;
- АЦП среднего быстродействия с $f_{s.макс} = 10 \dots 5000$ кГц;
- скоростные АЦП с $f_{s.макс} = 5 \dots 200$ МГц;
- сверхскоростные АЦП с $f_{s.макс} \gg 200$ МГц.

Точность современных моделей АЦП определяется преимущественно разрядностью. Можно определить следующие градации:

- АЦП низкой точности – 8 разрядов и менее;
- АЦП средней точности – 10-13 разрядов;
- АЦП высокой точности – 14 разрядов и более.

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков. Во-первых, нелинейность переходной статической характеристики операционного усилителя, на котором выполняют интегратор, заметным образом сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения. Для уменьшения влияния этого фактора АЦП изготавливают многотактными. Например, 13-разрядный AD7550 выполняет преобразование в четыре такта. Другим

недостатком этих АЦП является то обстоятельство, что интегрирование входного сигнала занимает в цикле преобразования только приблизительно третью часть. Две трети цикла преобразователь не принимает входной сигнал. Это ухудшает помехоподавляющие свойства интегрирующего АЦП. В-третьих, АЦП многотактного интегрирования должен быть снабжен довольно большим количеством внешних резисторов и конденсаторов с высококачественным диэлектриком, что значительно увеличивает место, занимаемое преобразователем на плате и, как следствие, усиливает влияние помех.

Эти недостатки во многом устранены в конструкции сигма-дельта АЦП (в ранней литературе эти преобразователи назывались АЦП с уравниванием или балансом зарядов). Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: сумматора (обозначение операции – S) и интегратора (обозначение операции – D). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а, следовательно, увеличить разрешающую способность – это усреднение результатов измерения на большом интервале времени.

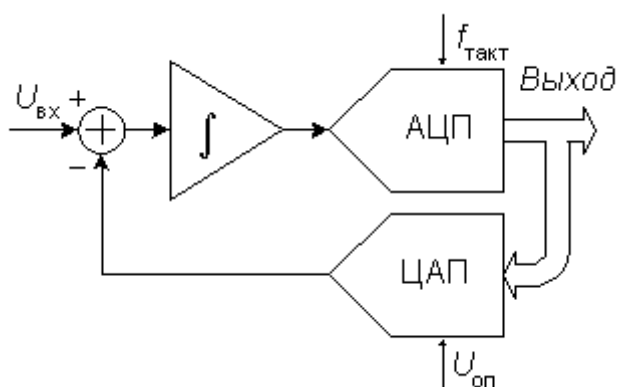


Рисунок 1.7 – Структурная схема сигма-дельта модулятора

Основные узлы АЦП – это сигма-дельта модулятор и цифровой фильтр. Схема n-разрядного сигма-дельта модулятора первого порядка приведена на рисунке 1.7. Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $U_{вх}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы.

Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот.

Порядок модулятора определяется численностью интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта модуляторы N -го порядка содержат N сумматоров и N интеграторов и обеспечивают большее соотношение сигнал/шум при той же частоте отсчетов, чем модуляторы первого порядка. Примерами сигма-дельта модуляторов высокого порядка являются одноканальный AD7720 седьмого порядка и двухканальный ADMOD79 пятого порядка.

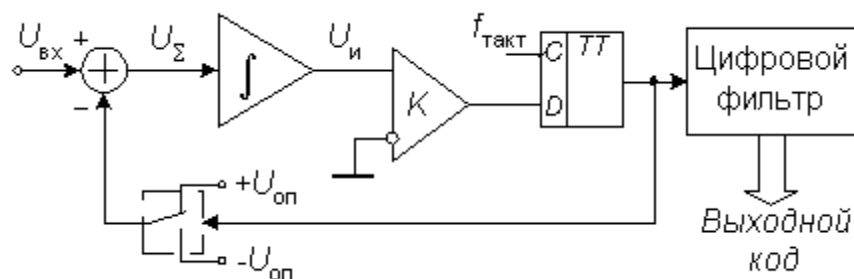


Рисунок 1.8 – Структурная схема сигма-дельта АЦП

Наиболее широко в составе ИМС используются однобитные сигма-дельта модуляторы, в которых в качестве АЦП используется компаратор, а в качестве ЦАП – аналоговый коммутатор (рисунок 1.8). Пусть постоянная времени интегрирования интегратора численно равна периоду тактовых импульсов. В нулевом периоде выходное напряжение интегратора сбрасывается в нуль. На выходе ЦАП также устанавливается нулевое напряжение.

В тактовые периоды 2 и 7 состояния системы идентичны, так как при неизменном входном сигнале $U_{вх}=0,6$. В цикл работы занимает пять тактовых периодов. Усреднение выходного сигнала ЦАП за цикл действительно дает величину напряжения 0,6 В: $(1-1+1+1+1)/5=0,6$.

Для формирования выходного кода такого преобразователя необходимо каким-либо образом преобразовать последовательность бит на выходе компаратора в виде унитарного кода в последовательный или параллельный двоичный позици-

онный код. В простейшем случае это можно сделать с помощью двоичного счетчика. Возьмем в нашем примере 4-разрядный счетчик.

Подсчет бит на выходе компаратора за 16-ти тактный цикл дает число 13. Очевидно, что при $U_{ex}=1$ В на выходе компаратора всегда будет единица, что дает за цикл число 16, то есть переполнение счетчика. Напротив, при $U_{ex}=-1$ В на выходе компаратора всегда будет нуль, что дает равное нулю содержимое счетчика в конце цикла. В случае если $U_{ex}=0$ то, результат счета за цикл составит 8_{10} или 1000_2 . Это значит, что выходное число АЦП представляется в смещенном коде. В рассмотренном примере верхняя граница полной шкалы составит 1111_2 или $+7_{10}$, а нижняя - 0000_2 или -8_{10} . При $U_{ex}=0,6$ В, как это видно из левой половины табл. 2, содержимое счетчика составит 1310 в смещенном коде, что соответствует +5. Учитывая, что +8 соответствует $U_{ex}=1$ В, найдем: $5 \cdot 1/8 = 0,625 > 0,6$ В.

При использовании двоичного счетчика в качестве преобразователя потока битов, поступающих с выхода компаратора, необходимо выделять фиксированный цикл преобразования, длительность которого равна произведению $K_{сч} f_{такт}$. После его окончания должно производиться считывание результата, например, с помощью регистра-защелки и обнуление счетчика. В этом случае с точки зрения помехоподавляющих свойств сигма-дельта АЦП близки к АЦП многотактного интегрирования. Более эффективно с этой точки зрения применение в сигма-дельта АЦП цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов.

В сигма-дельта АЦП обычно применяются цифровые фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (далее – АЧХ) вида $(\sin x/x)^3$. Передаточная функция такого фильтра в z-области определяется выражением

$$W(z) = \left[\frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})} \right]^3, \quad (1)$$

где M – целое число, которое задается программно и равно отношению тактовой частоты модулятора к частоте отсчетов фильтра. (Частота отсчетов - это частота, с которой обновляются данные). Например, для АЦП AD7714 это число может при-

нимать значения от 19 до 4000. В частотной области модуль передаточной функции фильтра

$$H(f) = \left[\frac{\sin(M\pi f / f_{ТАКТ})}{M \sin(\pi f / f_{ТАКТ})} \right]^3 \quad (2)$$

На рисунке 1.9 приведен график АЧХ цифрового фильтра, построенной согласно выражению при $f_{такт}=38,4$ кГц и $M=192$, что дает значение частоты отсчетов, совпадающей с первой частотой режекции фильтра АЦП, $f_{отсч}=50$ Гц. Сравнение этой АЧХ с АЧХ коэффициента подавления помех АЦП с двухкратным интегрированием показывает значительно лучшие помехоподавляющие свойства сигма-дельта АЦП.

В то же время применение цифрового фильтра нижних частот в составе сигма-дельта АЦП вместо счетчика вызывает переходные процессы при изменении входного напряжения. Время установления цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов, как следует из их названия, конечно и составляет для фильтра вида $(\sin x/x)^3$ четыре периода частоты отсчетов, а при начальном обнулении фильтра – три периода. Это снижает быстродействие систем сбора данных на основе сигма-дельта АЦП. Поэтому выпускаются ИМС AD7730 и AD7731, оснащенные сложным цифровым фильтром, обеспечивающие переключение каналов со временем установления 1 мс при сохранении эффективной разрядности не ниже 13 бит (так называемый Fast-Step режим). Обычно цифровой фильтр изготавливается на том же кристалле, что и модулятор, но иногда они выпускаются в виде двух отдельных ИМС (например, AD1555 – модулятор четвертого порядка и AD1556 - цифровой фильтр).

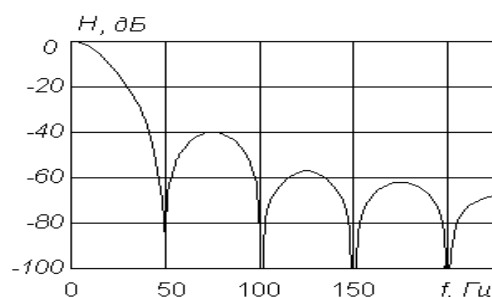


Рисунок 1.9 – Амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра
сигма-дельта АЦП

Сравнение сигма-дельта АЦП с АЦП многотактного интегрирования показывает значительные преимущества первых. Прежде всего, линейность характеристики преобразования сигма-дельта АЦП выше, чем у АЦП многотактного интегрирования равной стоимости. Это объясняется тем, что интегратор сигма-дельта АЦП работает в значительно более узком динамическом диапазоне, и нелинейность переходной характеристики усилителя, на котором построен интегратор, сказывается значительно меньше. Емкость конденсатора интегратора у сигма-дельта АЦП значительно меньше (десятки пикофарад), так что этот конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле ИМС. Как следствие, сигма-дельта АЦП практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень шумов. В результате, например, 24-разрядный сигма-дельта АЦП AD7714 изготавливается в виде однокристалльной ИМС в 24-выводном корпусе, потребляет 3 мВт мощности и стоит примерно 14 долларов США, а 18-разрядный АЦП восьмитактного интегрирования HI-7159 потребляет 75 мВт и стоит около 30 долларов. К тому же сигма-дельта АЦП начинает давать правильный результат через 3-4 отсчета после скачкообразного изменения входного сигнала, что при величине первой частоты режекции, равной 50 Гц, и 20-разрядном разрешении составляет 60-80 мс, а минимальное время преобразования АЦП HI-7159 для 18-разрядного разрешения и той же частоты режекции составляет 140 мс. В настоящее время ряд ведущих по аналого-цифровым ИМС фирм, такие как Analog Devices и Burr-Brown, прекратили производство АЦП многотактного интегрирования, полностью перейдя в области АЦ-преобразования высокого разрешения на сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП высокого разрешения имеют развитую цифровую часть, включающую микроконтроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего процессора.[16]

Если в структуре АЦП прямого взвешивания компараторы заменить линейными усилителями, а выходные напряжения каждого сравнивать с помощью ряда компараторов с несколькими опорными напряжениями, можно увеличить входной импеданс. Правда, при этом число компараторов и логических вентилях в схеме декодирования не уменьшится.

Hewlett-Packard запатентовала новый метод, названный аналоговым декодированием, теоретически позволяющий для N-разрядного АЦП использовать только N компараторов, защелок и логических элементов XOR .

В основе метода лежит использование аналоговых схем декодирования, работающих на нескольких уровнях, в отличие от обычных компараторов, работающих на одном.

1.4 Обзор контроллеров

Все микроконтроллеры можно условно разделить на 3 класса в соответствии с их разрядностью:

- 8-разрядные;
- 16-разрядные;
- 32-разрядные.

8-разрядные микроконтроллеры имеют относительно низкую производительность, которая вполне достаточна для решения широкого круга задач управления различными объектами. Это простые и дешевые микроконтроллеры, ориентированные на использование в относительно несложных устройствах массового выпуска. Основными областями их применения являются бытовая и измерительная техника, промышленная автоматика, автомобильная электроника, теле-, видео- и аудиоаппаратура, средства связи. Для этих микроконтроллеров характерна реализация Гарвардской архитектуры, где используется отдельная память для хранения программ и данных. Внутренняя память программ обычно имеет объем от нескольких единиц до десятков килобайт. Для хранения данных используется регистровый блок, организованный в виде нескольких регистровых банков, или внутреннее

ОЗУ. Объем внутренней памяти данных составляет от нескольких десятков байт до нескольких килобайт. Ряд микроконтроллеров этой группы позволяет, в случае необходимости, дополнительно подключать внешнюю память команд и данных, объемом до 64...256 килобайт. Микроконтроллеры этой группы обычно выполняют относительно небольшой набор команд (30-100), использующих наиболее простые способы адресации. Такие микроконтроллеры обеспечивают выполнение большинства команд за один такт машинного времени.

16-разрядные микроконтроллеры во многих случаях являются усовершенствованной модификацией своих 8-разрядных прототипов. Они характеризуются не только увеличенной разрядностью обрабатываемых данных, но и расширенной системой команд и способов адресации, увеличенным набором регистров и объемом адресуемой памяти, а также рядом других дополнительных возможностей. Обычно эти микроконтроллеры позволяют расширить объем памяти программ и данных до нескольких мегабайт путем подключения внешних микросхем памяти. Во многих случаях реализуется их программная совместимость с более младшими 8-разрядными моделями. Основная сфера применения таких микроконтроллеров – сложная промышленная автоматика, телекоммуникационная аппаратура, медицинская и измерительная техника.

32-разрядные микроконтроллеры содержат высокопроизводительный процессор, соответствующий по своим возможностям младшим моделям микропроцессоров общего назначения. В ряде случаев процессор, используемый в этих микроконтроллерах, аналогичен CISC- или RISC-процессорам, которые выпускаются или выпускались ранее в качестве микропроцессоров общего назначения. Например, в 32-разрядных микроконтроллерах компании Intel используется процессор i386, в микроконтроллерах компании Motorola широко применяется процессор 68020, в ряде других микроконтроллеров в качестве процессорного ядра служат RISC-процессоры типа PowerPC. На базе данных процессоров были реализованы различные модели персональных компьютеров. Введение этих процессоров в состав микроконтроллеров позволяет использовать в соответствующих системах управления огромный объем прикладного и системного программного обеспече-

ния, созданный ранее для соответствующих персональных компьютеров. Кроме 32-разрядного процессора на кристалле микроконтроллера размещается внутренняя память команд емкостью до десятков килобайт, память данных емкостью до нескольких килобайт, а также сложно-функциональные периферийные устройства – таймерный процессор, коммуникационный процессор, модуль последовательного обмена и ряд других. Микроконтроллеры работают с внешней памятью объемом от 16 Мбайт и выше. Они находят широкое применение в системах управления сложными объектами промышленной автоматики (двигатели, робототехнические устройства, средства комплексной автоматизации производства), в контрольно-измерительной аппаратуре и телекоммуникационном оборудовании. Во внутренней структуре этих микроконтроллеров реализуется Принстонская или Гарвардская архитектура. Входящие в их состав процессоры могут иметь CISC- или RISC-архитектуру, а некоторые из них содержат несколько исполнительных конвейеров, образующих супер скалярную структуру.

Цифровые сигнальные процессоры (далее – ЦСП, DSP) представляют особый класс специализированных микропроцессоров, ориентированных на цифровую обработку поступающих аналоговых сигналов. Специфической особенностью алгоритмов обработки аналоговых сигналов является необходимость последовательного выполнения ряда команд умножения-сложения с накоплением промежуточного результата в регистре-аккумуляторе. Поэтому архитектура ЦСП ориентирована на реализацию быстрого выполнения операций такого рода. Набор команд этих процессоров содержит специальные команды MAC (Multiplication with Accumulation), реализующие эти операции. Значения поступившего аналогового сигнала может быть представлено в виде числа с фиксированной или с «плавающей» точкой. В соответствии с этим ЦСП делятся на процессоры, обрабатывающие числа с фиксированной или плавающей точкой. Более простые и дешевые ЦСП с фиксированной точкой обычно обрабатывают 16-разрядные операнды, представленные в виде правильной дроби. Однако ограниченная разрядность в ряде случаев не позволяет обеспечить необходимую точность преобразования. Поэтому в ЦСП с фиксированной точкой, выпускаемых компанией Motorola, принято 24-разрядное

представление операндов. Наиболее высокая точность обработки обеспечивается в случае представления данных в формате с «плавающей» точкой. В ЦСП, обрабатывающих данные с «плавающей» точкой, обычно используется 32-разрядный формат их представления. Для повышения производительности при выполнении специфических операций обработки сигналов в большинстве ЦСП реализуется Гарвардская архитектура с использованием нескольких шин для передачи адресов, команд и данных. В ряде ЦСП нашли применение также некоторые черты VLIW-архитектуры: совмещение в одной команде нескольких операций, обеспечивающих обработку имеющихся данных и одновременную загрузку в исполнительный конвейер новых данных для последующей обработки.

При проектировании цифровой системы необходимо осуществить правильный выбор микроконтроллера. Основная цель – выбрать наименее дорогой микроконтроллер (чтобы снизить общую стоимость системы), но в то же время удовлетворяющий спецификации системы, то есть требованиям по производительности, надежности, условиям применения.

Основными критериями выбора микроконтроллера являются:

- пригодность для прикладной системы, может ли она быть сделана на однокристалльном микроконтроллере или ее можно реализовать на основе какой-либо специализированной микросхемы;
- имеет ли микроконтроллер требуемое число контактов, портов ввода-вывода, поскольку в случае их недостатка он не сможет выполнить работу, а в случае избытка цена будет слишком высокой;
- имеет ли микроконтроллер все требуемые периферийные устройства, такие как аналого-цифровой, цифро-аналоговый преобразователи, интерфейсы связи. Современные интерфейсы связи контроллеров: Usart, hart, I2C, USB, Ethernet, СЕС (HDMI);
- имеет ли микроконтроллер другие периферийные устройства, которые не потребуются в системе (это зачастую увеличивает стоимость микроконтроллера);

– обеспечивает ли ядро микроконтроллера необходимую производительность, то есть вычислительную мощность, позволяющую обрабатывать системные запросы в течение всей жизни системы на выбранном прикладном языке;

– выделено ли в бюджете проекта достаточно средств, чтобы позволить себе использовать данный микроконтроллер. Для ответа на этот вопрос, обычно требуются расценки поставщика. Если данный микроконтроллер не приемлем для проекта, все остальные вопросы становятся несущественными, и разработчик должен начать поиски другого микроконтроллера;

– доступность: существует ли устройство в достаточных количествах; производится ли оно сейчас; поддержка разработчика; ассемблеры; компиляторы; средства отладки; внутрисхемные эмуляторы; информационная поддержка; надежность фирмы производителя.

Чтобы заставить микроконтроллер выполнять то, что от него требуется, нужно написать программу для него. Это можно делать на разных языках программирования, но чаще всего используются ассемблер и Си. В результате получается выходной файл с шестнадцатеричным кодом (наиболее распространенный стандарт intel-hex с расширением .hex), который и загружается в микроконтроллер.

Вся информация (электрические параметры, габариты, особенности программирования) о микроконтроллерах находится в специальных документах – руководствах по использованию (Data Sheet), которые являются своеобразными подробными руководствами для применения микросхем и других электронных приборов. Руководства по использованию обычно можно бесплатно загружать с сайтов производителей, или со специализированных сайтов.

Для уменьшения количества ошибок в программах существуют так называемые примеры использования (Application Note). Эти документы создают производители микроконтроллеров. В них описывается практическое применение микроконтроллеров, приведены схемы устройств, полные тексты или части кода программ, описание работы устройства.

Перед тем как загрузить программу в микроконтроллер, можно промоделировать ее работу на компьютере, для этого существуют различные симуляторы и

эмуляторы. В этих программах инженеры рисуют схему устройства, указывают пути к файлам кода программы и анализируют работу устройства. Если что-то не так, корректируется код программы. Такое виртуальное моделирование значительно ускоряет и облегчает процесс написания программ.

В некоторых компиляторах присутствуют отладчики (Debugger), в которых все не так наглядно, но зато найти ошибки в программе гораздо проще. Эти возможности комбинируются в разных средствах разработки.

Отладчики можно разделить на:

- симуляторы;
- эмуляторы.

Симуляторы – совокупность программных средств, моделирующих работу других программ или их отдельных частей.

Эмуляторы – совокупность программных и аппаратных средств, позволяющих воспроизвести работу других программ или их отдельных частей.[17]

1.5 Современные разработки в области цифрового измерения

В статье [18] выполнен обзор разработанной микросхемы обработки сигнала с синусно-косинусных датчиков положения высокого разрешения. Работа выполнялась с целью обеспечить разработчиков аппаратуры отечественной микросхемой преобразователя для замены существующих импортных аналогов. Микросхема обеспечивает обработку сигналов с различных датчиков положения, таких как магниторезисторы, элементы Холла, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (далее – СКВТ), линейные дифференциальные трансформаторы, законченные синусно-косинусные энкодеры, сенсорные системы на основе оптических элементов. Микросхема обеспечивает разрешение преобразования до 16 бит на один период входного сигнала при скорости преобразования 500 нс. Для обеспечения постоянства времени преобразования угол-код в независимости от коэффициента децимации в разработанной системе используется интерполяция гармонического сигнала после его прореживания на фильтре-дециматоре. Для сопряже-

ния с трансформаторными датчиками микросхема включает встроенный программируемый синтезатор синусоидального сигнала возбуждения первичной обмотки на основе прямого цифрового синтеза и блок квадратурной демодуляции сигнала с вторичных обмоток датчика. В статье описана архитектура, приведены технические характеристики и результаты моделирования микросхемы. Приведен анализ решений преобразователей угол-код и обоснован выбор архитектуры разработанной микросхемы на основе цифрового следящего преобразователя. Показано что по характеристикам разработанная микросхема превосходит существующие серийно выпускаемые отечественные и зарубежные аналоги. Приведены результаты моделирования зависимости ошибки преобразования примененного следящего преобразователя от амплитуды входного сигнала. Описаны примененные алгоритмы коррекции разбаланса амплитуд и фазового сдвига входных сигналов. Показан результат моделирования их работы. Показано что примененные алгоритмы позволяют скорректировать рассогласование входных синусно-косинусных сигналов по амплитуде и по фазовому сдвигу для обеспечения минимальной ошибки преобразования. Приведены пределы работы схемы коррекции температурной зависимости напряжения смещения входных сигналов по показаниям интегрированного температурного датчика. Для разработанного преобразователя достигнута точность преобразования в 0,017 градусов при токе потребления 48 мА и времени преобразования 500 нс. Показано что использование интерполяции отсчетов АЦП с целью повышения частоты выборок практически не влияет на ошибку преобразования следящего преобразователя.

Данная статья [19] посвящена описанию микросхемы преобразователя угол–код, разрабатываемой российской компанией ЗАО «ПКК Миландр» и предназначенной для обработки сигналов индуктивных датчиков типа и аналогичных индуктивных датчиков угловых и линейных перемещений. Микросхема также способна обрабатывать сигналы ёмкостных датчиков, конструктивно выполненных по идеологии СКВТ. В статье приведены основные характеристики микросхемы и результаты сравнения её с зарубежными аналогами. Рабочее название проекта – микросхемы RDS-M.

Микросхема содержит два функционально независимых канала обработки входных сигналов, два выходных канала сигналов для организации питания датчиков и устройство управления, позволяющее задать конфигурацию работы ИС и режимы пост-обработки результатов измерения (таблица 1.1). Имеется встроенный генератор тактовой частоты и источник опорных напряжений (рисунок 1.10).

Таблица 1.1 – Основные характеристики микросхемы RDS-M

Технология изготовления	КНИ 180 нм
Напряжение питания, В	3,0...5,5
Потребляемый ток, мА	Не более 30
Частота напряжения питания датчиков (опорная частота), Гц	0...30000
Максимальная скорость вращения датчиков	Не более 30% опорной частоты
Разрядность определения угла, бит	16
Диапазон входных напряжений, В	0...3,0
Импеданс аналоговых входов, МОм	Не менее 1,0

Интерфейс пользователя реализован с помощью контроллера последовательного интерфейса SPI. На входе микросхемы установлены масштабирующие усилители и АЦП. Алгоритм работы преобразования угол-код реализован полностью в цифровой форме на автомате следящего типа. Функциональная реализация алгоритма преобразования угол-код описана в одной из статей журнала «Современная электроника». Микросхема может быть сконфигурирована для обработки сигналов:

- двух независимых датчиков типа СКВТ или датчиков линейных перемещений;
- одного 2-отсчётного датчика СКВТ;
- одного сельсина.

Сигналы с СКВТ поступают на масштабные усилители. Микросхема может быть запрограммирована и для работы в обход этих усилителей, а пользователь может использовать собственную схему для подключения датчиков других типов.

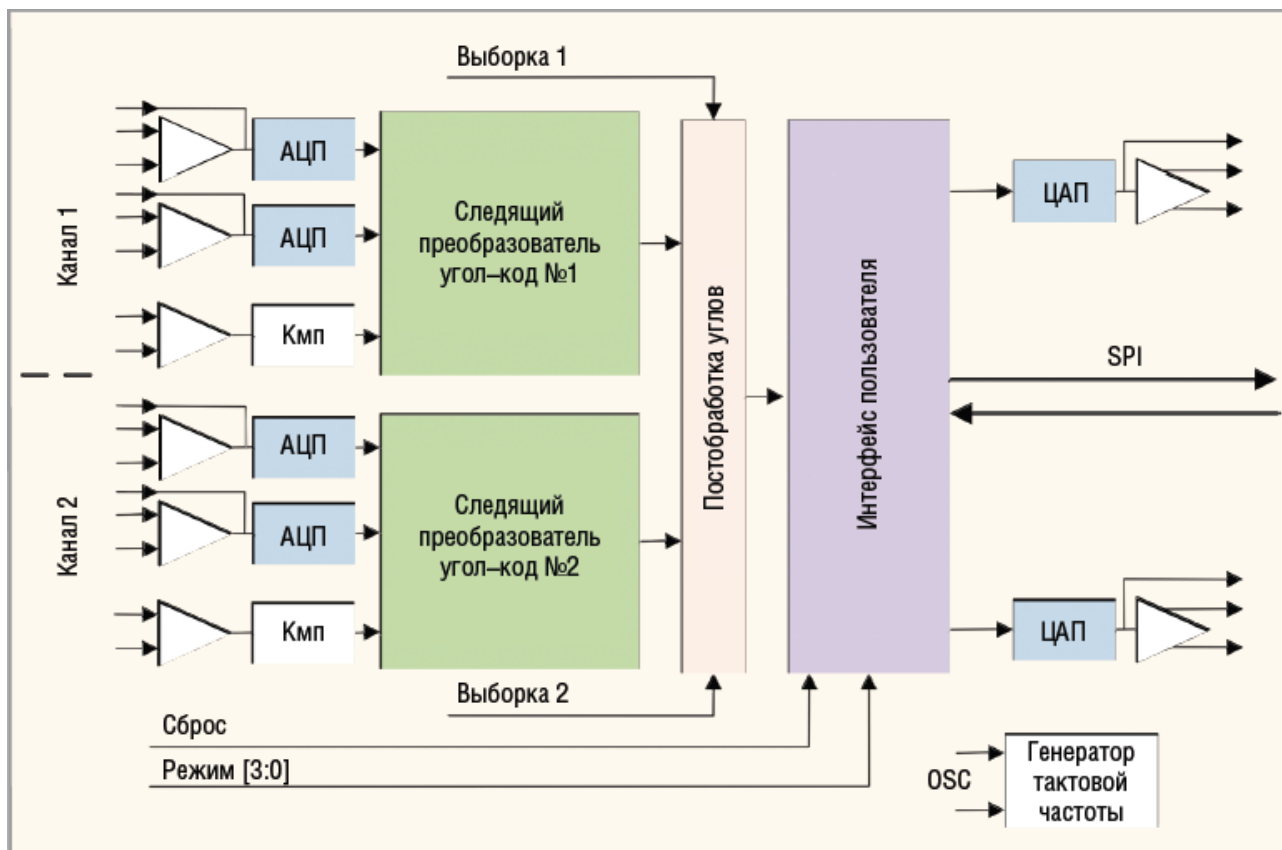


Рисунок 1.10 – Структурная схема ИС преобразователя угол-код RDS-M

Микросхема содержит два генератора сигналов синусоидальной формы для питания СКВТ. Частоты генераторов можно устанавливать независимо. Для усиления мощности сигнала генераторов, в большинстве случаев, требуются внешние усилители. Питание СКВТ/сельсинов может осуществляться как от встроенного в ИС, так и от внешнего генератора, при этом производится восстановление фазы питающего сигнала в приёмном тракте ИС.

В контуре вычисления угла микросхемы предусмотрена возможность компенсации дисбаланса входного квадратурного сигнала по амплитуде и по неортогональности в пределах $\pm 10\%$ и ± 5 градусов, соответственно. Ввиду специфики алгоритма обработки сигнала – астатизм второго порядка, ошибка слежения по скорости равна нулю. Таким образом, пользователь может произвести настройку ИС для компенсации основных погрешностей подключённого датчика СКВТ и внешней схемы, что позволяет значительно повысить точность преобразования.

Выход микросхемы – текущие значения угла и угловой скорости по каждому из каналов. Разрядность выходных данных настраивается пользователем,

а их вывод может осуществляться по SPI или через эмуляцию сигналов оптического энкодера. Предусмотрено внешнее тактирование ИС и широкие возможности по диагностике правильного подключения датчика. Также приняты меры защиты от случайных сбоев, повышающие общую надёжность микросхемы.

Учитывая важность и широкую применяемость преобразователей угол–код в различных системах управления (от морской и наземной техники до космических аппаратов), в мире выпускается широкая номенклатура микросхем для обработки сигналов угол-код и модулей на их основе. Для сравнения взяты лучшие образцы (таблица 1.2): RD-19220 и RD-19230, производимые Data Device Corporation, AD2S1200 и AD2S1210 от Analog Devices и ACT5028 от Aeroflex.

Таблица 1.2 – Сравнение характеристик микросхемы RDS-M с зарубежными аналогами

Параметр	RDS-M ЗАО «ПКК Миландр», Россия	RD-19230 DDC, США	AD2S1210 Analog Devices, США	ACT5028 AeroFlex, США
Питание, В	Однополярное, 3,0...5,5	Двухполярное, ±5	Однополярное, 4,75...5,25	Однополярное, 4,5...5,5
Ток потребления, мА	40	25	35	20
Опорная частота, Гц	0...30000	0...10000	3000...20000	45...30000
Максимальная скорость вращения, об/с	5000	1152	3125	1024
Максимальная точность, бит	16	16	16	16
Полоса пропускания сигнала, Гц	25...6400	300...1200	125...6500	2...7500
Способ реализации алгоритма	Цифровой	Аналоговый	Цифровой	Аналоговый

По основным параметрам микросхема RDS-M, разрабатываемая ЗАО «ПКК Миландр», не уступает лучшим зарубежным аналогам и позволяет реализовать на её основе преобразователи угол-код, соответствующие современным требованиям.

В статье [20] рассматриваются проблемы измерения отклонений от прямолинейности. В соответствии с современными представлениями качество поверхностного слоя является сложным комплексным понятием и определяется двумя

группами характеристик: физико-химическими и геометрическими. Известен шаговый метод измерения прямолинейности поверхности, использующий фотоэлектрический автоколлиматор, позволяющий определять прямолинейность поверхности по углам наклона зеркала, установленного на опоре с известной базовой длиной. В статье рассматривается метод измерения отклонения от прямолинейности поверхности при использовании лазерного измерителя. Применение лазеров в информационно-измерительных системах повышает точность измерений, в первую очередь, благодаря увеличению контрастности и сужению интерференционных полос. Для проведения операции контроля прямолинейности направляющих необходимо, чтобы лазерный измеритель имел два измерительных канала. При этом один канал работает в режиме линейных измерений, а второй – в режиме угловых. Таким образом, разработаны конструктивно-технологические решения проектирования информационно-измерительных систем на основе интерферометров, которые позволяют создавать информационно-измерительные системы линейных и угловых перемещений.

Оптическая схема интерферометра для измерения линейных перемещений показана на рисунке 1.11. Отражатель в одном плече интерферометра устанавливается на контролируемый объект, и по результатам измерения фазы φ вычисляют величину перемещения объекта по формуле (3):

$$L = \varphi \lambda_d, \quad (3)$$

где φ – накопленная за время измерения (движения) фазовая разность хода интерферирующих световых волн;

λ_d – действительная длина волны оптического излучения.

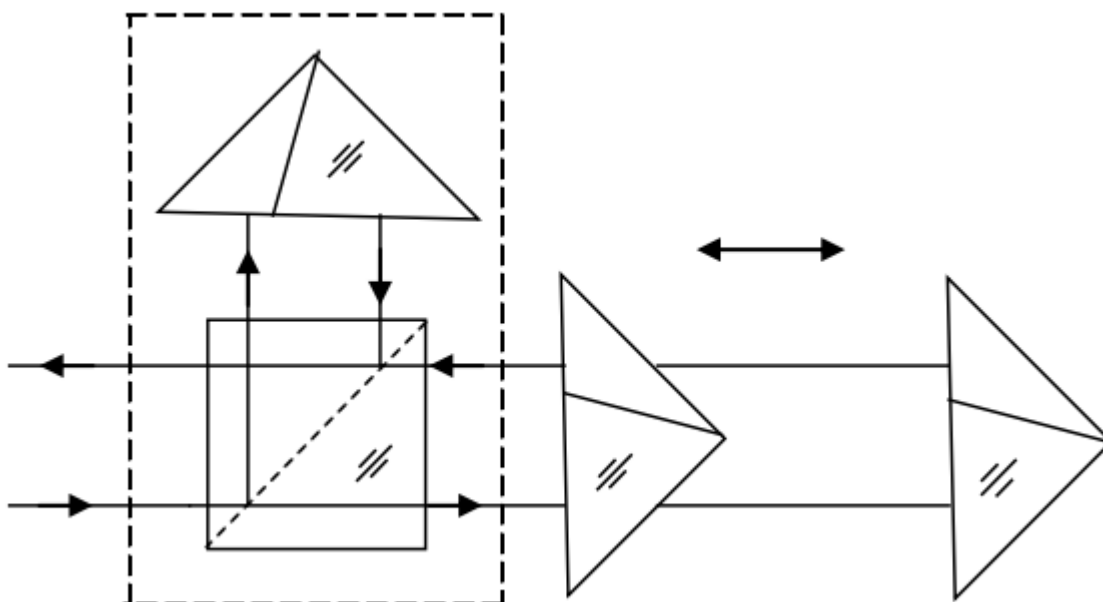


Рисунок 1.11 – Схема для измерения линейных перемещений объекта

Выводы по разделу один:

Проведенный аналитический обзор показал актуальность разработки цифрового преобразователя перемещений.

После проведения аналитического обзора были сформулированы следующие задачи выпускной квалификационной работы:

- разработка функциональной и электрической принципиальной схемы цифрового датчика перемещений;
- разработка метрологического обеспечения цифрового датчика перемещений;
- разработка программного обеспечения цифрового датчика перемещений.

2 СХЕМА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЦИФРОВОГО ДАТЧИКА

2.1 Разработка функциональной схемы

На рисунке 2.1 приведена схема СКВТ, где: Θ – угол поворота ротора, K_{tr} – коэффициент передачи трансформатора.

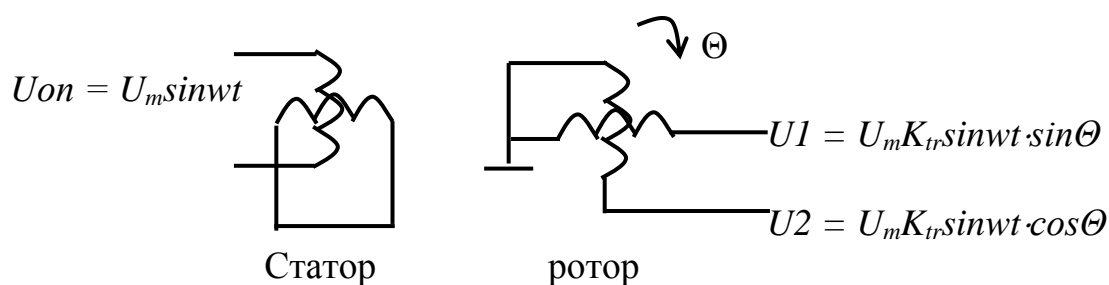


Рисунок 2.1 – Схема синусно-косинусного вращающегося трансформатора

Схема фазовращателя на основе СКВТ приведена на рисунке 2.2, где φ – угол поворота ротора.

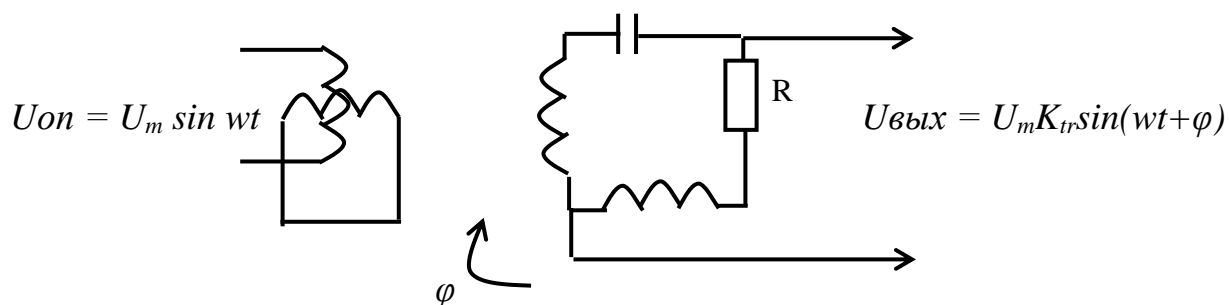


Рисунок 2.2 – Схема фазовращателя на основе СКВТ

Необходимо выполнить условия:

$$\omega RC = 1,$$

$$\omega L \ll R \ll R_n,$$

где L – индуктивность обмоток ротора;

R_n – сопротивление нагрузки, подключаемой к ротору.[21]

Одна из особенностей СКВТ – сложность преобразований при обработке выходных сигналов этого датчика. Классические системы обработки, реализованные на аналоговых блоках, решают данную задачу путем аналоговых преобразований. Точность всей системы зависит в этом случае от точности операционных усилителей, точности АЦП, аналоговых умножителей, а параметры этих элементов меняются в зависимости от температуры, с течением времени. Отсюда следует сложность и дороговизна интегрированных схем, выполняющих данную задачу. Реализация такой системы с использованием микроконтроллера позволяет существенно снизить стоимость при сохранении той же точности. Однако в силу сложности функциональных преобразований нельзя по характеристикам микропроцессорной элементной базы сделать однозначный вывод о точностных и динамических характеристиках системы. Для этого целесообразно произвести математическое моделирование цифровой системы обработки сигналов СКВТ.

Рассмотрим принцип действия подобных систем обработки сигналов СКВТ. Датчик состоит из трех обмоток – обмотки возбуждения и двух вторичных обмоток. Опорное напряжение подается на обмотку возбуждения СКВТ, а с вторичных обмоток снимаются выходные сигналы, которые в идеальном случае можно представить, как

$$V1 = \sin(\omega t) \sin\theta, \quad (4)$$

$$V2 = \sin(\omega t) \cos\theta. \quad (5)$$



Рисунок 2.3 – Построение системы в виде замкнутого контура

Одним из методов решения является построение системы в виде замкнутого контура регулирования, где в качестве регулируемой величины используется вычисляемое цифровое значение угла поворота вала. При данном методе сигнал с цифрового выхода подается на функциональные генераторы. Вырабатываемые генераторами сигналы используются для изменения цифрового сигнала таким образом, чтобы его значение стало точно соответствовать положению вала СКВТ. Равновесное состояние достигается всякий раз, когда выходной сигнал соответствует положению вала. Схема такой системы показана на рисунке 2.3. Сигналы, соответствующие угловому положению роторного вала θ в формате СКВТ, поступают на входы функциональных генераторов. На эти генераторы подается также сигнал, соответствующий углу Φ по цифровому выходу. Сигналы с функциональных генераторов поступают в схему сравнения, формирующую сигнал, определяемый разностью $\theta - \Phi$, то есть рассогласованием между положением вала и угловым эквивалентом цифрового кода на выходе.

Сигнал рассогласования используется и для управления вентилем и/или счетной схемой и обеспечивает изменение кода на выходе. Величина Φ при этом изменяется так, что разность $\theta - \Phi$ уменьшается до нуля. При этом цифровое значение выходного сигнала точно соответствует угловому положению ротора СКВТ.

Функциональные генераторы по существу являются умножителями гибридного типа, формирующими выходной аналоговый сигнал, равный произведению входного аналогового сигнала на функцию цифрового сигнала.

Цифровой входной сигнал соответствует углу Φ . В умножителе функциями этого угла являются $\sin(\Phi)$ и $\cos(\Phi)$. Выходные сигналы отдельных функциональных генераторов равны $V_a = v_1 \cos(\Phi)$, $V_b = v_2 \sin(\Phi)$, то есть $V_a = \sin(\omega t) \sin(\theta) \cos(\Phi)$, $V_b = \sin(\omega t) \cos(\theta) \sin(\Phi)$. Оба выходных сигнала подаются затем на дифференциальный усилитель, формирующий сигнал рассогласования:

$$V_e = V_a - V_b = \sin(\omega t) \sin(\theta - \Phi). \quad (6)$$

Обычно применяемый метод заключается в использовании демодулированного сигнала рассогласования для управления автогенераторной системой. Создаваемые ею импульсы могут накапливаться в выходном счетчике до тех пор, пока выходной угол Φ не станет равным угловому положению вала θ . Преобразователи этого типа часто называют следящими.

Микропроцессорная система подразумевает реализацию необходимых функциональных преобразований на основе цифровых сигнальных процессоров. Структурная схема микропроцессорной системы обработки сигналов СКВТ представлена на рисунке 2.4.

На микроконтроллер подаются сигналы

$$V1 = \sin(\omega t) \sin \theta, \quad (7)$$

$$V2 = \sin(\omega t) \cos \theta \quad (8)$$

и генерируется опорный сигнал $V = \sin(\omega t)$. До множим теперь сигнал $V1$ на косинус вычисляемого угла Φ , а $V2$ – на синус Φ (где угол Φ поступает по цепи обратной связи) и вычтем из первого произведения второе. В итоге получим произведение синуса разности реального и мнимого углов на синус ωt , то есть $\sin(\theta - \Phi) \sin(\omega t)$.

Для выделения синуса разности поделим полученный сигнал на $\sin(\omega t)$. В точках, где $\sin(\omega t)$ равен нулю, результат деления также приравнивается к нулю. Это вносит существенную погрешность, однако анализ данной модели показал, что она не превышает допустимого значения. При малых рассогласованиях $\sin(\theta - \Phi)$ практически равен $(\theta - \Phi)$. Согласно схеме на рисунке 2.4 подадим полученную разность на ПИ-регулятор.

В дискретном представлении ПИ-регулятор описывается следующим уравнением:

$$U(k) = U(k-1) + q_0 \cdot e(k) + q_1 \cdot e(k-1), \quad (9)$$

где $q_0 = K \cdot (1 + \frac{T_0}{2 \cdot T_1})$, $q_1 = -K \cdot (1 - \frac{T_0}{2 \cdot T_1})$, коэффициенты ПИ-регулятора;

$e(k)$ и $e(k-1)$ – значения ошибки в дискретные моменты времени;

$U(k)$ и $U(k-1)$ – выходные сигналы регулятора.

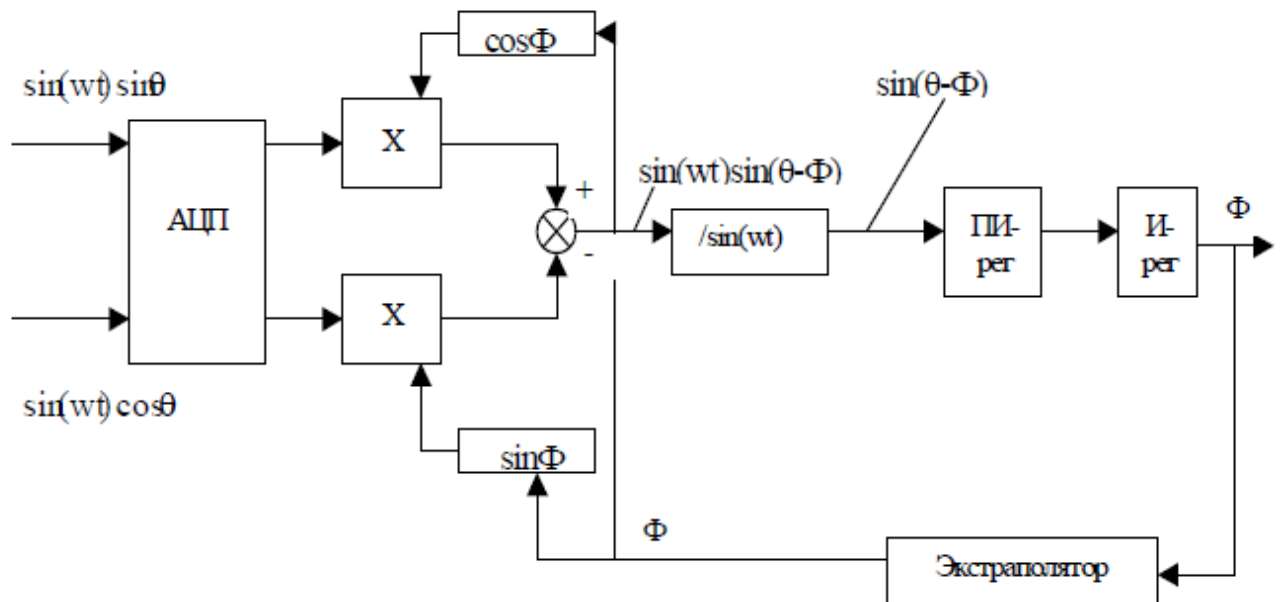


Рисунок 2.4 – Структурная схема микропроцессорной системы обработки сигналов СКВТ

Далее сигнал после ПИ-регулятора подается на счетчик, который в дискретном представлении является интегратором и описывается следующим уравнением:

$$U(k) = U(k-1) + q_0 \cdot e(k) + q_1 \cdot e(k-1), \quad (10)$$

где $q_0 = K \cdot (1 + \frac{T_0}{2 \cdot T_1})$.

Выходной сигнал с интегратора и является углом Φ . Но реально в системе существует запаздывание на T_0 , т.к. в дискретной системе по цепи обратной связи приходит сигнал, являющийся истинным для предыдущего такта квантования. Это вносит существенную погрешность в точностные характеристики системы. Для устранения этого недостатка введем в цепь обратной связи экстраполятор.

Экстраполяционная процедура восстановления определяет функцию $z(t)$ на интервале $(tM, tM+1)$ по значениям дискретизированного сигнала в точках t_0, t_1, \dots, t_M .

Введем следующие обозначения: при $T = \text{const}$; $t/T = n+\varepsilon$, где $n = 0, 1, 2, \dots; 0 \leq \varepsilon \leq 1$. На интервале экстраполяции

$$t = (M+\varepsilon)T; \quad ti = iT;$$

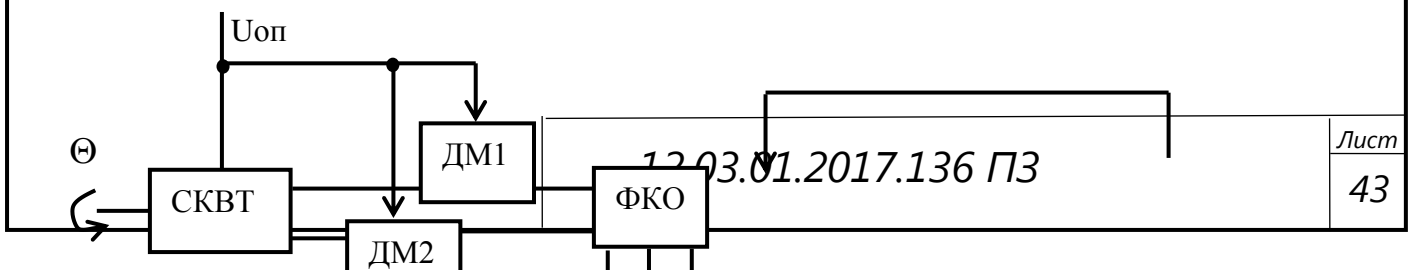
$$L_i(0, \varepsilon) = \begin{cases} \prod_{j=0, j \neq i}^{j=M} \frac{M-j+\varepsilon}{i-j}, & \text{при } M \geq 1 \\ 1, & \text{при } M = 0 \end{cases}, \quad (11)$$

$$z(0, \varepsilon) = \sum_{i=0}^M L_i(0, \varepsilon) \cdot e(n-M+1) \quad (12)$$

При неподвижном роторе ($\theta = \text{const}$) ошибка слежения является только расчетной погрешностью, так как система обладает астатизмом 2-го порядка, и не превышает $3.7'$. При вращении с постоянной скоростью 50 об/сек ошибка не более $3.5'$.

Таким образом, на основе анализа описанного алгоритма с целью удовлетворения динамических и точностных требований необходимо использовать микропроцессор с 32-х разрядным вычислительным ядром и быстродействием не менее 20 миллионов операций в секунду; двухканальный аналого-цифровой преобразователь с временем преобразования не более 1 мкс и цифро-аналоговый преобразователь для формирования опорного сигнала.

На рисунке 2.5 приведена функциональная схема преобразователя на основе двухтактного интегрирования, где: ДМ1, ДМ2 – демодуляторы, ФКО – формирователь кода октанта, И – интегратор, К – компаратор, УУ – устройство управления, ГСИ – генератор счетных импульсов, Ах – выходной код угла.



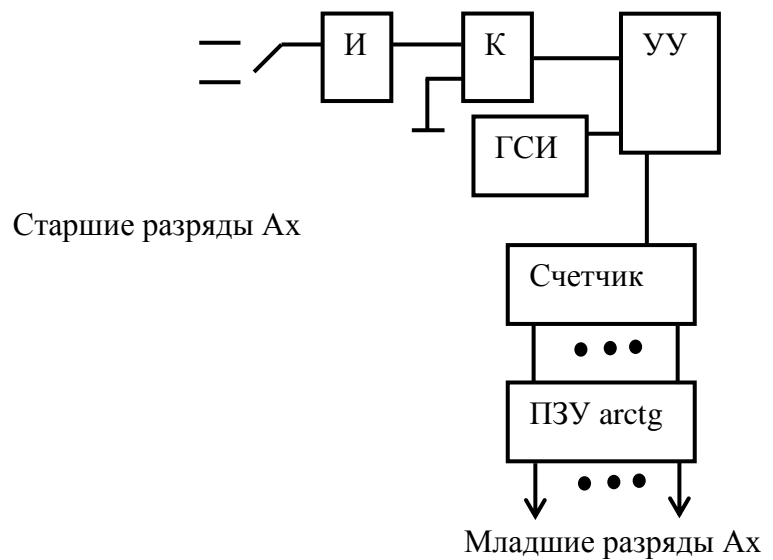


Рисунок 2.5 – Функциональная схема преобразователя на основе двухтактного интегрирования

Формирователь кода октанта определяет три старших разряда кода угла, соответствующих 180, 90 и 45 град, и формирует на выходе два напряжения, приведенные к первому октанту (синус меньше косинуса, оба положительные) и косинусное напряжение инвертировано (рисунок 2.6).

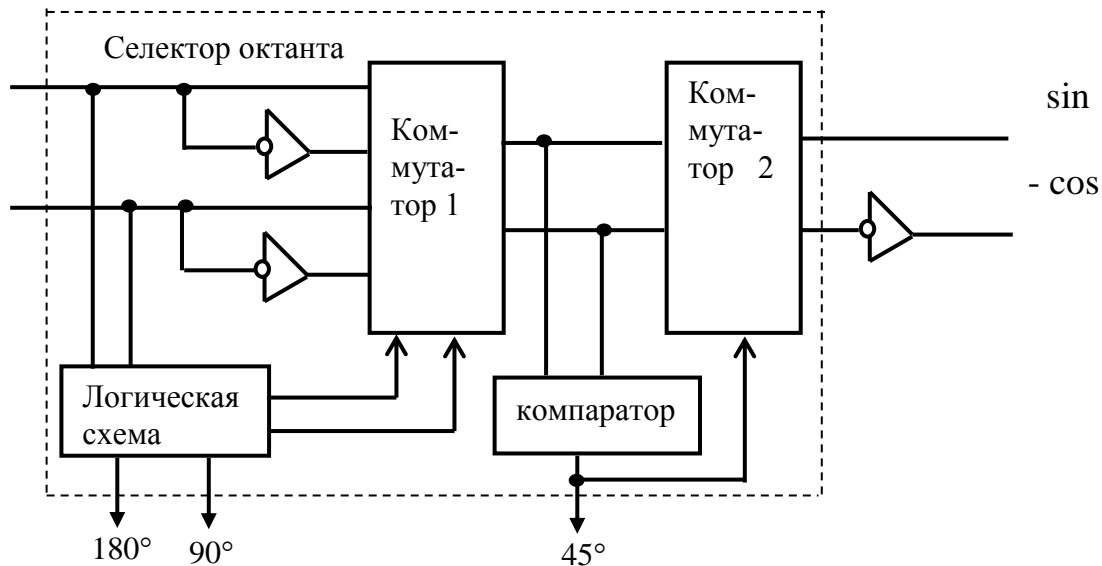


Рисунок 2.6 – Формирователь кода октанта

Логическая схема по знаку напряжений $U_{\sin\theta}$ и $U_{\cos\theta}$ определяет квадрант расположения угла – в соответствии с таблицей 2.1.

Таблица 2.1 – Квадрант расположения угла

sin	cos	180°	90°
+	+	0	0
+	-	0	1
-	-	1	0
-	+	1	1

Коммутатор 1 приводит эти напряжения к первому квадранту, то есть выбирает положительные напряжения со своих входов. Коммутатор 2 приводит эти напряжения к первому октанту.

На первом такте работы преобразователя интегрируется меньшее напряжение, пропорциональное синусу угла θ , приведенного к первому октанту. На втором такте интегрируется большее отрицательное напряжение, пропорциональное косинусу. Длительность второго такта преобразуется в код на счетчике. Код, пропорциональный тангенсу угла, поступает на адресные входы постоянного запоминающего устройства (далее – ПЗУ), где в каждой ячейке записан соответствующий код угла (ПЗУ арктангенса).

Недостатки:

- 1) наличие демодуляторов приводит к дополнительной погрешности (погрешности УВХ);
- 2) наличие в формирователе кода октант аналоговых элементов также приводит к дополнительной погрешности;
- 3) интегрирование входных сигналов производится одновременно – следовательно, синфазные помехи мало ослабляются на интеграторе – уменьшенная помехоустойчивость;
- 4) при большой разрядности кода необходимо большое ПЗУ – большая стоимость;
- 5) переменная чувствительность – из-за нелинейного характера функции арктангенса.[22]

Преобразователь «угол–амплитуда–код» с арктангенсным ПЗУ. Применение цифровых сигнальных процессоров или микроконтроллеров для вычисления

функции $\beta = \arctg(x)$ алгоритмическим или табличным способом в пределах октанта приводит к снижению скорости конвертации. Поэтому в быстродействующих цифровых преобразованиях перемещения следует отдавать предпочтение преобразователю УПК с ПЗУ. В цифровом преобразовании перемещения, не требующих «автофазирования» можно использовать упрощенный алгоритм конвертации с \arctg ПЗУ.

Октантное представление полного диапазона преобразования, вместо квадрантного, при одинаковом быстродействии позволяет дополнительно сформировать 1 старший по весу разряд угла θ . Это важно в случае построения двухотсчетного преобразователя УПК, в котором дополнительный разряд используется для согласования точного и грубого отсчетов цифрового преобразования перемещения. Скорость конвертации выходных сигналов СКВТ в цифровой эквивалент перемещения, и в этом случае, определяется быстродействием аналого-цифрового преобразователя отношения напряжений (далее – АЦПОН) внутри октанта.

В схеме, представленной на рисунке 2.7, на первом этапе преобразуются выходные сигналы СКВТ в код тангенса угла (выражение 12)

$$tg\beta = Us/Uc, \quad (13)$$

где β – угол поворота θ , приведенный в первый октант. Одновременно осуществляется формирование трех старших разрядов угла Φ_θ .

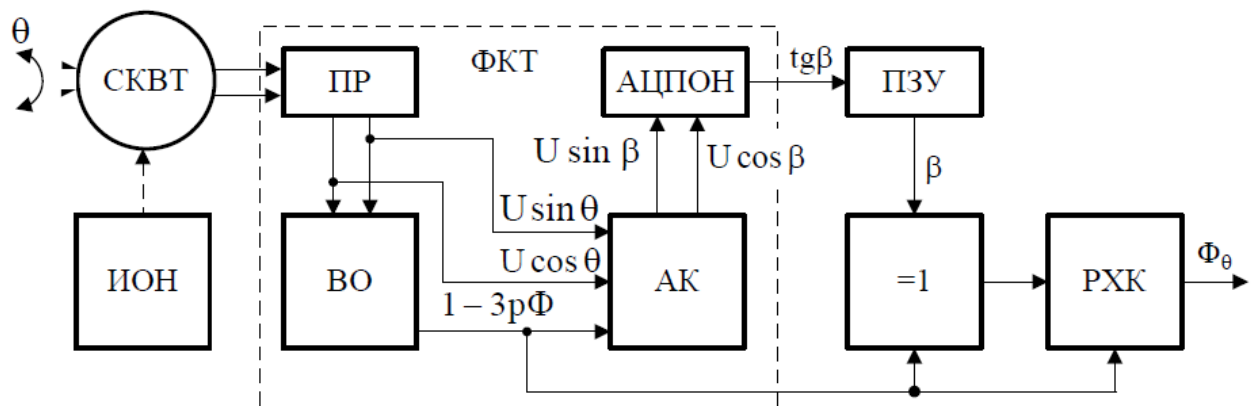


Рисунок 2.7 – Преобразователь «угол–амплитуда–код» с арктангенсным ПЗУ

Работает преобразователь следующим образом. На входы аналогового коммутатора и выявителя октантов (далее – ВО) поступает два сигнала, пропорциональные текущему значению синуса $U\sin\theta$ и косинуса $U\cos\theta$ угла θ . Их предварительное преобразование осуществляет преобразователь выходных сигналов СКВТ. Три старших разряда кода угла θ формируются из номера октанта. Путем сравнения выходных сигналов СКВТ между собой и с нулевым уровнем определяют номер октанта, в котором находится угол θ поворота вала СКВТ. Первым принят октант, в котором $\sin\theta > 0$, $\cos\theta > 0$, а $\sin\theta < \cos\theta$. Номер октанта возрастает против часовой стрелки. По известному номеру октанта определяют сигналы, пропорциональные синусу и косинусу угла θ , приведенного в первый октант:

$$\sin\beta = |\sin\theta|, \cos\beta = |\cos\theta| \text{ – в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;}$$

$$\sin\beta = |\cos\theta|, \cos\beta = |\sin\theta| \text{ – во 2, 3, 6-м и 7-м октантах.}$$

Путем линейного аналого-цифрового преобразования определяют код тангенса угла β , при этом в качестве опорного сигнала в АЦПОН используется сигнал, пропорциональный $\cos\beta$, а в качестве измеряемого – $\sin\beta$. Быстродействие и точность такого преобразователя определяются показателями формирователя кода тангенса, на вход которого поступают сигналы от СКВТ, который запитывается гармоническим, прямоугольным, трапецеидальным или треугольным напряжением от источника опорного напряжения.[23]

С выхода АЦПОН код $tg\beta$ поступает на адресные входы ПЗУ, запрограммированного по закону арктангенса в диапазоне углов (рисунок 2.8, а). ПЗУ осуществляет функциональное преобразование входной величины $arctg(tg\beta) = \beta$, то есть формирует на выходе код угла β . Нулевому входному коду $tg\beta$ соответствует максимальный код угла β (рисунок 2.8, б) $M_{\max} = 2^j - 1$, где j – разрядность ПЗУ. Код тангенса приведенного угла β поступает на адресные входы ПЗУ, которое используется в устройстве преобразования кода $tg\beta$ в код угла β .

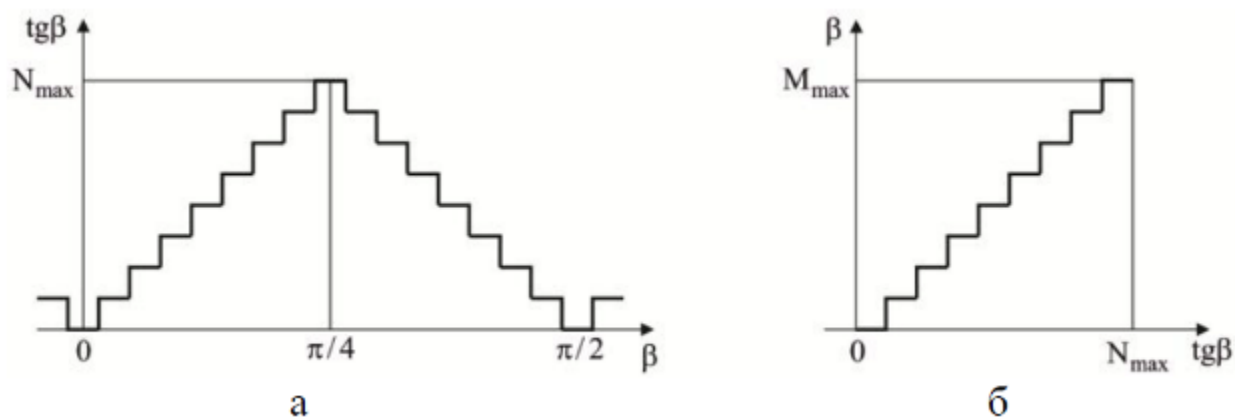


Рисунок 2.8 – Диаграммы арктангенсного преобразования

Код угла β поступает на вход схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, другой вход которой управляется младшим разрядом кода октантов. Таким образом, в нечетных октантах, когда младший разряд кода октантов равен нулю, на выход схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ проходит прямой код угла β , а в четных октантах, когда младший разряд кода октантов равен единице, на выходе этой схемы формируется инверсный код угла φ , дополняющий угол β до $\pi/4$, то есть равный $(\pi/4 - \beta)$. С выхода схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ код угла φ или $(\pi/4 - \beta)$ подается на один вход регистра хранения кода (далее – РХК) (рисунок 2.7), на другой вход которого с выхода ВО поступает код октантов. В результате суммирования кодов на выходе РХК формируется код угла Φ_θ .

Более чем двукратное повышение точности преобразования достигается при одновременном упрощении его схемного построения. Снижение инструментальной составляющей ошибки за счет исключения дополнительного преобразователя код-напряжение дает увеличение точности не менее чем в 2 раза, а исключение методической составляющей ошибки позволяет еще более повысить точность преобразования. С точки зрения упрощения наиболее существенным следует считать использование одного АЦПОН и применение только стандартных интегральных микросхем, что снижает его стоимость. Существенным преимуществом такого построения является его реализуемость на стандартной элементной базе без приме-

нения дополнительных корректирующих логических устройств ПЗУ, что ведет к упрощению устройства и повышению технологичности его изготовления.

Немаловажным фактором является и экономия емкости ПЗУ, которая при одинаковой разрядности выходного кода составляет не менее 25% по сравнению с вариантом синусно-косинусного ПЗУ. При импульсной запитке ПЗУ снижается потребляемая мощность, что способствует реализации устройства в виде модуля на основе гибридной или интегральной технологии.

Быстродействие этого преобразователя УПК близко к 10^5 преобразований в секунду и определяется скоростью работы АЦПОН. Повышению быстродействия последних в настоящее время уделяется большое внимание, поэтому в ближайшем будущем реально достижимо увеличение их скорости работы на порядок. Дальнейшее повышение быстродействия достигается в параллельных АЦПОН.

2.2 Выбор элементной базы

Конструкция СКВТ представлена на рисунке 2.9. Она состоит из двух основных частей: неподвижного статора, закреплённого на некоторой поверхности, и вращающегося ротора. В роторе и статоре установлена пара идентичных, перпендикулярно расположенных обмоток. Обмотки статора, обмотка возбуждения и квадратурная обмотка, предназначены для генерации магнитного поля внутри СКВТ. Обмотки ротора, синусная и косинусная обмотки, являются измерительными обмотками. Напряжение на этих обмотках пропорционально косинусу и синусу угла поворота вала ротора. Поле, сгенерированное обмотками статора, пронизывает обмотки ротора. В результате напряжение, индуцированное в синусной и косинусной обмотке, определяется проекцией вектора магнитной индукции поля статора на эти обмотки. Отсюда следует тригонометрическая зависимость между выходным напряжением и углом поворота вала.

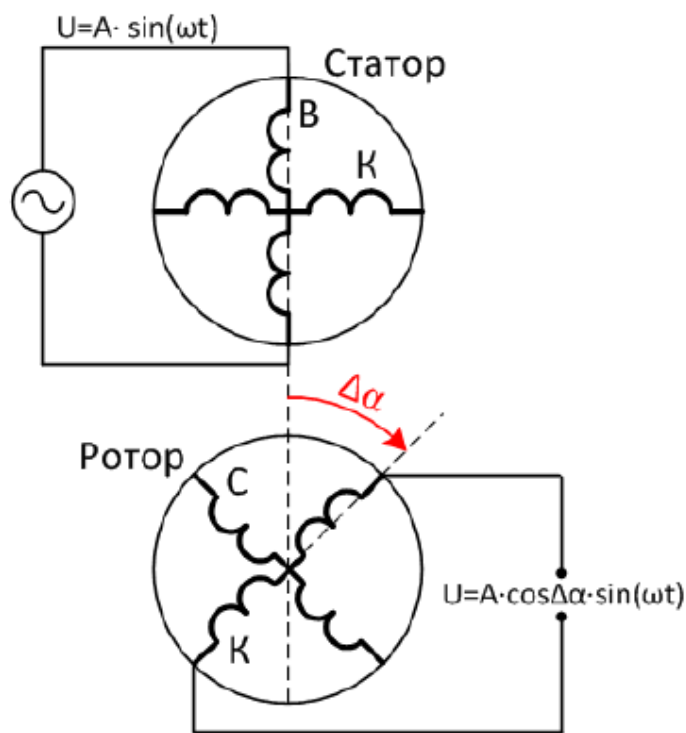


Рисунок 2.9 – Конструкция СКВТ

Пусть на обмотку возбуждения подано синусоидальное напряжение вида:

$$U_{OB} = A \cdot \sin(\omega t) \quad (14)$$

Тогда напряжение на синусной и косинусной обмотках ротора имеет вид:

$$U_{\sin} = k_1 A \cdot \sin \Delta \alpha \cdot \sin(\omega t + \alpha_1) \quad (15)$$

$$U_{\cos} = k_2 A \cdot \cos \Delta \alpha \cdot \sin(\omega t + \alpha_2) \quad (16)$$

Для идеального трансформатора коэффициенты трансформации k_1 и k_2 равны, также равны и фазовые сдвиги выходных сигналов α_1 и α_2 .

В реальных СКВТ эти коэффициенты отличаются, вследствие различия параметров обмоток и погрешности их ориентации. Для обеспечения высокой точности обработки СКВТ данные погрешности необходимо учитывать.

Классический метод работы с СКВТ заключается в совместном использовании сразу двух СКВТ, СКВТ датчика и СКВТ приёмника, синусные и косинусные обмотки, которых объединены. На рисунке 2.10 изображена упрощённая схема подключения.

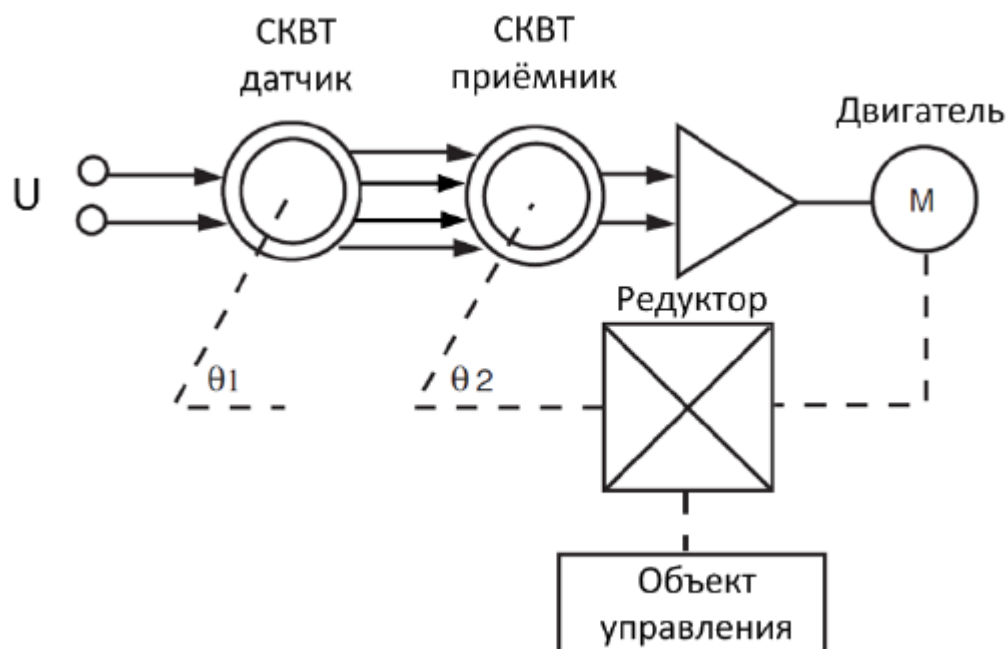


Рисунок 2.10 – Классический метод включения СКВТ

СКВТ датчик установлен в пульте оператора, и выполняет роль задатчика. СКВТ приёмник находится внутри управляемой системы, например, смонтирован в привод. θ_1 и θ_2 угловые положения валов СКВТ. Данная система является следящей, и изменение углового положения вала СКВТ датчика вызывает аналогичное изменение углового положения объекта управления, и связанного с ним углового положения вала СКВТ приёмника. Система работает таким образом, чтобы свести к нулю напряжение на выходе СКВТ приёмника.

Пусть изначально ошибка в системе равна 0. Обмотки СКВТ соединены по схеме, представленной на рисунке 2.11. При выбранной схеме соединения синусных и косинусных обмоток, данное условие выполняется, когда и $\theta_1 = \theta_2 + 90^\circ$. Амплитуда сигнала на выходе СКВТ датчика в этом случае равна нулю и следовательно объект управления неподвижен.

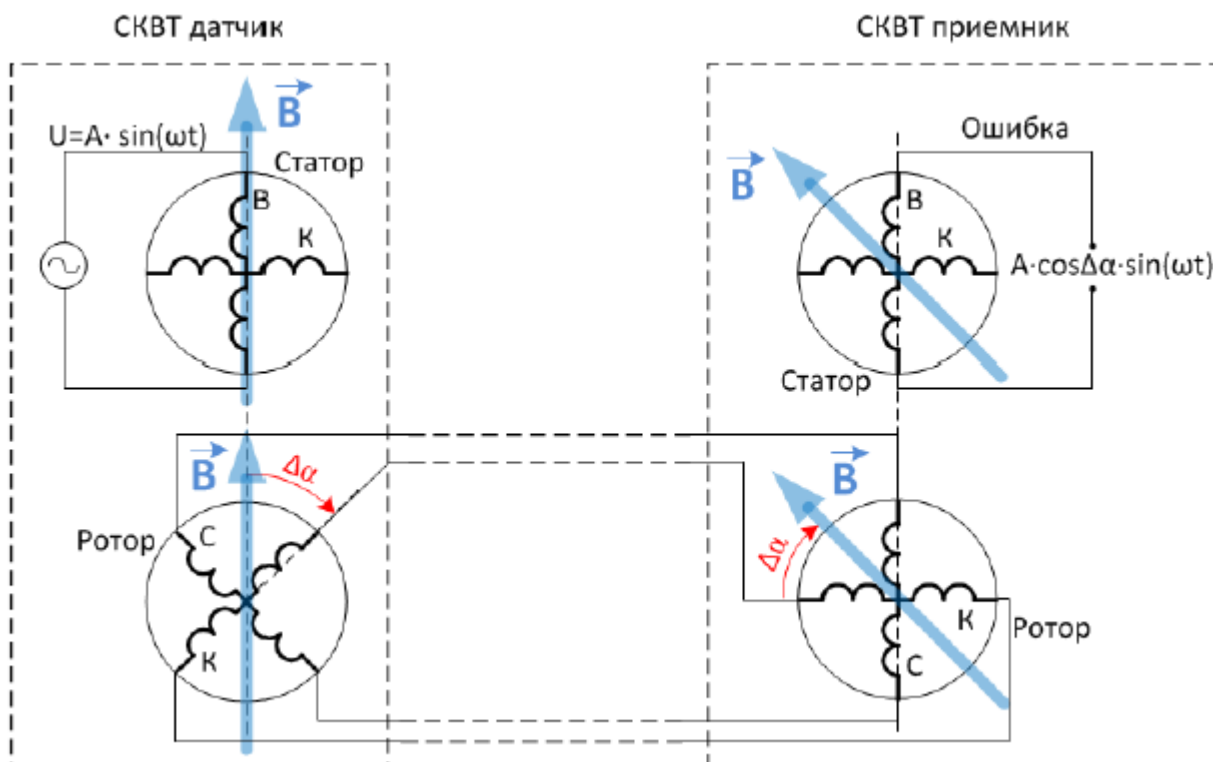


Рисунок 2.11 – Схема соединения СКВТ

Когда оператор поворачивает вал СКВТ датчика на некоторый угол $\Delta\alpha$, вектор магнитного поля поворачивается относительно синусной и косинусной обмотки СКВТ датчика, в результате на этих обмотках формируется напряжение пропорциональное синусу и косинусу угла поворота. Это же напряжение появляется на синусной и косинусной обмотке СКВТ приемника, а поле в СКВТ приёмнике отклоняется на угол $\Delta\alpha$. В результате в обмотке возбуждения СКВТ приемника индуцируется напряжение с амплитудой пропорциональное косинусу угла $\Delta\alpha$, что для следящей системы является сигналом ошибки. Знак ошибки определяется по фазовому сдвигу сигнала ошибки относительно напряжения возбуждения U . Сигнал ошибки выпрямляется и подаётся на усилитель, вызывая поворот привода на угол $\Delta\alpha$, после чего ошибка сводится к нулю.

Несмотря на простоту схемы подключения, добиться высокой точности данным способом очень сложно. Поскольку СКВТ датчик и СКВТ приёмник находятся на некотором удалении друг от друга, например, СКВТ датчик в кабине пилота вертолёт, а СКВТ приёмник в приводе орудия, то для их соединения приходится протягивать многожильный кабель. Кабель, обладая свойствами антенны, со-

здаёт шумы в полезном сигнале, что делает невозможным точное определение угла поворота. Также, часто бывает так, что в системе присутствуют источники низкочастотного излучения, например двигатели и генераторы, которые наводят электродвижущую силу в проводах кабеля. Как правило, спектр излучения этих устройств перекрывает частоту сигнала СКВТ, вследствие чего, даже использование цифровой и аналоговой фильтрации не повышает точность такой системы.

В современных системах используется иной подход при работе с СКВТ. В систему устанавливают лишь один СКВТ, который подключается к специальному преобразователю сигналов ЦАП ВТ (D/R converter). Схема включения СКВТ представлена на рисунке 2.12.

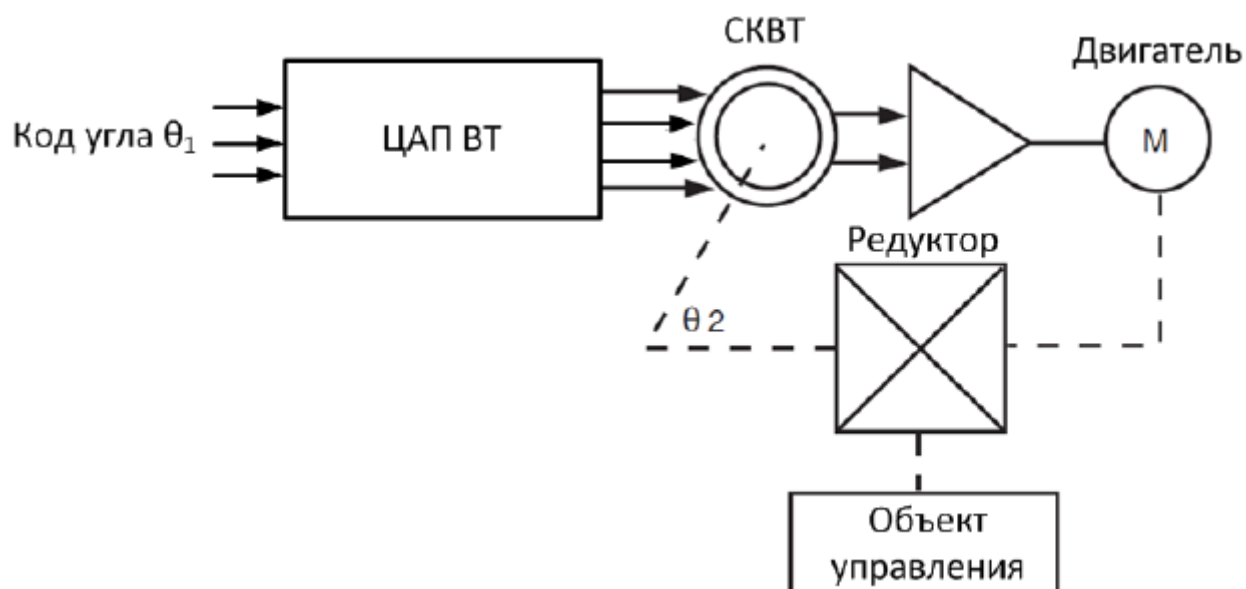


Рисунок 2.12 – Схема обработки СКВТ с использованием ЦАП ВТ

Существует два типа таких преобразователей: ЦАП ВТ (D/R converter) и АЦП ВТ (R/D converter). ЦАП ВТ предназначен для преобразования цифрового кода угла в соответствующие этому углу напряжения на синусной и косинусной обмотке СКВТ, АЦП ВТ работает противоположным образом. Данные преобразователи выпускаются как в виде специализированных установочных устройств, так и в виде интегральных микросхем. Так как данный преобразователь может быть установлен в непосредственной близости от обрабатываемого СКВТ, то можно минимизировать длину кабеля подключения, снизить зашумлённость полезного сигнала.

Также в такие преобразователи часто встраивают схемы фильтрации, что повышает точность системы.

Измерение угла с помощью АЦП это ещё один способ обработки СКВТ заключается в использовании АЦП преобразователей и вычислительного блока. На рисунке 2.13 представлена обобщённая схема данного преобразователя.

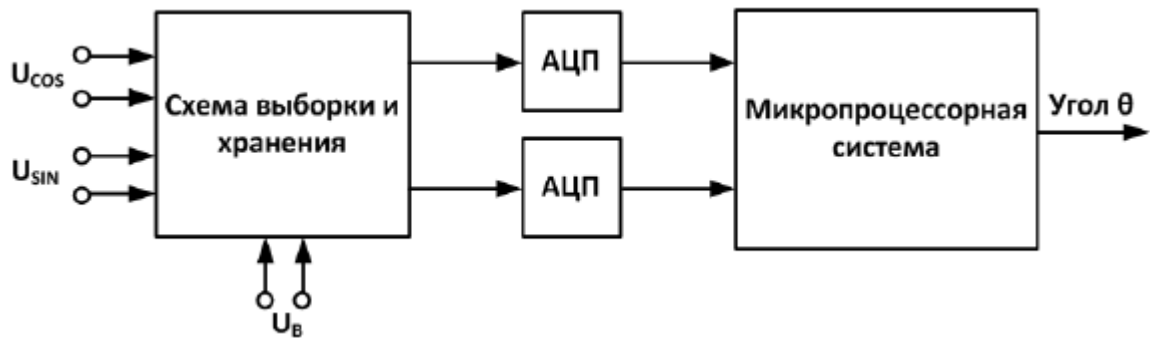


Рисунок 2.13 – Измерение угла с помощью АЦП

Схема работает следующим образом. На вход схемы выборки и хранения подаётся напряжение синусной и косинусной обмоток, U_{sin} и U_{cos} , а также напряжение возбуждения $U_{в}$, θ – угол вала СКВТ.

$$U_B = A \cdot \sin(\omega t) \quad (17)$$

$$U_{cos} = \frac{A}{k_1} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) \approx \frac{A}{k} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega t) \quad (18)$$

$$U_{sin} = \frac{A}{k_2} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t + \varphi_2) \approx \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t) \quad (19)$$

Схема выборки и хранения фиксирует напряжение синусной и косинусной обмотки, когда оно достигает максимума. В итоге, напряжение на её выходе:

$$U_x = \frac{A}{k} \cdot \cos(\theta) \quad (20)$$

$$U_Y = \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta) \quad (21)$$

Полученное напряжение оцифровывается и в цифровом виде передаётся в компьютер, который вычисляет значение угла θ .

Достоинства метода:

– простота схемы. Возможность реализации схемы на одном микроконтроллере оснащённом АЦП.

Недостатки:

– низкая частота обновления данных, относительно других методов обработки СКВТ;

– высокие динамические ошибки.

Дальнейшее развитие АЦП ВТ последовательного приближения методов обработки СКВТ привело к появлению более точных и надёжных преобразователей. Очередная разновидность АЦП ВТ – так называемые преобразователи последовательного приближения (Successive-approximation R/D converter). На рисунке 2.14 изображена схема такого преобразователя.

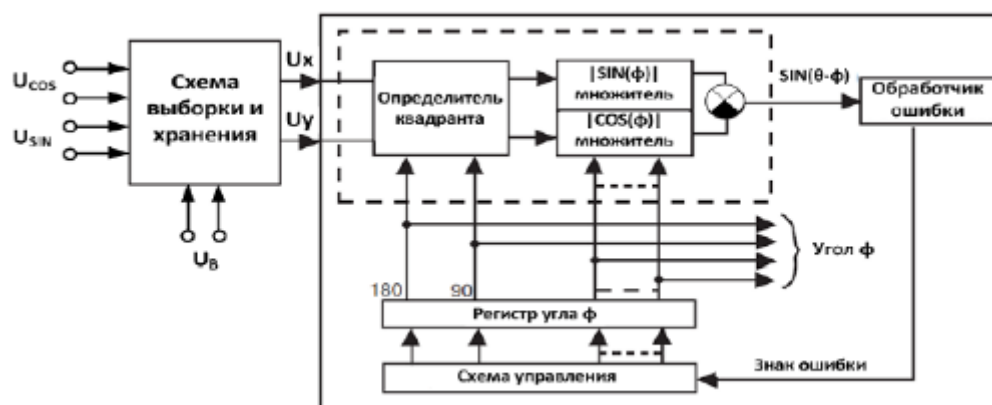


Рисунок 2.14 – АЦП ВТ последовательного приближения

Схема работает следующим образом. На вход схемы выборки и хранения подаётся напряжение синусной и косинусной обмоток, U_{sin} и U_{cos} , а также напряжение возбуждения $U_{в}$. θ – угол вала СКВТ.

$$U_B = A \cdot \sin(\omega t) \quad (22)$$

$$U_{\cos} = \frac{A}{k_1} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) \approx \frac{A}{k} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega t) \quad (23)$$

$$U_{\sin} = \frac{A}{k_2} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t + \varphi_2) \approx \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t) \quad (24)$$

Схема выборки и хранения фиксирует напряжение синусной и косинусной обмотки, когда оно достигает максимума. В итоге, напряжение на её выходе:

$$U_x = \frac{A}{k} \cdot \cos(\theta) \quad (25)$$

$$U_y = \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta) \quad (26)$$

В схеме есть специальный регистр угла φ . После того, как схема выборки и хранения обновила выходные напряжения, биты этого регистра сбрасываются в «0», за исключением старшего бита, который выставляется в «1». Таким образом, в регистр угла φ записано значение, соответствующее 180° . Сигналы U_x , U_y и два старших бита регистра φ поступают в схему определения квадранта, в которой меняется полярность сигналов U_x и U_y в зависимости от значения битов. Затем, с уже изменённой полярностью, сигналы U_x и U_y умножаются на множители $|\sin(\varphi)|$ и $|\cos(\varphi)|$ соответственно и вычитаются. Значение множителей $|\sin(\varphi)|$ и $|\cos(\varphi)|$ программируется регистром φ . В итоге, на выходе сумматора будет сигнал ошибки $U_{\text{ОШИБКИ}}$.

$$U_{\text{ОШИБКИ}} = U_x \cdot \sin(\varphi) - U_y \cdot \cos(\varphi) = \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta - \varphi) \quad (27)$$

Затем, проверяется знак ошибки. Если знак «+», то $\theta > \varphi = 180$, тогда второй по старшинству бит в регистре угла φ устанавливается в «1», а старший бит не меняется. В итоге в регистре φ записано значение 0b1100...00, что соответствует углу 270° . Если знак «-», то $\theta < \varphi = 180$, тогда второй по старшинству бит в регистре угла φ устанавливается в «1», а старший бит сбрасывается в «0». В итоге в регистре φ записано значение 0b0100...00, что соответствует углу 90° .

На следующей такой итерации будет определено значение третьего по старшинству бита в регистре φ , затем четвертого и так далее. В итоге, если в регистре угла φ_n бит, то будет выполнено n итераций, после чего в регистре φ будет такое значение, при котором $|U_{ошибка}|$ минимальна, то есть $\varphi = \theta$. Таким образом будет определено угловое положение вала СКВТ. Затем, схема выборки и хранения снова обновляет выходные сигнала, и цикл опять повторяется.

Достоинства метода:

- высокая статическая точность;
- высокая разрешающая способность.

Недостатки:

- не высокая частота обновления, определяемая частотой сигнала возбуждения СКВТ;
- высокие динамические ошибки.

Наиболее быстродействующими и точными АЦП ВТ считаются, так называемые, следящие АЦП ВТ (Tracking R/D converter). На рисунке 2.15 представлена схема такого преобразователя.

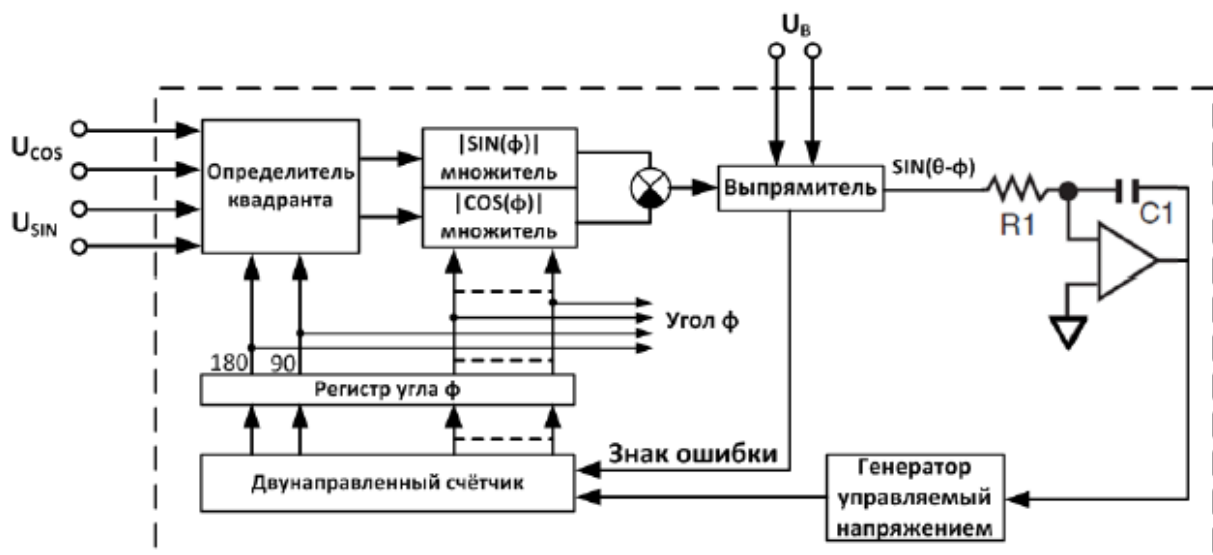


Рисунок 2.15 – Структурная схема следящего АЦП ВТ

Схема работает следующим образом. На вход схемы подаётся напряжение синусной и косинусной обмоток, U_{\sin} и U_{\cos} , а также напряжение возбуждения U_B . θ – угол вала СКВТ.

$$U_B = A \cdot \sin(\omega t) \quad (28)$$

$$U_{\cos} = \frac{A}{k_1} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega t + \alpha_1) \approx \frac{A}{k} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\omega t + \alpha) \quad (29)$$

$$U_{\sin} = \frac{A}{k_2} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t + \alpha_2) \approx \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t + \alpha) \quad (30)$$

Рассмотрим пошагово работу данного преобразователя. Изначально, при подаче питания на схему состояние счётчика и регистра угла ϕ сбрасывается в нулевое состояние. Сигналы синусной U_{\sin} и косинусной U_{\cos} обмотки поступают в схему определения квадранта, где меняют свою полярность, в зависимости от состояния двух старших битов в регистре угла ϕ . Затем, с уже изменённой полярностью, сигналы U_{\sin} и U_{\cos} умножаются на множители $|\cos(\phi)|$ и $|\sin(\phi)|$ соответственно и вычитаются. Множитель представляет программируемую матрицу со-

противления или перемножающий ЦАП. Значение множителей $|\sin(\varphi)|$ и $|\cos(\varphi)|$ программируется регистром φ . В итоге, на выходе сумматора будет гармонический сигнал $U_{\varepsilon, AC}$.

$$U_{\varepsilon, AC} = U_{\cos} \cdot \sin(\varphi) - U_{\sin} \cdot \cos(\varphi) = \frac{A}{k} \cdot \sin(\theta - \varphi) \cdot \sin(\omega t + \alpha) \quad (31)$$

Затем полученный сигнал поступает на схему демодулятора, которая выполняет две функции: определяет значение ошибки $\sin(\theta - \varphi)$ и по знаку ошибки настраивает режим работы счётчика. Выходное напряжение демодулятора $\sin(\theta - \varphi)$ заводится на вход аналогового интегратора. С выхода интегратора напряжение поступает на вход управляемого генератора, который генерирует тактовые импульсы с частотой пропорциональной входному напряжению. Тактовые импульсы поступают на вход счётчика, который их инкрементирует или декрементирует, в зависимости от знака ошибки $\sin(\theta - \varphi)$. Если $\theta > \varphi$, то счётчик инкрементирует импульсы, увеличивая значение в регистре угла φ и уменьшая рассогласования $\theta - \varphi$. Если $\theta < \varphi$, то счётчик декрементирует импульсы, уменьшая значение в регистре угла φ и уменьшая рассогласования $\theta - \varphi$. В итоге, система работает таким образом, чтобы свести ошибку $\sin(\theta - \varphi)$ к нулю. Если $\sin(\theta - \varphi) = 0$, то $\theta = \varphi$, а значение в регистре угла φ есть угловое положение вала СКВТ.

Поскольку в данной системе последовательно включены два интегратора, аналоговый, на операционном усилителе, и цифровой, в виде счётчика, то статическая и скоростная ошибка в данной системе стремится к нулю.

Достоинства метода:

- высокая точность;
- высокое быстродействие;
- низкие динамические ошибки.

Недостатки:

- сложность схемы;
- необходимость использования точных перемножающих ЦАП.[24]

Описание микросхемы обработки сигналов AD2S1205 – это полнофункциональный 12-битный СКВТ-преобразователь с отслеживанием разрешения, который содержит встроенный программируемый синусоидальный генератор, обеспечивающий возбуждение синусоидальной волны для СКВТ.

Преобразователь принимает входные сигналы 3,15 В на входах \sin и \cos . Цикл отслеживания типа II используется для отслеживания входов и преобразования входной информации \sin и \cos в цифровое представление угла ввода и скорости. Максимальная скорость слежения является функцией внешней тактовой частоты. Производительность AD2S105 указана в частотном диапазоне $8,192 \text{ МГц} \pm 25\%$, что обеспечивает максимальную скорость слежения 1250 об/с.

Основные характеристики микросхемы:

1. Логометрическое отслеживание преобразований. Цикл слежения типа II обеспечивает непрерывные данные о выходном положении без задержки преобразования. Он также обеспечивает помехозащищенность и устойчивость гармонических искажений на опорных и входных сигналах.

2. Обнаружение системной ошибки. Схема обнаружения неисправностей может воспринимать потери сигналов резольвера, входные сигналы вне диапазона, несоответствие входного сигнала или потеря отслеживания положения.

3. Диапазон входного сигнала. Входы \sin и \cos могут принимать дифференциальные входные напряжения $3,15 \text{ В} \pm 27\%$.

4. Программируемая частота возбуждения. Частота возбуждения легко программируется до 10 кГц, 12 кГц, 15 кГц или 20 кГц с помощью выводов выбора частоты (контакты FS1 и FS2).

5. Тройной формат данных позиции. Доступ к абсолютным 12-битным данным углового положения осуществляется через 12-битный параллельный порт или 3-проводный последовательный интерфейс. Эмуляция инкрементального энкодера находится в стандартном формате A-quad-B с форматом направления выхода.

6. Цифровой выход скорости. 12-разрядная цифровая скорость со знаком, доступ к которой осуществляется через 12-разрядный параллельный порт или 3-проводный последовательный интерфейс.[25]

Основные характеристики микроконтроллеров серии 1986BE9X:

1) Ядро:

– ARM 32-битное RISC-ядро Cortex™-M3 ревизии 2.0, тактовая частота до 80 МГц, производительность 1.25 DMIPS/МГц (Dhrystone 2.1) при нулевой задержке памяти;

- блок аппаратной защиты памяти MPU;
- умножение за один цикл, аппаратная реализация деления.

2) Память:

– встроенная энергонезависимая Flash-память программ размером 128 Кбайт;

- встроенное ОЗУ размером 32 Кбайт;
- контроллер внешней шины с поддержкой микросхем памяти СОЗУ, ПЗУ, NAND Flash.

3) Питание и тактовая частота:

– внешнее питание 2,2 ÷ 3,6 В;

– встроенный регулируемый стабилизатор напряжения на 1,8 В для питания ядра;

- встроенные схемы контроля питания;
- встроенный домен с батарейным питанием;
- встроенные подстраиваемые RC генераторы 8 МГц и 40 кГц;
- внешние кварцевые резонаторы на 2 ÷ 16 МГц и 32 кГц;
- встроенный умножитель тактовой частоты PLL для ядра;
- встроенный умножитель тактовой частоты PLL для USB.

4) Режим пониженного энергопотребления:

– режимы Sleep, Deep Sleep и Standby;

– батарейный домен с часами реального времени и регистрами аварийного сохранения.

5) Аналоговые модули:

- два 12-разрядных АЦП (до 16 каналов);
- температурный датчик;

– двухканальный 12-разрядный ЦАП;

– встроенный компаратор.

б) Периферия:

– контроллер DMA с функциями передачи Периферия-Память, Память-Память;

– два контроллера CAN интерфейса;

– контроллер USB интерфейса с функциями работы Device и Host;

– контроллеры интерфейсов UART, SPI, I2C;

– три 16-разрядных таймер-счетчика с функциями ШИМ и регистрации событий;

– до 96 пользовательских линий ввода-вывода.

Отладочные интерфейсы:

– последовательные интерфейсы SWD и JTAG.

Микроконтроллеры серии 1986BE9x, K1986BE9x и K1986BE92QI, K1986BE92QC (далее 1986BE9x), построенные на базе высокопроизводительного процессорного RISC ядра ARM Cortex-M3, содержат встроенную 128 Кбайт Flash-память программ и 32 Кбайт ОЗУ. Микроконтроллеры работают на тактовой частоте до 80 МГц. Периферия микроконтроллера включает контроллер USB интерфейса со встроенным аналоговым приемопередатчиком со скоростями передачи 12 Мбит/с (Full Speed) и 1,5 Мбит/с (Low Speed), стандартные интерфейсы UART, SPI и I2C, контроллер внешней системной шины, что позволяет работать с внешними микросхемами статического ОЗУ и ПЗУ, NAND Flash-памятью и другими внешними устройствами. Микроконтроллеры содержат три 16-разрядных таймера с 4 каналами схем захвата и ШИМ с функциями формирования «мертвой зоны» и аппаратной блокировки, а также системный 24-х разрядный таймер и два сторожевых таймера. Кроме того, в состав микроконтроллеров входят: два 12-разрядных высокоскоростных (до 0,5 М выборок в сек) АЦП с возможностью оцифровки информации от 16 внешних каналов и от встроенных датчиков температуры и опорного напряжения; два 12-разрядных ЦАП; встроенный компаратор с тремя входами и внутренней шкалой напряжений.

Встроенные RC генераторы HSI (8 МГц) и LSI (40 кГц) и внешние генераторы HSE (2...16 МГц) и LSE (32 кГц) и две схемы умножения тактовой частоты PLL для ядра и USB интерфейса позволяют гибко настраивать скорость работы микроконтроллеров.

Архитектура системы памяти за счет матрицы системных шин позволяет минимизировать возможные конфликты при работе системы и повысить общую производительность. Контроллер DMA позволяет ускорить обмен информацией между ОЗУ и периферией без участия процессорного ядра.

Таким образом, у микроконтроллеров серии 1986BE9X характерной особенностью является сверхнизкое потребление и 32-битная RISK архитектура. Низкое электропотребление контроллера позволяет питать его от токовой петли или от аккумуляторных батарей небольшой емкости в течение длительного срока. Это позволяет применять приборы на его основе в условиях, при которых важна длительная автономность прибора.[26]

2.3 Описание схемы электрической принципиальной

Схема электрическая принципиальная разрабатываемого цифрового устройства перемещения приведена в приложении А.

Основные элементы:

- 1) В качестве датчика используем СКВТ марки ЛИР-ДР250А.
- 2) Микросхема AD2S1205 предназначенная для измерения угла поворота вала датчиков типа СКВТ.
- 3) Для управления микросхемой и обработки полученных данных используется микроконтроллер K1986BE92QI.

Микросхема AD2S1205 представляет собой полнофункциональный 12-битный СКВТ-преобразователь с отслеживанием разрешения, который содержит встроенный программируемый синусоидальный генератор, обеспечивающий возбуждение синусоидальной волны для СКВТ.

На дифференциальные аналоговые входы Sin, SinLO, Cos, CosLO(входы операционного усилителя) микросхемы через развязку по постоянному напряжению и дополнительные делители на входе поступают составляющие напряжения углов первичного датчика (то есть гнезда резольвера XP2) Ucos+, Ucos-, Usin+, Usin- соответственно.

На выходы AVDD подаем напряжение питания 5В.

С входа RD подавая логическую единицу, обозначим отсутствие ошибок в регистре.

Тактовая частота микросхемы задается кварцевым резонатором ZQ1 номинальной частотой 10 МГц. Для правильной работы резонатора рекомендовано пользоваться конденсаторами C5 и C6 емкостью 20пФ [25]: K10-17A M47 20пФ, 10%.

Конденсаторы C2-C4, C7, C9 согласно описанию микросхемы [25] следует ставить емкость 0,1 мкФ. Поэтому выбраны конденсаторы: K10-17A H50 0,1мкФ, 10%.

Конденсаторы C1, C8 выбраны согласно [25] емкостью 4,7 мкФ: K10-17B NPO 4,7 мкФ, 5%.

Резисторы согласно рекомендации производителя микросхемы выбраны:

– R1, R2 сопротивлением 68 кОм: МЛП-1 68 кОм, 5%

Выход DIR это выход направления движения датчика, канал 1: 0 положительное вращение координаты, 1 – отрицательное приращение координаты.

Связь между микроконтроллером и микросхемой осуществляется через выводы: A, B, NM, DOS, у микроконтроллера – PF3, PF1, PF2, PF0, соответственно.

Тактовая частота микроконтроллера задается внешним кварцевым резонатором ZQ2 номиналом 10 МГц, подключенным к входам OSC_IN и OSC_OUT. Для правильной работы резонатора рекомендовано пользоваться конденсаторами C15 и C16 емкостью 30 пФ: K10-17B M47 30пФ, 10%. Подаваемое напряжение питания 2,2 – 3,6В. Так как, используется интерфейс USB, то, согласно рекомендации производителя [26], напряжение питания Uсс должно быть в пределах от 3,0 до 3,6 В.

Напряжения питания подается через фильтры на выводы Uсс, AUсс и AUсс1 которые соединены между собой. С помощью вывода BUсс подаем напряжение питания на батарею. Вывод AUсс отвечает за подачу напряжения на аналоговые блоки АЦП, ЦАП и компаратора. Питание аналоговых блоков АЦП, ЦАП и компаратора выведено на отдельные выводы для уменьшения помех, создаваемых работой других блоков.

Для того чтобы микроконтроллер работал в нормальном режиме, а не в режиме пониженного энергопотребления вывод Standby заземляем. Так же что выйти из режима Standby, на вывод Wakeup подаем функцию логического нуля.

Выводы DP и DN отвечают за USB интерфейс, с помощью них передается информация на шину USB. Это дает возможность подключать цифровой преобразователь угла к персональному компьютеру или другим устройствам.

По рекомендации производителя микроконтроллера [26] стоят следующие конденсаторы:

- C10 22мкФ: K50-35 22мкФ 400В 85гр, 20%.
- C11-C14 0,1 мкФ: K10-17A H50 0,1мкФ, 10%.

Выводы по разделу два:

В данном разделе подобрана схема подключения первичного датчика (СКВТ) к микросхеме AD2S1205. Исходя из выбранных элементов (микросхемы и микроконтроллера) подобраны остальные элементы – конденсаторы и резисторы, а также разработана принципиальная схема цифрового преобразователя угла.

3 МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦИФРОВОГО ДАТЧИКА

3.1 Расчет погрешности измерительного канала

В соответствии с требованиями МИ 222-80 [27], расчет погрешности произведен в номинальных условиях эксплуатации. Номинальная статическая характе-

ристика измерительного канала $f_{ni}(x)$ рассчитывается по (35) для линейных функций преобразования отдельных звеньев:

$$A^i = \prod_{j=i+1}^N A_j, \text{ при } i = 1, 2, \dots, N-1 \quad (32)$$

$$A^N = 1, \quad (33)$$

$$a = \sum_{i=1}^N A^i a_i, \quad (34)$$

$$f_{ni}(x) = A_i x + a_i, \quad (35)$$

где N – количество компонентов в канале;

$f_{ni}(x)$ – номинальные статические характеристики преобразования каждого компонента ($i=1, 2, \dots, N$);

A_i и a_i – мультипликативная и аддитивная составляющие номинального преобразования компонента соответственно.

Рассчитаем характеристики систематической и случайной составляющих погрешности. Определим следующие метрологические характеристики измерительного канала цифрового преобразователя угла:

$M[\Delta_{ci}(x)]$ – математическое ожидание систематической составляющей погрешности измерительного канала данного типа (для всех измерительных каналов информационно-измерительной системы (далее – ИИС) $i = 1, 2, \dots, m$);

$\sigma[\Delta_{ci}(x)]$ – среднее квадратическое отклонение систематической составляющей погрешности измерительного канала данного типа (для всех измерительных каналов ИИС $i = 1, 2, \dots, m$).

$M[\Delta_{cij}(x)]$ – математическое ожидание систематической составляющей погрешности одного канала каждого компонента, входящего в измерительный канал цифрового преобразователя угла ($j = 1, 2, \dots, N$);

$M[\Delta_{cij}(x)]$ является линейной комбинацией всех входных сигналов компонента:

$$M[\Delta_{cij}(x)] = \sum_{k=1}^m B_{kij} x_k + b_{ij}, \quad (36)$$

где i – номер какого-либо выделенного канала;

$\sigma[\Delta_{cij}(x)]$ – среднее квадратическое отклонение систематической составляющей погрешности по одному каналу каждого компонента ($j=1,2,\dots,N$).

$\sigma[\Delta_{cij}(x)]$ – является функцией всех входных сигналов компонентов x_k ($k=1,2,\dots,m$):

$$\sigma[\Delta_{cij}(x)] = \sum_{k=1}^m (G_{kij}^2 x_k^2 + g_{kij}^2)^{1/2}, \quad (37)$$

где i – номер какого-нибудь выделяемого канала.

Исходя из (37), среднеквадратическое отклонение составляющей систематической погрешности на выходе цифрового преобразователя угла будем находить:

$$\sigma(\Delta) = \sqrt{\sigma^2(\Delta c_1) \cdot (A_2 \cdot A_3 \cdots A_N)^2 + \sigma^2(\Delta c_2) \cdot (A_3 \cdots A_N)^2 + \sigma^2(\Delta c_{N-1}) \cdot A_N^2 + \sigma^2(\Delta_N)} \quad (38)$$

а среднеквадратическое отклонение составляющей случайной погрешности на выходе информационно-измерительной системы (далее – ИИС) будем находить:

$$\sigma(\overset{\circ}{\Delta}) = \sqrt{\sigma^2(\overset{\circ}{\Delta} c_1) \cdot (A_2 \cdot A_3 \cdots A_N)^2 + \sigma^2(\overset{\circ}{\Delta} c_2) \cdot (A_3 \cdots A_N)^2 + \sigma^2(\overset{\circ}{\Delta} c_{N-1}) \cdot A_N^2 + \sigma^2(\overset{\circ}{\Delta} c_N)}, \quad (39)$$

где A_N – функция преобразования.

Полная погрешность ИИС представляет собой сумму систематической $|\Delta c|$ и случайной $\delta|\overset{\circ}{\Delta}|$ погрешностей

$$\Delta = |\Delta_c| + \gamma \cdot \delta|\Delta| \quad (40)$$

Полная систематическая погрешность:

$$\Delta = M|\Delta_c| + k \cdot \delta|\Delta_c|, \quad (41)$$

где $M|\Delta_c|$ – математическое ожидание погрешностей на выходе элементов;

k – коэффициент Стьюдента;

$\delta|\Delta_c|$ – среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности на выходе цифрового преобразователя угла.

На рисунке 3.1 представлен измерительный канал цифрового преобразователя угла.

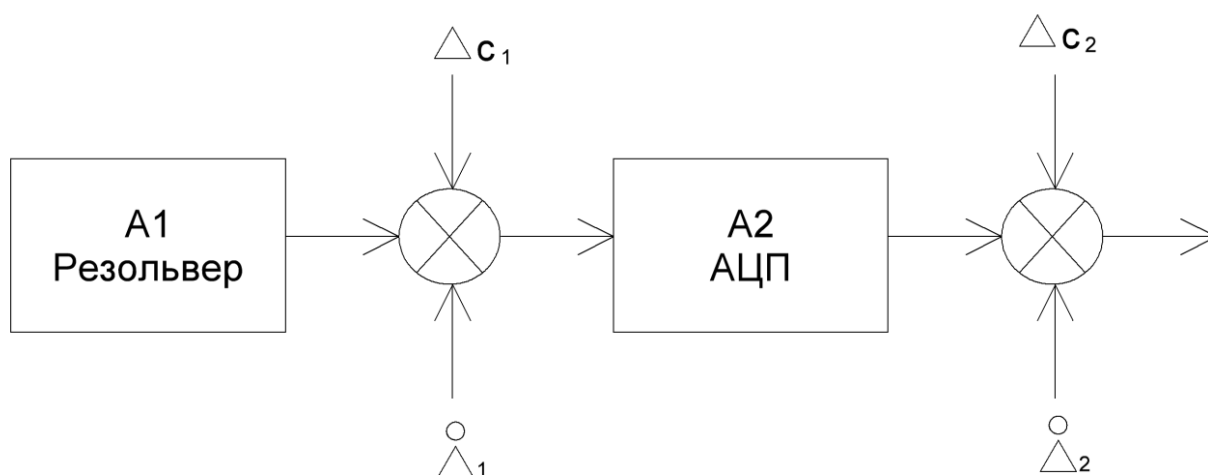


Рисунок 3.1 – Измерительный канал цифрового преобразователя угла

Характеристики АЦП для расчета:

- 12 разрядный;
- время преобразования отсчета $5 \cdot 10^{-7}$ с;
- частота преобразования 333,33 Гц.

В вольтах:

Рассчитаем функции преобразования для каждого элемента:

$$A_1 = \frac{3}{360} = 0,0083B \cdot \text{градус}^{-1}$$

$$A_2 = \frac{3}{2^{12}} = 0,000732B \cdot \text{разряд}^{-1}$$

Математическое ожидание $M|\Delta_c|$ всех элементов измерительного канала равно 0.

Рассчитаем среднеквадратическое отклонение систематической погрешности:

1) СКВТ

$$\Delta_{\text{очн1}} = \pm 5\% = \pm 0,05B$$

Предполагая равномерный вид закона распределения, найдем дисперсию систематической составляющей погрешности:

$$D_1 = \frac{(x_{\text{в}} - x_{\text{н}})^2}{12} \quad (42)$$

$$D_1 = \frac{(0,05 - 0,05)^2}{12} = 0,000833B$$

Найдем среднеквадратическое отклонение СКВТ:

$$\sigma_1 = \sqrt{D} \quad (43)$$

$$\sigma_1 = \sqrt{0,000833} = 0,029B$$

2) Аналого-цифровой преобразователь

Рассчитаем пределы основной погрешности АЦП:

$$\Delta_{\text{очн2}} = \frac{U_{\text{вк}}}{2^{12}} = 0,00073B \cdot \text{разряд}^{-1}$$

Из (42) найдем дисперсию систематической составляющей погрешности АЦП:

$$D_1 = \frac{(0,00073 - 0,00073)^2}{12} = 0,18 \cdot 10^{-6} B^2 \text{разряд}^{-2}$$

Из (43) найдем среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности АЦП:

$$\sigma_2 = \sqrt{0,18 \cdot 10^{-6}} = 0,00042B \cdot \text{разряд}^{-2}$$

Рассчитаем среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности измерительного канала по (38):

$$\sigma(\Delta) = \sqrt{0,029^2 \cdot 0,000732^2 + 0,00042^2} = 0,00042B$$

Исходя из (41) определим полную систематическую погрешность:

$$\Delta c = 0 + 1,96 \cdot 0,00042 = 0,00082B$$

Рассчитаем среднеквадратическое отклонение случайной погрешности:

1) У первичного датчика (СКВТ) среднеквадратическое отклонение случайной погрешности будет $\sigma(\overset{\circ}{\Delta})$ равно нулю.

2) Аналого-цифровой преобразователь

$$n = 12$$

$$T = 5 \cdot 10^{-7} \text{ c}$$

$$F = 333,33 \text{ Гц}$$

Корреляционная функция вида:

$$R_x(\tau) = \delta_x^2 (1 + \alpha|\tau|) e^{-\alpha|\tau|}$$

Приведённое значение дисперсии случайной погрешности АЦП с равномерной шкалой квантования для случайного сигнала с нормальным распределением спектра с $M|\Delta c| = 0$

Приведенное значение дисперсии результирующей случайной погрешности:

$$\sigma^2(\overset{\circ}{\Delta}_{\text{АЦП}}) = \frac{1}{12 \cdot 2^n} + \frac{\sigma_x T_{np}^2}{9} \quad (44)$$

Время преобразования:

$$T_p = a * 2^N \quad (45)$$

Дисперсия производной процесса:

$$\sigma_x = |R_x(\tau)|_{\tau=0} \quad (46)$$

Вторая производная корреляционной функции: $\ddot{R}_x(\tau)$

$$a = (\sqrt{1+\sqrt{2}}) \cdot 2\pi \cdot F \max \quad (47)$$

Рассчитаем по (44) приведенное значение дисперсии результирующей случайной погрешности АЦП:

$$\sigma^2(\overset{\circ}{\Delta}_{АЦЦ}) = \frac{1}{12 \cdot 2^n} + \frac{((\sqrt{1+\sqrt{2}}) \cdot 2 \cdot \pi \cdot 333,33 \cdot 5 \cdot 10^{-7})^2}{9} = 2,035 \cdot 10^{-5} c^2$$

Из полученного найдем среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности АЦП:

$$\sigma(\overset{\circ}{\Delta}_{АЦЦ}) = \sqrt{2,035 \cdot 10^{-5}} = 0,0045c$$

Рассчитаем среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности измерительного канала по (39):

$$\sigma(\overset{\circ}{\Delta}) = \sqrt{0 \cdot 0,000732^2 + 0,0045^2} = 0,0045c$$

Исходя из (40) определим полную погрешность измерительного канала:

$$\Delta = 0,0082 + 1,96 \cdot 0,0045 = 0,017B$$

Рассчитаем функции преобразования для каждого элемента

$$A_1 = \frac{3}{360} = 0,0083B \cdot \text{градус}^{-1}$$

$$A_2 = \frac{3}{2^{12}} = 0,000732B \cdot \text{разряд}^{-1}$$

Математическое ожидание $M|\Delta c|$ всех элементов измерительного канала равно 0.

Рассчитаем среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности:

1) СКВТ

$$\Delta_{\text{очл}} = \pm 5' = \pm 0,17^\circ$$

Исходя из (42) и (43) найдем среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности СКВТ:

$$\sigma_1 = \sqrt{\frac{(0,17 + 0,17)^2}{12}} = 0,098^\circ$$

2) Аналого-цифровой преобразователь

$$\Delta_{\text{очн2}} = \pm 316,406'' = \pm 0,088^\circ$$

Исходя из (42) и (43) найдем среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности АЦП:

$$\sigma_1 = \sqrt{\frac{(0,088 + 0,088)^2}{12}} = 0,051^\circ$$

Рассчитаем среднеквадратическое отклонение систематической составляющей погрешности измерительного канала по (38):

$$\sigma(\Delta) = \sqrt{0,098^2 \cdot 0,088^2 + 0,051^2} = 0,052^\circ$$

Исходя из (41) определим полную систематическую погрешность:

$$\Delta_c = 0 + 1,96 \cdot 0,052 = 0,102^\circ$$

Среднеквадратическое отклонение случайной погрешности АЦП:

$$\sigma(\dot{\Delta}_{\text{АЦП}}) = \sqrt{2,035 \cdot 10^{-5}} = 0,0045c$$

По (38) рассчитаем среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности измерительного канала:

$$\sigma(\dot{\Delta}) = \sqrt{0 \cdot 0,088^2 + 0,0045^2} = 0,0045c$$

Определим полную погрешность измерительного канала исходя из (40):

$$\Delta = 0,102 + 1,96 \cdot 0,0045 = 0,111^\circ$$

3.2 Методика выполнения измерения

Методика выполнения измерения цифрового преобразователя перемещения с первичным сенсором СКВТ типа ЛИР-ДР158А.

Методика выполнения измерения составлена в соответствии с требованиями ГОСТ Р 8.563–2009[28].

1) Область применения

Данная методика применяется для измерения угла поворота и линейных перемещений.

2) Требования к погрешности измерений

Погрешность измерений соответствует характеристикам, приведенным при расчете погрешности при измерении перемещения и угла поворота цифровым преобразователем угла.

Полная систематическая погрешность:

$$\Delta c = 0,00082B$$

$$\Delta c = 0,102^\circ$$

Среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности:

$$\sigma(\Delta) = 0,0045c$$

Полная погрешность цифрового преобразователя угла в вольтах и градусах соответственно:

$$\Delta = 0,017B$$

$$\Delta = 0,111^\circ$$

Погрешности, вносимые оператором (субъективные погрешности) отсутствуют, так как прибор автоматизирован.

3) Средства измерений, вспомогательные устройства, материалы, растворы

Цифровой преобразователь угла с сенсором типа резольвер. Диапазон измерения сенсора $0^\circ - 360^\circ$. Максимальная скорость вращения вала 10000 об/мин. Допустимое осевое смещение вала $\pm 0,5$ мм. Допустимое радиальное смещение вала $\pm 0,2$ мм. Ток через обмотку возбуждения < 50 мА. Степень защиты от внешних воздействий IP65. Напряжение на выходе: $3 \pm 5\%$ В. Точность: $\pm 10'$.

4) Метод измерения

Основным методом измерения угла и перемещения являются прямые однократные измерения. Данная методика применима при выполнении следующих условий: составляющие погрешности известны, случайные составляющие распределены по нормальному закону, а не исключенные систематические, заданные своими границами – равномерно.

Составляющими погрешности прямых однократных измерений являются:

– погрешности средства измерения (далее – СИ), рассчитываемые по их метрологическим характеристикам;

– погрешность используемого метода измерений, определяемая на основе анализа в каждом конкретном случае;

– личная погрешность, вносимая конкретным оператором. Если последние две составляющие не превышают 15% погрешности СИ, то за погрешность результата однократного измерения принимают погрешность используемого СИ.

5) Условия проведения измерений и характеристика измеряемой среды

Для достижения наилучшей точности результата измерения, измерения следует проводить при следующих условиях:

– температура окружающей среды, °С (от –40 до +80);

– относительная влажность при температуре 25°С, % (не более 80).

6) Подготовка к выполнению измерений

– подготовка к выполнению измерений заключается в осуществлении комплекса мероприятий по вводу измерительной системы в эксплуатацию, основными из которых являются:

– проведение поверки СИ;

– проведение внешнего осмотра датчика давления и наличия полной комплектации;

– проверка правильности монтажа в соответствии с проектной документацией;

– проведение наладочных работ;

– введение системы измерений в эксплуатацию.

7) Выполнение измерений

Подключить цифровой преобразователь угла к измеряемому объекту и зафиксировать результат измерения, отображенный в цифровом виде. Диапазон измерения: 0°-360°.

8) Обработка результатов измерений

За результат однократного измерения принимать значение величины, полученное при измерении. Составляющие погрешности результата измерения считать

известными до проведения измерения. Предполагать, что известные систематические погрешности исключены.

Считать, что распределение случайных погрешностей не противоречит нормальному распределению, а не исключенные систематические погрешности, представленные заданными границами $\pm\Theta$, распределены равномерно.

Неопределенность результата измерений учитывать, как неполное знание значения измеряемой величины, и для количественного выражения этой неполноты ввести распределение вероятностей возможных значений измеряемой величины - параметр, который количественно характеризует точность результата измерений. Полагая, что распределение вероятностей возможных значений измеряемой величины не противоречит нормальному распределению.

Выполнение однократных измерений обосновывают следующими факторами:

- производственной необходимостью (разрушение образца, невозможность повторения измерения, экономическая целесообразность);
- возможностью пренебрежения случайными погрешностями;
- случайные погрешности существенны, но доверительная граница погрешности результата измерения не превышает допускаемой погрешности измерений;
- стандартная неопределенность, оцениваемая по типу А, существенна, но расширенная неопределенность не превышает заданного предела.

При определении доверительных границ погрешности или расширенной неопределенности для уровня доверия P результата измерения принимать вероятность, равную 0,95.

При вычислениях следует пользоваться правилами округления в соответствии с МИ1317-2004[29].

Составляющими погрешности результата однократного измерения являются погрешности СИ, метода, оператора, а также погрешности, обусловленные изменением условий измерения.

Неопределенность результата однократного измерения может быть представлена стандартными неопределенностями, оцениваемыми по типу А.

Характеристикой не исключенной систематической погрешности могут быть:

- границы $\pm\Theta$;
- доверительные границы $\pm\Theta(P)$.

Характеристикой случайных погрешностей могут быть:

- среднеквадратическое отклонение S ;
- доверительные границы $\pm e(P)$.

Погрешность результата однократного измерения чаще всего представлена не исключенными систематическими погрешностями и случайными погрешностями.

Погрешность СИ определять на основании их метрологических характеристик, которые должны быть указаны в нормативных и технических документах, и в соответствии с РД50-453-84 «Методические указания. Характеристики погрешности средств измерений в реальных условиях эксплуатации. Методы расчета» [30].

Погрешности метода и оператора определены при разработке и аттестации конкретной МВИ.

Доверительные границы случайной погрешности и стандартную неопределенность, оцениваемую по типу А, результата измерения вычислять следующим образом.

а) Если случайные погрешности представлены несколькими среднеквадратическими отклонениями S_i , то среднеквадратическое отклонение результата однократного измерения $S(\tilde{A})$ вычисляют по (48)

$$S(\tilde{A}) = \sqrt{\sum_{i=1}^m S_i^2} \quad (48)$$

Стандартную неопределенность, оцениваемую по типу А, результата однократного измерения u_A вычислять по (49):

$$u_A = \sqrt{\sum_{i=1}^m u_{i,A}^2}, \quad (49)$$

где m – число составляющих случайных погрешностей.

Из (49) вычислять доверительную границу случайной погрешности результата измерения:

$$\varepsilon(P) = Z_{P/2} \cdot S(\tilde{A}), \quad (50)$$

где $Z_{P/2} - P/2$ точка нормированной функции Лапласа, отвечающая вероятности P .

б) Если случайные погрешности представлены в виде доверительных границ $\varepsilon_i(P)$, соответствующими одной и той же вероятности, доверительную границу случайной погрешности результата однократного измерения вычислять по (51):

$$\varepsilon(P) = \sqrt{\sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2(P)} \quad (51)$$

в) Если случайные погрешности заданы в виде доверительных границ, соответствующими разными вероятностями, сначала определить среднеквадратическое отклонение результата измерения по (52):

$$S(\tilde{A}) = \sqrt{\sum_{i=1}^m \varepsilon_i^2(P_i) / Z_{P_i/2}^2} \quad (52)$$

Затем вычислить доверительные границы случайной погрешности результата измерения по (50).

Форма представления результатов однократных измерений должна соответствовать МИ1317-2004 [29].

При симметричной доверительной погрешности результат однократного измерения представлять в форме $\tilde{A}; \pm D(P); P$ или $\tilde{A}; \pm D(P)$, или $\tilde{A}; U(P)$.

9) Контроль точности результатов измерений

Для проведения контроля точности результатов измерения необходимо воспользоваться более точными цифровыми преобразователями угла с предельной погрешностью $\pm 0,01 \dots 0,16$ В или $\pm 0,033 \dots 0,038^\circ$.

3.3 Разработка методики поверки

Поверка средств измерений – совокупность операций, выполняемых органами Государственной метрологической службы (другими уполномоченными органами, организациями) с целью, определения и подтверждения соответствия средств измерений установленным техническим требованиям.

Разработка методики поверки микроконтроллерного преобразователя перемещения Разработана в соответствии с требованиями МИ 1202-86 [31].

По решению федерального агентства по техническому регулированию и метрологии (Росстандарт) право поверки средств измерений предоставляется только аккредитованным метрологическим службам. Деятельность данных служб ведется в соответствии с действующим в настоящее время законодательством и нормативными документами по обеспечению единства измерений Росстандарта.

1. Операции поверки

При проведении поверки цифрового преобразователя угла должны выполняться операции, приведенные в таблице 3.1

Таблица 3.1 – Операции необходимые при проведении поверки

Наименование операции	Номер пункта методических указаний	Обязательность проведения операции при	
		первичной поверке	эксплуатации и хранении
Внешний осмотр	6.1	Да	Да

Проверка электрической прочности и сопротивления изоляции	6.2	Да	Нет
Проверка осевого смещения вала	6.3	Да	Да
Проверка радиального смещения вала	6.4	Да	Да
Проверка СКО случайной составляющей основной инструментальной погрешности	6.5	Да	Да
Проверка времени задержки запуска	6.6	Да	Да
Опробование	6.7	Да	Да
Проверка систематической составляющей основной погрешности	6.8	Да	Да
Проверка основной погрешности	6.9	Да	Да

2. Средства поверки

В качестве средства контроля для преобразователей угловых перемещений 5, 6, 7, 8 и 10 классов точности используется энкодер фирмы HEIDENHAIN ROD-800 (точность $\pm 1''$).

Для опробования входного сигнала АЦП и выходного напряжения первичного датчика следует пользоваться мультиметрами в режиме измерения напряжения:

- а) APPA 303, $\delta = \pm 0,1\%$,
- б) FLUKE 107, $\delta = \pm 0,1\%$

Для проверки осевого смещения вала рекомендуется использовать прибор ИП 107, $\delta = \pm 2\%$.

Для проверки радиального смещения вала следует использовать прибор MarStand 818, $\delta = \pm 2\%$.

3. Требования к квалификации поверителя и других исполнителей

Согласно РМГ 51-2002 [32] или разделу Технического описания и инструкции по эксплуатации (паспорта), регламентирующих методику поверки цифровых измерительных устройств, работу по поверки микроконтроллерного преобразователя перемещения должен выполнять специалист, имеющий достаточную подготовку в области метрологии и испытаний электронных измерительных устройств.

Специалист, проводящий поверку, должен быть ознакомлен с техникой безопасности.

4. Требования безопасности

При проведении поверки необходимо соблюдать требования безопасности, предусмотренные «Правилами технической эксплуатации электроустановок потребителей» (Зарегистрировано в Минюсте РФ 22 января 2003 г. № 4145), ГОСТ 12.2.007.0-75 [33], ГОСТ 22261-94 [34] и указаниями по технике безопасности, приведенными в эксплуатационной документации на образцовые средства измерения и вспомогательные устройства.

5. Условия поверки и подготовка к ней

Пользователь, сдающий цифровой преобразователь угла на поверку должен представлять Техническое описание, паспорт прибора и нормативно-техническую документацию на методику проверки данного цифрового измерительного устройства. Перед поверкой необходимо произвести ознакомление со всеми представленными документами на данное цифровое измерительное устройство.

Перед поверкой цифровой преобразователь должен быть выдержан при температуре от +15°C до +25°C не менее трех часов и в нормальных условиях не менее 2 часов, в соответствии с эксплуатационной документацией.

Цифровой преобразователь угла и средства поверки должны быть подготовлены согласно эксплуатационной документации.

6. Проведение поверки

6.1 Внешний осмотр

Проверить маркировку цифрового преобразователя угла и наличие необходимых надписей на наружных панелях прибора.

Проверить комплектность цифрового преобразователя угла. Если отсутствует или поврежден кабель подключения сети питания, кабель подключения входного сигнала, то прибор не допускается к поверке.

Также прибор не допускается к поверке, если есть: трещины на корпусе, имеется люфт вала первичного преобразователя, незакрепленные предметы внутри прибора, повреждения изоляции.

6.2 Проверка электрической прочности и сопротивления изоляции.

Электрическую прочность и сопротивление изоляции следует проверять в соответствии с ГОСТ 22261-94 [34].

6.3 Проверка осевого смещение вала

Для проверки осевого смещения вала рекомендуется использовать прибор ИП 107. Подключить оборудования в соответствии технической документации прибора ИП 107. При измерении осевое смещение не должно превышать $\pm 0,5$ мм. Если осевое смещение превысило допустимого значения, то цифровой преобразователь бракуют.

6.4 Проверка радиального смещение вала

Для проверки осевого смещения вала рекомендуется использовать прибор MarStand 818. Подключить оборудования в соответствии технической документации прибора MarStand 818. При измерении осевое смещение не должно превышать $\pm 0,2$ мм. Если осевое смещение превысило допустимого значения, то цифровой преобразователь бракуют.

6.5 Проверка среднеквадратического отклонения случайной составляющей основной инструментальной погрешности

Проверку среднеквадратического отклонения случайной составляющей основной погрешности ЦИУ при $\sigma_{op} > 0,3q_{sf}$ проводить на каждом диапазоне измерений.

По данным таблицы 3.2, в зависимости от a вычисляемой по (3.3), выбрать число отсчетов n , относительный контрольный допуск γ и требования к погрешности образцовых средств измерения.

Установить значение X_0 входного сигнала цифрового преобразователя угла, удовлетворяющее неравенству:

$$0,9|X_k| \leq |X_0| \leq |X_k| - (3\sigma_{op} + q_{sf}),$$

где X_k – значение измеряемой величины, соответствующее верхнему пределу Y_k проверяемого диапазона измерений;

σ_{op} – предел допускаемого среднеквадратического отклонения случайной составляющей основной инструментальной погрешности;

q_{sf} – номинальное значение ступени квантования проверяемого диапазона измерений.

Считать n показаний Y_j ($j=1, \dots, n$) цифрового преобразователя угла при неизменном входном сигнале.

Вычислить оценку среднеквадратического отклонения случайной составляющей основной инструментальной погрешности σ_{oin} по (53) или (54)

при $\sigma_{op} > 0,3q_{sf}$:

$$\tilde{\sigma}_{oin} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^n (Y_j - \bar{Y})^2}{n-1} + \frac{q_{sf}^2}{12}}, \quad (53)$$

при $\sigma_{op} = 0,3q_{sf}$:

$$\tilde{\sigma}_{oin} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^n (Y_j - \bar{Y})^2}{n-1}}, \quad (54)$$

где:

$$\bar{Y} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n Y_j \quad (55)$$

Если подкоренное выражение в (53) получается меньше нуля, принимать $\sigma_{oin} = 0$.

Если выполняется неравенство $\sigma_{oin} > \gamma\sigma_{op}$, считать, что значение среднеквадратического отклонения случайной составляющей инструментальной основной погрешности превышает предел допускаемых значений, и проверяемый цифровой преобразователь угла браковать.

Если указанное неравенство не выполняется, то переходят к проверке среднеквадратического отклонения случайной составляющей основной инструментальной погрешности на других диапазонах.

Число отсчетов n , относительный контрольный допуск γ и требования к погрешности образцовых средств измерения по данной методике выбрать по данным из таблицы 3.2, в зависимости от вспомогательной величины, вычисляемой по (56)

$$a = \frac{\sqrt{\sigma_{\text{вп}} + \bar{U}_n^2}}{\sigma_{\text{оп}}}, \quad (56)$$

где $\sigma_{\text{оп}}$ – среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности образцового средства измерений СИ или СИ;

\bar{U}_n – среднеквадратическое отклонение (эффективное) значение пульсаций измеряемой величины, подаваемой на цифровой преобразователь угла.

Таблица 3.2 – Число отсчетов n и относительный контрольный допуск γ

$\sigma_{\text{оп}}$	$0,3q_{\text{sf}}$		$0,5q_{\text{sf}}$		q_{sf}	
	n	γ	n	γ	n	γ
0,1	20	0,8	16	0,85	12	0,8
0,2	20	0,8	16	0,8	15	0,8
0,25	20	0,8	18	0,85	15	0,8
0,33	21	0,8	22	0,9	19	0,9
0,5	24	0,95	29	1,0	22	1,0

6.6 Проверка задержки запуска

Проверку времени задержки запуска $t_{3,n}$ при нормировании пределов $\Delta_{\text{оп}}$ допускаемой погрешности поверяемого ЦИУ, а также при раздельном нормировании систематической и случайной составляющих погрешности в случаях, когда $\sigma_{\text{оп}} < 0,5q_{\text{sf}}$, проводить в соответствии следующей методики.

Собрать схему измерений, как изображено на рисунке 3.2.

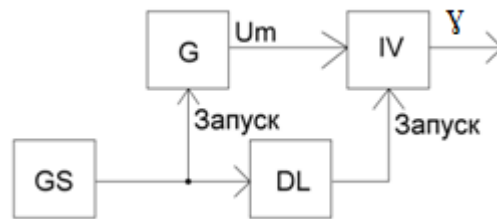


Рисунок 3.2 – Схема измерений для проверки времени задержки запуска АЦП

Проверку времени задержки запуска цифрового преобразователя угла при любом показании каждого диапазона измерений, лежащем в пределах $(0,9 - 1,0)Y_k$, где Y_k – показания прибора, соответствующее верхнему пределу диапазона.

Установить параметры импульсов, вырабатываемых генератором GS, соответствующие требованиям нормативно – технической документации на цифровой преобразователь угла. Частоту следования импульсов генератора GS уставить не превышающей максимальную частоту запуска цифрового преобразователя угла.

Установить время задержки линии задержки DL не менее $1,5t_{3.n}$.

Регулируя амплитуду импульсов генератора G, установить такое ее значение U_{m1} , при котором в группе из десяти следующих друг за другом циклов измерений цифрового преобразователя угла с равной частотой появляются показания, меньшие или большие, или равные $(0,9 - 1,0)Y_k$.

Изменять время задержки линии DL, устанавливая ее равным $t_{3.n}$. Регулируя амплитуду импульсов генератора G, установить такое же значение U_{m2} , при котором выполняется условие, описанное в предыдущем пункте.

Если выполняется неравенство $|U_{m1} - U_{m2}| > q_{sf}$, то поверяемый цифровой преобразователь угла браковать. Иначе переходить к следующей проверяемой точке.

6.7 Опробование

Проверяемый цифровой преобразователь угла и образцовые средства измерения должны быть прогреты, после подключения, в течение 20 минут.

После прогрева провести все необходимые подстройки и калибровку, согласно эксплуатационной документации. Если это окажется невозможным, то цифровой преобразователь угла забраковать.

Опробовать выходной сигнал на выходе первичного преобразователя и входное напряжения на АЦП с помощью одного из мультиметров представленных в пункте 2. Если напряжения не будут соответствовать паспортным, то цифровой преобразователь угла забраковать.

Проверить цифровой преобразователь угла на всех диапазонах измерений, подавая входные сигналы, соответствующие начальному и конечному диапазону измерений. Прибор забраковать, если будет установлена его неработоспособность на одном из диапазонов или в одном из режимов.

6.8 Проверка систематической составляющей основной погрешности

Проверку систематической составляющей основной погрешности проводить при значениях входного сигнала

$$X_1 = (0,05 - 0,1)X_k$$

$$X_2 = (0,2 - 0,3)X_k$$

$$X_3 = (0,4 - 0,6)X_k$$

$$X_4 = (0,7 - 0,8)X_k$$

$$X_5 = (0,9 - 1,0)X_k$$

на каждом диапазоне измерений.

На нижнем пределе измерений проверить дополнительно систематическую составляющую основной погрешности на одном из показаний в пределах младшего десятичного разряда.

Проверку систематической составляющей основной погрешности цифрового преобразователя угла проводить в изложенной ниже последовательности.

Для каждой i -ой проверяемой точки Y_i ($i = 1, \dots, r$) рассчитывают контрольные уровни X_{1i}, X_{2i} измеряемой величины по (57):

$$\begin{aligned} |X_{1i}| &= |Y_i| - 0,5q_{sf} - \gamma\Delta_{оспи}, \\ |X_{2i}| &= |Y_i| - 0,5q_{sf} + \gamma\Delta_{оспи}, \end{aligned} \quad (57)$$

где Y_i – показание цифрового преобразователя угла, соответствующее проверяемой точке;

$\Delta_{оспi}$ – предел допускаемой систематической составляющей основной погрешности для показания Y_i ;

γ – относительный контрольный допуск;

q_{sf} – номинальное значение ступени квантования проверяемого диапазона измерений.

Установить входной сигнал X равным X_{i1} . При $X = X_{i1}$ наблюдать n показаний Y_{1j} ($j = 1, \dots, n$). Подсчитать число m появления показаний, удовлетворяющих неравенству $|Y_{1j}| \geq |Y_i|$. Если число m получится большим $0,5n$, то считать, что систематическая составляющая основной погрешности превышает предел допускаемых значений, и поверяемый цифровой преобразователь угла признать бракованным.

Иначе:

– если $i \neq r$, выполнять операции для следующей проверяемой точки;

где r – число проверяемых точек в диапазоне;

– если $i = r$, переходить к проверке систематической составляющей погрешности на следующем пределе измерений (r – число проверяемых точек для данного диапазона измерений прибора);

– если проверены все пределы измерений, переходить к оформлению результатов поверки.

Значения коэффициента γ и число отсчетов n при проверке систематической составляющей основной погрешности выбирать по таблице 3.3 в зависимости от значений (58):

$$a = \frac{d}{\Delta_{осп}}, \quad (58)$$

где d – предел $\Delta_{еор}$ допускаемой основной погрешности или предел $\Delta_{еосп}$ допускаемой систематической составляющей основной погрешности (в зависимости от того, что нормировано) образцового средства измерений SI (меры SM);

Δ_{osp} – предел допускаемой систематической составляющей основной погрешности поверяемого прибора.

Вспомогательную величину b , вычислять по следующим выражениям:
при нормировании пределов допускаемой погрешности по (59):

$$b = \frac{\sqrt{\sigma_{op}^2 + \sigma_{ep}^2}}{q_{sf}}, \quad (59)$$

где σ_{ep} – предел допускаемого среднеквадратического отклонения случайной составляющей погрешности образцового средства измерений;

q_{sf} – номинальное значение ступени квантования поверяемого диапазона измерений; отношения Δ_{osp}/q_{sf} предела допускаемой систематической составляющей основной погрешности поверяемого прибора к номинальному значению его ступени квантования на поверяемом диапазоне измерений.

Таблица 3.3 – Таблица выбора n и γ

Δ_{osp} / q_{sf}	a	$b \leq 0,3$		$0,3 < b \leq 0,5$		$0,5 < b \leq 1$	
		n	γ	n	γ	n	γ
1	0,1	4	0,80	16	0,80		
	0,2	6	0,80	18	0,80		
	0,25	8	0,80	28	0,80		
	0,33	18	0,85	(32)	(0,80)		

Продолжение таблицы 3.3

Δ_{osp} / q_{sf}	a	$b \leq 0,3$		$0,3 < b \leq 0,5$		$0,5 < b \leq 1$	
		n	γ	n			n
	0,5	(12)	(0,70)	-	-		
2	0,1	2	0,90	4	0,85	14	0,80
	0,2	2	0,90	4	0,85	24	0,85
	0,25	2	0,90	6	0,85	26	0,80
	0,33	2	0,85	14	0,85	(16)	(0,70)
	0,5	(10)	(0,80)	(10)	(0,70)	-	-
3	0,1	2	0,95	2	0,9	6	0,80
	0,2	2	0,95	2	0,85	10	0,80
	0,25	2	0,90	2	0,80	14	0,85

	0,33	2	0,85	6	0,85	30	0,85
	0,5	(2)	(0,80)	(2)	(0,70)	(16)	(0,70)
4	0,1	2	0,95	2	0,90	4	0,85
	0,2	2	0,95	2	0,90	4	0,80
	0,25	2	0,95	2	0,90	8	0,85
	0,33	2	0,90	2	0,80	24	0,85
5 и более	0,1	2	0,95	2	0,95	2	0,85
	0,2	2	0,95	2	0,95	2	0,80
	0,25	2	0,95	2	0,90	2	0,80
	0,33	2	0,90	2	0,90	2	0,80
	0,5	(2)	(0,80)	(6)	(0,80)	(6)	(0,70)

6.9 Проверка основной погрешности

Проверку систематической составляющей основной погрешности проводить при значениях входного сигнала

$$X_1 = (0,05 - 0,1)X_k$$

$$X_2 = (0,2 - 0,3)X_k$$

$$X_3 = (0,4 - 0,6)X_k$$

$$X_4 = (0,7 - 0,8)X_k$$

$$X_5 = (0,9 - 1,0)X_k$$

на каждом диапазоне измерений.

На нижнем пределе измерений проверить дополнительно систематическую составляющую основной погрешности на одном из показаний в пределах младшего десятичного разряда.

Проверку основной погрешности цифрового преобразователя угла проводить в изложенной ниже последовательности.

На основном диапазоне измерений устанавливают значение измеряемой величины в пределах $(0,9 - 1,0)X_k$.

Если, регулируя измеряемую величину, можно установить такое ее значение, при котором не наблюдаются изменения показаний в младшем значащем разряде отсчетного устройства поверяемого преобразователя угла, то отношение пределов допускаемых погрешностей образцового средства измерений и поверяемого прибора, число отсчетов n , относительный контрольный допуск γ выбирают по таблице 3.4 и 3.5.

Если при любом неизменном значении измеряемой величины в младшем значащем разряде отсчетного устройства наблюдается от 2 до 3 соседних показаний, то отношение пределов допускаемых погрешностей образцового средства измерений и поверяемого ЦИУ, число отсчетов n , относительный контрольный допуск γ выбирают по таблице 8. Если будет обнаружено, что при каком-либо значении измеряемой величины в младшем значащем разряде отсчетного устройства могут появляться показания, разность которых превышает $2q_{sf}$, поверяемый преобразователь угла браковать.

Рассчитать контрольные значения X_{1i} и X_{2i} для каждой проверяемой точки Y_i ($i=1, \dots, n$) по (60):

$$\begin{aligned} |X_{1i}| &= |Y_i| - \gamma \Delta_{оспи}, \\ |X_{2i}| &= |Y_i| + \gamma \Delta_{оспи}, \end{aligned} \quad (60)$$

где Y_i – показание цифрового преобразователя угла, соответствующее проверяемой точке;

$\Delta_{оспи}$ – предел допускаемой систематической составляющей основной погрешности для показания Y_i ;

γ – относительный контрольный допуск.

Установить входной сигнал X равным X_{i1} . При каждом значении $X = X_{i1}$ наблюдать n показаний Y_{1j} ($j = 1, \dots, n$) цифрового преобразователя угла. Подсчитать число m появления показаний, удовлетворяющих неравенству $|Y_{1j}| \geq |Y_i|$. Если число m получится не равным нулю, то прибор забраковать.

Иначе, установить значение $X = X_{i2}$. При каждом значении $X = X_{i2}$ наблюдать n показаний T_{2ij} ($j = 1, \dots, n$) цифрового преобразователя угла. Подсчитать число m появления показаний, удовлетворяющих неравенству $|T_{2ij}| \geq |Y_i|$. Если число m получится не равным нулю, то прибор забраковать.

В противном случае:

– если $i = r$, перейти к проверке основной погрешности на следующем диапазоне измерений; после проверки основной погрешности на последнем диапазоне измерений переходят к оформлению результатов поверки;

где r – число проверяемых точек в диапазоне

– если $i < r$, установить значение измеряемой величины равным X_{i+1} для следующей проверяемой точки и выполнить операции заново.

Требование к погрешности образцового средства измерения, числу отсчетов n и относительному контрольному допуску γ при проверке основной погрешности установить по таблице 3.4 и 3.5 в зависимости от результата проверки пределов Δ_{op} допускаемой основной погрешности цифрового преобразователя угла и значения вспомогательной величины a , рассчитываемой по (61)

$$a = \frac{\Delta_{eop}}{\Delta_{op}}, \quad (61)$$

где Δ_{eop} – пределы допускаемой погрешности образцового средства измерений.

Таблица 3.4 – Таблица выбора n и γ

Δ_{osp} / q_{sf}	2		3		4		5 и более	
	n	γ	n	γ	n	γ	n	γ
0,1	17	0,90	1	0,80	1	0,85	1	0,90
0,2	(17)	(0,90)	1	0,80	1	0,85	1	0,90
0,25	(3)	(0,80)	3	0,85	1	0,85	1	0,90
0,33	(5)	(0,80)	3	0,80	1	0,80	1	0,90
0,5	-	-	(15)	(0,80)	(10)	(0,75)	(5)	(0,75)

Таблица 3.5 – Таблица выбора n и γ

Δ_{osp} / q_{sf}	2		3		4		5 и более	
	n	γ	n	γ	n	γ	n	γ
0,1	(5)	(0,80)	3	0,80	1	0,85	3	0,85
0,2	(5)	(0,80)	3	0,80	1	0,85	3	0,85
0,25	(5)	(0,80)	3	0,80	1	0,85	3	0,85
0,33	(9)	(0,75)	10	0,85	1	0,80	5	0,80
0,5	-	-	(20)	(0,70)	(10)	(0,75)	(10)	(0,70)

7. Оформление результатов поверки

После проведения первичной поверки, если она оказалась успешной, то на корпус цифрового преобразователя угла нанести отиск поверительного клейма, в паспорт прибора произвести запись о прохождении поверки.

После проведения государственной периодической поверки оформлять с помощью нанесения на прибор поверительного клейма, если поверка оказалась положительной.

Допускается по желанию потребителя вместо нанесения поверительного клейма, выдавать свидетельство о поверке на рабочие приборы.

Если цифровой преобразователь угла не прошел поверку, то прибор не допускать к дальнейшему применению, в паспорт внести отметку о его непригодности к работе, клейма предыдущих поверок считать недействительными, ранее выданное свидетельство аннулировать. Так же следует выдать извещение о непригодности.

8. Достоверность методики выполнения поверки измеряемой величины

Установление допускаемой погрешности поверки, а также выбор эталонного средства измерения по точности осуществляется по параметрам методики поверки цифрового преобразователя угла.

В качестве исходных данных для установления значений параметров методики поверки используем критерии достоверности поверки.

Основными критериями достоверности поверки:

– наибольшая вероятность ошибочного признания годным любого в действительности дефектного экземпляра средств измерения P_{bam} ;

– отношение наибольшего возможного модуля контролируемой характеристики погрешности средств измерения, которое может быть ошибочно признано годным к пределу ее допускаемых значений $\{(\delta_M)_{ba}\}$.

Допустимые значения:

$$\{(\delta_M)_{ba}\}_p = 1,15$$

$$\{P_{bam}\}_p = 0,45$$

На основании указанных критериев достоверности поверки определим отношение предела допускаемого значения погрешности поверки к пределу допускаемого значения основной погрешности средств измерения – a_p , и допускаемую погрешность поверки Δ_{op} .

Предельные значения a_p выбираем из ряда: 1/10; 1/5; 1/4; 1/3; 1/2,5; 1/2.

В частном случае a_p является отношением погрешностей эталонного и поверяемого средства измерения.

При поверке необходимо установить соотношение a_p , которое обеспечивает неравенство (62):

$$P_{bam} \leq \{P_{bam}\}_p \text{ и } \{(\delta_M)_{ba}\} \leq \{(\delta_M)_{ba}\}_p \quad (62)$$

Это возможно лишь при условии сравнения полученного при поверке значения погрешности не с пределом допускаемого значения погрешности средств измерения Δ_{op} , а с контрольным допуском $\Delta_{o\gamma}$, который определяется по (63)

$$|\Delta_{o\gamma}| = \gamma |\Delta_{op}|, \quad (63)$$

где γ – абсолютное значение отношения границ поля контрольного допуска к модулю допускаемого значения характеристики.

Значение γ устанавливается на основании критериев достоверности поверки и выбранного значения a_p .

Для заданных значений $\{(\delta_M)_{ba}\}_p = 1,15$ и $\{P_{bam}\}_p = 0,45$ по таблице 3.6, согласно МИ 188-86 [35], проведем границу области, внутри которой лежат значения γ и a_p , обеспечивающие выполнение требований $P_{bam} \leq \{P_{bam}\}_p$ и $\{(\delta_M)_{ba}\} \leq \{(\delta_M)_{ba}\}_p$.

Таблица 3.6 – Значения γ и $(\delta_M)_{ba}$

a_p	Значения γ и $(\delta_M)_{ba}$ при P_{bam} , равном										
	0,00	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
1/10	0,90 1,00	0,94 1,04	0,95 1,05	0,96 1,06	0,97 1,07	0,98 1,08	0,99 1,9	0,99 1,9	0,99 1,9	1,00 1,10	1,00 1,10
1/5	0,80 1,00	0,88 1,08	0,91 1,11	0,93 1,13	0,94 1,14	0,96 1,16	0,97 1,17	0,98 1,18	0,99 1,19	0,99 1,19	1,00 1,20
1/4	0,75 1,00	0,85 1,10	0,88 1,13	0,91 1,16	0,93 1,18	0,95 1,20	0,96 1,21	0,97 1,22	0,98 1,23	0,99 1,24	1,00 1,25
1/3	0,67 1,00	0,80 1,13	0,85 1,18	0,88 1,21	0,91 1,24	0,93 1,26	0,94 1,27	0,96 1,29	0,98 1,31	0,99 1,32	1,00 1,33
1/2,5	0,60 1,00	0,76 1,16	0,82 1,22	0,86 1,26	0,89 1,29	0,91 1,31	0,93 1,33	0,95 1,35	0,97 1,37	0,98 1,38	1,00 1,40
1/2	0,50 1,00	0,70 1,20	0,77 1,27	0,82 1,32	0,86 1,36	0,89 1,39	0,92 1,42	0,94 1,44	0,96 1,46	0,98 1,48	1,00 1,50

Полученную границу перенесем в таблицу 3.7.

Таблица 3.7 – Значение γ и $(P_{gr})_{mg}$

a_p	Значения γ и $(P_{gr})_{mg}$ при P_{bam} , равном										
	0,00	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
1/10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1/5	0,028	0,005	0,002	0,001	0,001	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
1/4	0,067	0,016	0,009	0,005	0,003	0,002	0,001	0,001	0,001	0,000	0,000
1/3	0,140	0,047	0,027	0,018	0,012	0,009	0,007	0,005	0,004	0,003	0,002
1/2,5	0,207	0,079	0,047	0,032	0,023	0,019	0,015	0,012	0,009	0,007	0,006
1/2	0,305	0,133	0,087	0,062	0,045	0,035	0,027	0,023	0,019	0,016	0,013

Двигаясь по границе области, установим значения γ , a_p , $(P_{gr})_{mg}$ (таблица 3.8), при которых выполняется требование.

Таблица 3.8 – Значения γ , a_p , $(P_{gr})_{mg}$

a_p	1/10	1/5	1/4	1/3	1/2,5	1/2
γ	1	0,94	0,88	0,80	0,60	0,50
$(P_{gr})_{mg}$	0	0,001	0,009	0,047	0,207	0,305

Для поверки цифрового преобразователя угла рекомендовано использовать значение минимум $a_p=1/3$, отсюда полученного ряда следует:

- средняя вероятность ошибочного признания дефектным годного цифрового преобразователя угла составляет 4,7% (т.к. $(P_{gr})_{mg} = 0,047$);
- контрольный допуск составляет 0,80 допускаемой погрешности поверяемого цифрового преобразователя угла, т.е $\Delta\sigma_\gamma = 0,80\Delta_{op}$.

Выводы по разделу три:

В данном разделе была рассчитана погрешность цифрового преобразователя угла, составлена методика выполнения измерения, а также составлена методика поверки, рассчитаны средняя вероятность ошибочного признания дефектным годного цифрового преобразователя угла и контрольный допуск погрешности.

4 ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДАТЧИКА

Алгоритм работы контроллера показан на рисунке 4.1.

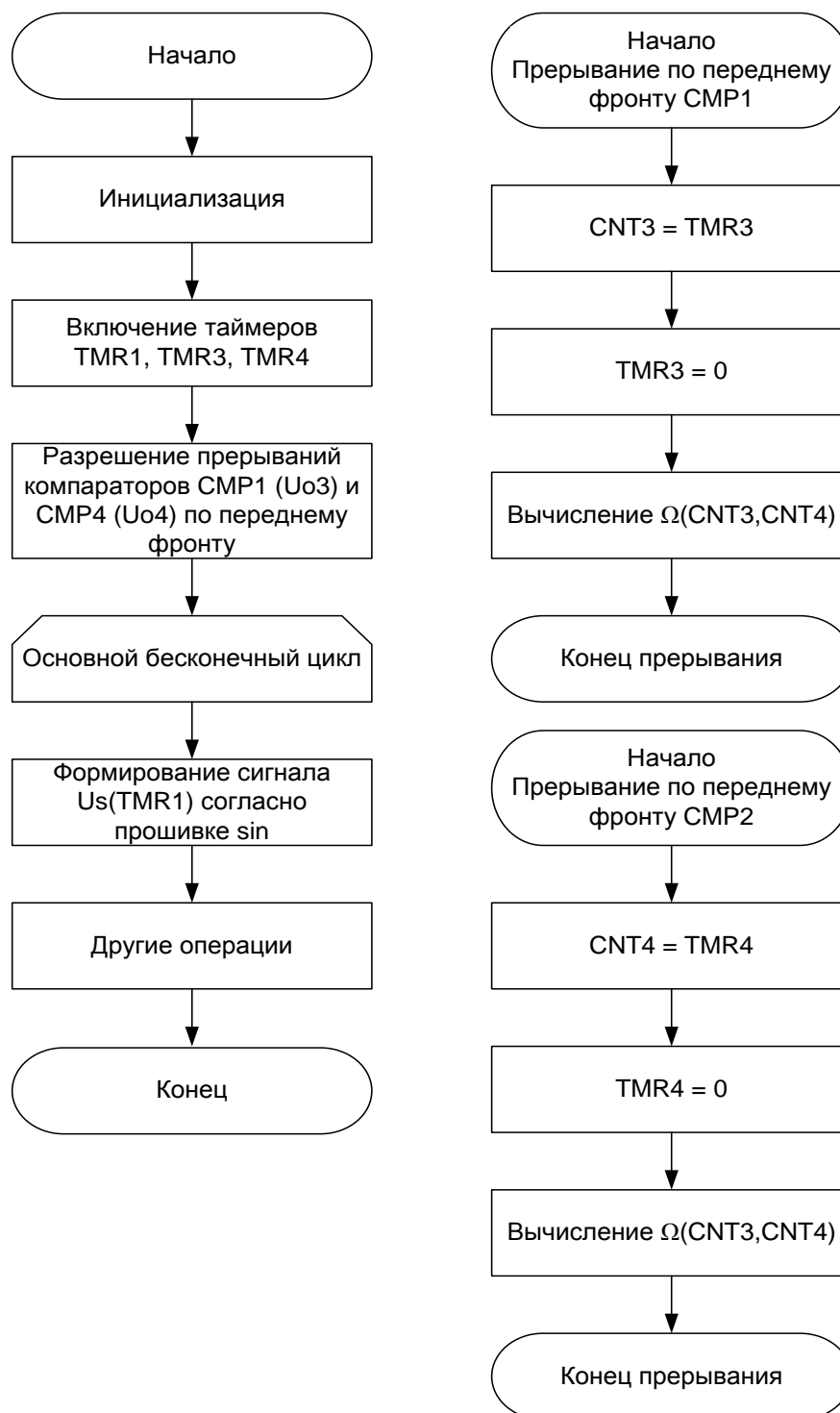


Рисунок 4.1 – Алгоритм работы контроллера

Временные диаграммы синхронного последовательного обмена микроконтроллера K1986BE92 приведены на рисунке 4.2.

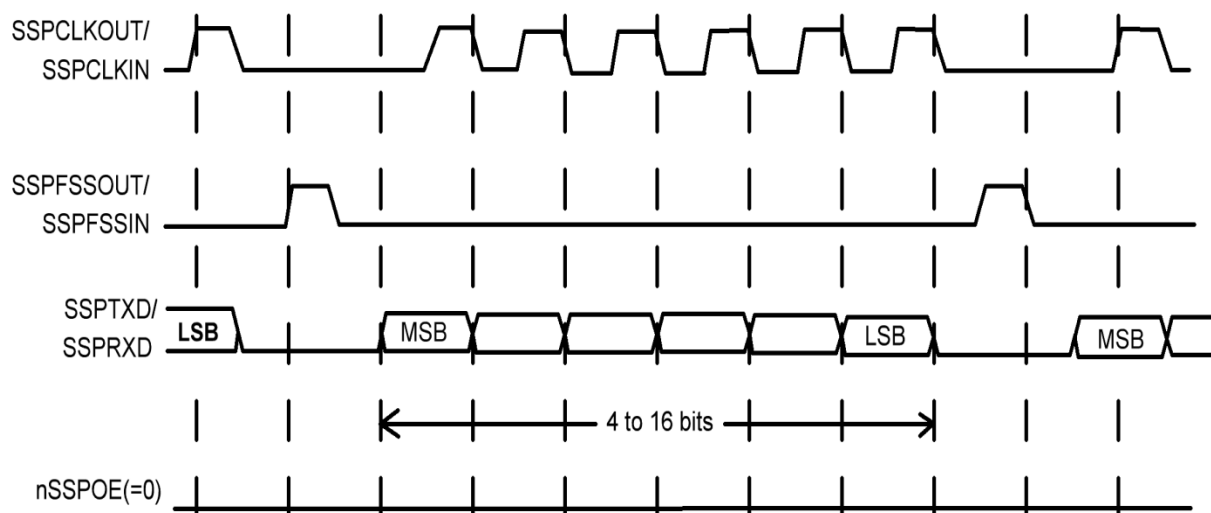


Рисунок 4.2 – Временные диаграммы синхронного последовательного обмена микроконтроллера K1986BE92

В этом режиме обмена во время ожидания приемопередатчика:

- сигнал SSP_CLC имеет низкий логический уровень;
- сигнал SSP_FSS высокий логический уровень;
- сигнал SSP_TXD переводится в высокоимпеданское состояние.

Если работа модуля разрешена и в буфере FIFO передатчика содержатся корректные данные, сигнал SSP_FSS переводим в низкий логический уровень, чем указываем на начало обмена данными и разрешаем передачу данных от ведомого устройства на входную линию SSP_RXD ведущего. Контакт передатчика SSPTXD переходит из высокоимпедансного в активное состояние.

По истечении полутакта сигнала SSP_CLK на линии SSP_TXD формируется значение первого бита передаваемых данных. К этому моменту уже сформированы данные на линиях обмена устройств. По истечении следующего полутакта сигнал SSP_CLK переводим в высокий логический уровень.

Далее данные регистрируются по переднему фронту и выдаются в линию по заднему фронту сигнала SSP_CLK.

В случае передачи одного слова данных после приема его последнего бита линию SSP_FSS переводим в высокий логический уровень по истечении одного периода тактового сигнала SSP_CLK.

На линии SSP_FSS должны формироваться импульсы высокого логического уровня между передачами каждого из слов данных. Это связано с тем, что в режиме SPH=0 линия выбора ведомого устройства в низком уровне блокирует запись в сдвиговый регистр. Поэтому переводим линию SSP_FSS ведущего устройства в высокий уровень по окончании передачи каждого кадра, разрешая, таким образом, запись новых данных. По окончании приема последнего бита блока данных линию SSP_FSS переводим в состояние, соответствующее режиму ожидания, по истечении одного такта сигнала SSP_CLK.

Выводы по разделу четыре:

В данном разделе был построен алгоритм работы контролера, а также построена временная диаграмма обмена данными по интерфейсу микроконтроллера K1986BE92.

5 ОРГАНИЗАЦИОННО-ЭКОНОМИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ

5.1 Сетевое планирование

Сетевые методы планирования и управления как разновидность экономико-математического направления получили признание и распространение в промышленности.

Планирование работ производится сетевым методом, так как он позволяет увидеть весь комплекс работ как единый процесс, определить наиболее трудоемкие виды работ, работы, которые могут выполняться одновременно, и спланировать их выполнение таким образом, чтобы обеспечить оптимальные сроки выполнения работ, более равномерную занятость персонала, а, следовательно, и лучшее качество выполнения работ. Данный метод позволяет также корректировать каждый из вышеназванных факторов в процессе выполнения работ. В результате это ведет к наиболее эффективному решению поставленной задачи. Конечной целью построения сетевого графика является получение информации о плановых сроках выполнения работ, находящихся на критическом пути.

5.2 Построение сетевого графика

Ожидаемая продолжительность работы t_{ij} в сетевом графике рассчитывается по двух оценочной методике исходя из минимальной $t_{ij\min}$ и максимальной $t_{ij\max}$ оценок продолжительности, определяемых по экспертным оценкам, основанным на личном опыте руководителя выпускной квалификационной работы.

Ожидаемая продолжительность каждой работы найдем по (64):

$$t_{ож} = (3t_{\min} + 2t_{\max}) / 5, \quad (64)$$

где $t_{ож}$ – ожидаемая продолжительность работ, дн.;

$t_{\text{мин}}$ – минимальная продолжительность работ, дн.;

$t_{\text{макс}}$ – максимальная продолжительность работ, дн.

С дальнейшим округлением до ближайшего целого числа. При этом предполагается, что минимальная оценка соответствует наиболее благоприятным условиям работы, а максимальная – наиболее неблагоприятным.

Среднеквадратическое отклонение продолжительности по двух оценочной методике рассчитывается по (65):

$$\sigma = 0,2 \cdot (t_{\text{макс}} - t_{\text{мин}}) \quad (65)$$

Дисперсия определяется по (66):

$$D = 0,04 \cdot (t_{\text{макс}} - t_{\text{мин}})^2 \quad (66)$$

Все работы осуществляет группа в составе:

1. научный руководитель – 1 человек;
2. консультант по БЖД – 1 человек;
3. консультант по экономическому разделу – 1 человек;
4. нормоконтролер – 1 человек;
5. студент – 1 человек.

Описание работ и их продолжительности, необходимое количество исполнителей по каждой из них, а также среднеквадратичное отклонение и дисперсия приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Перечень и параметры работ сетевого графика

Код работы	Наименование работы	Продолжит.дн.			Исполнители, чел.				
		мин	макс	ожд	Н.Р.	Кон.бжд	Кон.экон	Нормк	Студ.
0,1	Разработка и утверждение ТЗ на проектирование	2	3	2	1	0	0	0	0
1,2	Подбор необходимой литературы	15	25	19	0	0	0	0	1
1,3	Сбор технической документации	7	13	9	0	0	0	0	1
1,5	Оформление аналитического обзора	8	13	10	0	0	0	1	1
3,4	Обзор существующих первичных преобразователей перемещения	2	4	3	0	0	0	0	1
4,6	Обзор современного измерительно-го оборудования при угловых перемещений	2	6	4	0	0	0	0	1
4,11	Разработка мероприятий по охране труда и технике безопасности	4	6	5	0	1	0	1	1
5,10	Анализ структуры преобразователя	6	8	7	0	0	0	0	1
6,7	Согласование структуры	1	3	2	1	0	0	0	0
6,8	Анализ микроконтроллерного варианта преобразователя	1	3	2	0	0	0	0	1
7,8	Разработка микроконтроллерного преобразователя перемещения	22	26	24	0	0	0	0	1
8,9	Разработка алгоритма программы микроконтроллера	3	5	4	0	0	0	0	1
8,12	Составление сетевого графика	5	7	6	0	0	1	0	1
9,13	Вывод о полученных результатах	2	4	3	0	1	0	1	1
13,14	Защита ВКР	1	1	1	0	0	0	0	1

5.3 Расчет параметров событий сетевого графика

Важнейшими параметрами любой сетевой модели являются ранние и поздние сроки наступления ее событий.

Ранний срок свершения исходного (нулевого) события сетевого графика принимается равным нулю. Ранний срок свершения данного промежуточного события рассчитывается путем сравнения сумм, состоящих из раннего срока свершения события, непосредственно предшествующего данному и длительности работы.

Расчет раннего срока (T_{pj}) ведется по (67):

$$T_{pj} = \max\{T_{pi} + t_{ij}\}, \quad i \in H(j), j \in K, \quad (67)$$

где $H(j)$ – множество начальных событий тех работ, которые имеют своим конечным событием одно и то же событие j ;

K – множество конечных событий сетевого графика, которое включает все события сетевого графика, кроме исходного.

Рассчитанный таким способом ранний срок свершения завершающего события всего сетевого графика принимается в качестве его же позднего срока свершения. Это означает, что завершающее событие сетевого графика никаким резервом времени не располагает.

Поздний срок свершения данного промежуточного события определяется при просмотре сетевого графика в обратном направлении. Для этого сопоставляются разности между поздним сроком свершения события, непосредственно следующего за данным, и продолжительности работы, соединяющей соответствующее событие с данным. Так как ни одна из непосредственно следующих за данным событием работ не может начаться, пока не свершится само данное событие, очевидно, его поздний срок свершения равен минимуму из подсчитанных разностей.

Расчет позднего срока (T_{ni}) наступления ведется по (68):

$$T_{ni} = \min\{T_{nj} - t_{ij}\}, \quad i \in H(j), j \in K, \quad (68)$$

где $K(i)$ – множество конечных событий тех работ, которые имеют своим начальным событием одно и то же событие i ;

H – множество во всех начальных событий сетевого графика, которое включает все события сетевого графика, кроме завершающего.

Резерв времени образуется у тех событий, для которых поздний срок свершения больше раннего, и он равен их разности. Если же эти сроки равны, событие

резервом времени не располагает и, следовательно, лежит на критическом пути. Результаты расчетов представлены в таблице 5.2. Сетевой график представлен на рисунке 5.1.

Таблица 5.2 – Параметры событий сетевого графика

№ события	Срок свершения		Резерв времени
	ранний	поздний	
0	0	0	0
1	2	2	0
2	21	51	30
3	11	11	0
4	14	14	0
5	12	44	32
6	18	18	0
7	20	20	0
8	44	44	0
9	48	48	0
10	19	51	32
11	19	51	32
12	50	51	1
13	51	51	0
14	52	52	0

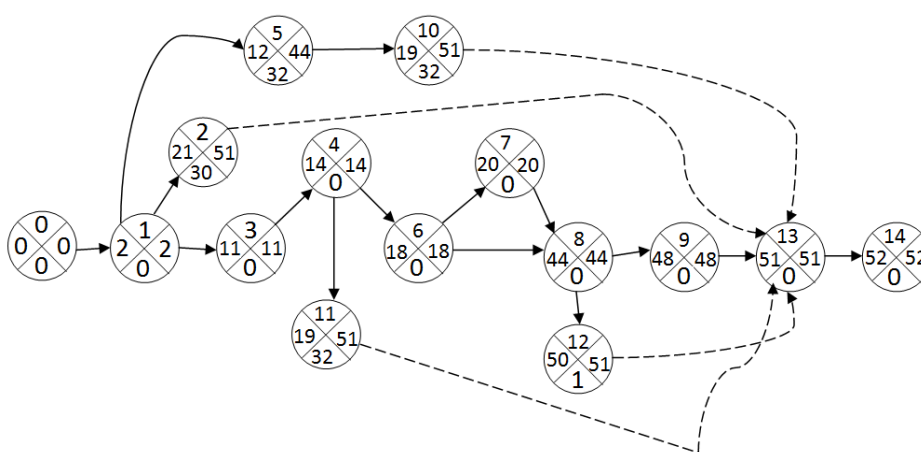


Рисунок 5.1 – Сетевой график

5.4 Расчет параметров работ сетевого графика

Важнейшими параметрами любой сетевой модели являются ранние и поздние сроки начала и окончания его работ, по которым определяем резервы времени: полные, частные 1-го и 2-го рода, свободный.

Ранний срок начала работы $T_{p_{ij}}$ совпадает с ранним сроком свершения ее начального события, в соответствии с (69):

$$T_{p_{ij}} = T_{p_j} \quad (69)$$

Поздний срок начала работы $T_{n_{ij}}$ равен разности между поздним сроком свершения ее конечного события и ожидаемой продолжительности работы получим по (70):

$$T_{n_{ij}} = T_{n_j} - t_{ij} \quad (70)$$

Ранний срок окончания работы $T_{p_{oj}}$ образуется прибавлением ее продолжительности к раннему сроку свершения ее начального события, в соответствии с (71):

$$T_{p_{oj}} = T_{p_{ij}} + t_{ij} \quad (71)$$

Поздний срок окончания работы $T_{n_{oj}}$ совпадает с поздним сроком свершения ее конечного события:

$$T_{n_{oj}} = T_{n_j} \quad (72)$$

Работы, не лежащие на критическом пути, обладают резервами времени.

Полный резерв времени работы R_{nij} образуется вычитанием из позднего срока свершения ее конечного события раннего срока свершения ее начального события и ее ожидаемой продолжительности, в соответствии с (73):

$$R_{nij} = T_{nj} - T_{pj} - t_{ij} \quad (73)$$

Частный резерв времени первого рода R^1_{nij} равен разности поздних сроков свершения ее конечного и начального событий за вычетом ее ожидаемой продолжительности, по (74):

$$R^1_{nij} = T_{nj} - T_{ni} - t_{ij} \quad (74)$$

Частный резерв времени второго рода R^2_{nij} равен разности ранних сроков свершения ее конечного и начального событий за вычетом ее ожидаемой продолжительности, из (75)

$$R^2_{nij} = T_{pj} - T_{pi} - t_{ij} \quad (75)$$

Свободный резерв времени работы R_{cij} образуется вычитанием из раннего срока свершения ее конечного события позднего срока свершения ее начального события и ее ожидаемой продолжительности, в соответствии с (76):

$$R_{cij} = T_{pj} - T_{ni} - t_{ij} \quad (76)$$

Правильность расчетов резервов времени работы проверяем по следующим соотношениям:

- сумма полного и свободного резерва времени работы равна сумме двух частных ее резервов;
- поздний и ранний сроки начала работы, а также поздний и ранний сроки отличаются на величину ее полного резерва.

Для работ, лежащих на критическом пути, никаких резервов нет и, следовательно, коэффициент напряженности K_{nij} таких работ равен единице. Если работа не лежит на критическом пути, она располагает резервами времени и ее коэффициент напряженности меньше единицы. Его величина подсчитывается как отношение суммы продолжительностей отрезков максимального пути, проходящего через данную работу, не совпадающих с критическим путем, проходящим через эту работу.

В зависимости от коэффициента напряженности все работы попадают в одну из 3-х зон напряженности:

- критическую $K_{nij} > 0,8$;
- промежуточную $0,5 \leq K_{nij} \leq 0,8$;
- резервную $K_{nij} < 0,5$

Результаты расчетов параметров работ сетевого графика сведены в таблицу 5.3.

Таблица 5.3 – Параметры работ сетевого графика

Код работы	Ожид. Прод-ть, дн.	Срок начала, дн.		Срок окончания, дн.		Резервы времени, дн.				Коэфф. напр.
		ран-ний	позд-ний	ран-ний	позд-ний	пол-ный	част-ный 1-го рода	част-ный 2-го рода	свобод-ный	
0,1	2	0	0	2	2	0	0	0	0	1
1,2	19	2	32	21	51	30	30	0	0	0,3
1,3	9	2	2	11	11	0	0	0	0	1
1,5	10	2	34	12	44	32	32	0	0	0,4
3,4	3	11	11	14	14	0	0	0	0	1
4,6	4	14	14	18	18	0	0	0	0	1
4,11	5	14	46	19	51	32	32	0	0	0,4
5,10	7	12	44	19	51	32	32	0	0	0,4
6,7	2	18	18	20	20	0	0	0	0	1
6,8	2	18	42	20	44	24	24	0	0	0,3
7,8	24	20	20	44	44	0	0	0	0	1
8,9	4	44	44	48	48	0	0	0	0	1
8,12	6	44	45	50	51	1	1	0	0	0,3
9,13	3	48	48	51	51	0	0	0	0	1
13,14	1	51	51	52	52	0	0	0	0	1

Рассчитаем коэффициент сложности K_c сетевого графика по (77):

$$K_c = \frac{n_p}{n_c}, \quad (77)$$

где n_c – количество событий сетевого графика, включая исходные;

n_p – количество работ сетевого графика.

Продолжительность критического пути $T_{кр} = 51$ день.

Рассчитаем вероятность свершения завершающего события. Расчет произведем с помощью функции распределения нормального отклонения производится по (78):

$$P_k = F(U) \quad (78)$$

где U – нормальное отклонение, вычисляется по (79) и равно разности между директивным сроком и сроком критического пути, отнесенной к сумме дисперсий продолжительности критического пути.

$$U = (T_{дир} - T_{кр}) / \sigma_{кр}, \quad (79)$$

где $T_{дир}$ – директивный срок, равный календарному, за вычетом выходных и праздничных дней, $T_{дир} = 63$ дня.

Среднеквадратическое отклонение $\sigma_{кр}$ продолжительности критического пути определим по (80):

$$\sigma_{кр} = \sqrt{\sum_{L_{rh}} (0,2 \cdot (t_{макс} - t_{мин}))^2} \quad (80)$$

Вероятностные характеристики работ, лежащих на критическом пути, представлены в таблице 5.4 и вероятность свершения завершающего события в таблице 5.5.

Таблица 5.4 – Вероятностные характеристики работ сетевого графика

Код работы	Продолжительность, дн.			СКО, σ	Дисперсия, D
	мин	макс	ожд		
0,1	2	3	2	0,2	0,04
1,2	15	25	19	2	4
1,3	7	13	9	1,2	1,44
1,5	8	13	10	1	1
3,4	2	4	3	0,4	0,16
4,6	2	6	4	0,8	0,64
4,11	4	6	5	0,4	0,16
5,10	6	8	7	0,4	0,16
6,7	1	3	2	0,4	0,16
6,8	1	3	2	0,4	0,16
7,8	22	26	24	0,8	0,64
8,9	3	5	4	0,4	0,16
8,9	3	5	4	0,4	0,16

Продолжение таблицы 5.4

Код работы	Продолжительность, дн.			СКО, σ	Дисперсия, D
	мин	мин	мин		
8,12	5	7	6	0,4	0,16
9,13	2	4	3	0,4	0,16
13,14	1	1	1	0	0

Таблица 5.5 – Сводная таблица вероятности завершающего события

Наименование	Величина
Критический срок, дни	52
Коэффициент сложности	1,07
Среднеквадратическое отклонение, дни	2,07
Директивный срок, дни	63
Нормальное отклонение	5,31
Вероятность свершения	0,9

Для расчета экономического эффекта работы [41] сравним стоимость реализации цифрового преобразователя угла на основе аналогов оборудования, используемых в промышленности, представленную в таблице 5.8 и на основе выбранного оборудования представленную в таблице 5.6. Так же сравним стоимость проектируемого устройства на выбранных элементах российского и иностранного производства и на элементах иностранного производства таблица 5.7.

Таблица 5.6 – Материальная стоимость проектируемого цифрового преобразователя угла на элементах российского и иностранного производства

Наименование	Единица измерения	Цена за единицу, руб.	Кол – во	Стоимость, руб.
СКВТ: ЛИР-ДР158А	шт.	4400,00	1	4400
Микроконтроллер: 1986BE92	шт.	432	1	432
Микросхема: AD2S1205	шт.	1390	1	1390
Конденсаторы: К10 – 17А М47	шт.	18,00	2	36,00
Конденсаторы: К10-17А Н50	шт.	27,00	10	270
Конденсаторы: К10-17Б НР0	шт.	7	2	14
Конденсаторы: К50-35	шт.	11	3	33
Резисторы: МЛТ-1 68 кОм, 5%	шт.	25,90	2	51,8
Итого:				6626,8

Таблица 5.7 – Материальная стоимость оборудования аналогов на элементах иностранного производства

Наименование	Единица измерения	Цена за единицу, руб.	Кол – во	Стоимость, руб.
СКВТ: V23401-T2009-B202	шт.	7200,53	1	7200,53
Микроконтроллер: STM32F103RBT7	шт.	782,15	1	782,15
Микросхема: AD2S1200	шт.	2505,63	1	2505,63
Конденсаторы: K10 – 17A M47	шт.	18,00	2	36
Конденсаторы: K10-17A H50	шт.	27,00	10	270
Конденсаторы: K10-17B NPO	шт.	7	2	14
Конденсаторы: K50-35	шт.	11	3	33
Резисторы: МЛП-1 68кОм	шт.	25,90	2	51,8
Итого:				10893,11

Таблица 5.8 – Стоимость оборудования аналогов, применяемых в производстве

Наименование	Цена за 1 шт.	Количество, шт.	Стоимость, руб.
Тахогенератор	8550,00	1	8550,00
Тахометр	3760,00	1	3760,00
ИТОГО:			12310,00

Для сборки микросхемы на зарплату рабочему в сутки выделяется 2000 руб., отчисление в различные фонды 30%, в итоге 600 руб. в сутки получает рабочий. Общая стоимость проектируемого цифрового преобразователя угла перемещения 7226,8 руб.

Выводы по разделу пять:

Получен сетевой график и рассчитаны параметры работ. В результате расчетов вероятностных характеристик сетевого графика получена вероятность свершения завершающего события равная единице.

Из сравнения полученных результатов видно, что экономический эффект составляет 6626,8 рублей. Таким образом затраты на разрабатываемое оборудование сократились на 39,2% в отличие от аналогов, применяемых на производстве.

Выгода в использовании отечественной и зарубежной элементной базы составляет 4266,31 рублей, в отличие от проектирования на элементной базе иностранного производства. Исходя из этого, разрабатываемый измерительный преобразователь экономически более выгоден в сравнении с аналогами.

6 БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ

Важной целью безопасности жизнедеятельности считается обеспечение безопасности и создание комфортных условий жизнедеятельности человека. Отклонения от допустимых условий труда всегда сопутствуются воздействием отрицательных факторов на человеческий организм, что негативно действует на продуктивность труда, ухудшает самочувствие людей, приводит к травмам и заболеваниям, а иногда и гибели людей; вызывают отказы и аварии производственного оборудования и приводят к ухудшению экологии.

Разработанное устройство является преобразователем угла в код на основе синусно-косинусного преобразования. Преобразователь используется в комплексе с оборудованием и совокупности с ним может оказывать влияние на состояния человека.

Преобразователь угла как электротехническое устройство соответствует требованиям «Изделия электротехнические. Общие требования безопасности» [36].

В измерительных цепях используется безопасное сверхнизкое напряжение $U = 30\text{В}$. По способу защиты человека от поражения электрическим током изделия относятся к I классу.

Рассмотрим применение цифрового преобразователя угла в бурении. Поэтому данный раздел будет посвящен рассмотрению следующих вопросов:

1. Характеристика условий труда.
2. Освещенность.
3. Шум и вибрация.
4. Электробезопасность.
5. Чрезвычайные ситуации.

Данный прибор входит в состав другого механизма. Непосредственного контакта между устройством и человеком не происходит.

Проектируемый прибор предназначен для работы в нефтегазовой отрасли. В настоящее время имеющиеся технологии и оборудование для установки буровых установок обуславливает проведение работ на улице (вне помещения). При работе

на улице необходимо учитывать требования для предотвращения охлаждения и переохлаждения, а также обморожения работников. С этой целью необходимо предоставлять работникам теплую одежду и обувь и создать перерывы для их отдыха и обогрева.

Ермаковское месторождение располагается в Нижневартовском районе. Климат района характеризуется, как влажный – средняя влажность 73%. Здесь в течение года выпадает 400-620 мм осадков, основное количество которых выпадает в мае-августе.

Весна и осень в районе очень короткие, для весны характерны поздние заморозки, для осени – ранние. Заморозки с отрицательной температурой могут проявляться до середины июня. В октябре – первой половине ноября образуется снежный покров, который окончательно исчезает во второй половине апреля-первой половине мая. Весна более холодная, чем осень. Нижневартовская погода демисезонная нестабильная.

Так как, климат холодный и влажный, с коротким летом, то наиболее эффективным решением в холодное время года является формирование искусственного микроклимата с помощью отопительной установки в пределах рабочего и поселка и буровой площадки. Проблема формирования на буровой искусственного микроклимата в зоне рабочего места заключается в невозможности помещений для мест работы персонала буровой.

6.1 Основные нормы безопасности на буровой

6.1.1 Освещенность

В действующих на сегодняшний день нормах по проектировке искусственного освещения минимальную освещенность на рабочих местах устанавливают с учетом размеров объектов размещения, разряда работы, контраста объекта различия с фоном и светлоты фона. Отраслевые нормы освещенности рабочих мест на буровой и нормы освещенности согласно СП 52.13330.2011 [37].

Следовательно, исходя из данного СНиПа, работа персонала, относящаяся к 2-3 разряду, имеет освещенность не менее 200-300 лк. В других местах буровой площадки работа относится к 4-5 разряду с освещенностью 50-80 лк.

Рассматривая отраслевые нормы освещенности, подходим к выводу, то что они занижены в 3-5 раз по сравнению со СП 52.13330.2011[37]. Это связано с тем, что буровая площадка рассматривается не как производственное здание, а как строительная площадка.

Недостаток освещения и не рационально устроенное производственное освещение затрудняет деятельность работающих, ухудшает их ориентировку в пространстве, координированию движения, снижению ответных реакций, что снижает производительность и качество труда, нередко приводят к авариям и травмам.

Чтобы недостаток света не приводил к происшествиям, следует применять комбинированное освещение с мощными источниками света.

6.1.2 Шум и вибрации

При бурении скважин применяются всевозможные машины и механизмы, при работе которых, при не исправности повышается уровень шума и вибраций, к ним относятся: электромоторы, лебедки, вибростата, буровые насосы, ротор и др. Эти 2 фактора оказывают негативное влияние на организм человека. Сильный шум расстраивает нормальную работоспособность нервной, сердечно-сосудистой и пищеварительной системы, порождает переутомление. Негативное влияние вибрации проявляется в появлении вибрационной болезни.

Уровень шума на рабочих местах по ГОСТ 12.1.003-83[43] представлен в таблице 6.1

Таблица 6.1 – Шум на рабочих местах

Рабочее место	Уровни звукового давления (в дБ) в октавных полосах со среднегеометрическими частотами, Гц								Уровни звука и эквивалентные уровни звука, дБА
	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Постоянные работы, рабочие зоны и места в производственных помещениях и территории предприятия	99	92	86	83	80	78	75	74	85

Для того чтобы уменьшить негативное влияние шумов и вибраций на буровой нужно совершать своевременный профилактический осмотр и ремонт, подтягивание ослабившихся соединений, вовремя смазывать вращающиеся детали.

Если подавить шум в источнике возникновения невозможно, то следует применять звукопоглощающие и звукоизолирующие экраны ПП-80, ПА/О, ПА/С.

Для борьбы с вибрацией применяют следующие методы:

1. Подавление в источнике возникновения (центровка, регулировка).
2. Изменение в конструкции.
3. Использование пружинных амортизаторов, виброизоляционных прокладок.

Основными источниками шума на буровой являются: роторный стол до 120 дБ, буровая лебедка до 89 дБ, вибросито 85 дБ. При бурении ротором шум составляет до 130 дБ, при спускоподъемных операциях до 110 дБ.

6.1.3 Электробезопасность

На буровых площадках используются электроустановки как низкого напряжения до тысячи вольт, так и высокого выше тысячи вольт.

Основным источником электротравматизма в бурении являются установки с номинальным напряжением до тысячи вольт. Персонал, работающий на

электроустановках, проходит соответствующее обучение, им присваивается классификационная группа I – IV по технике безопасности. Бурильщики и помощники должны иметь группу не ниже II. Согласно ПОТ Р М-016-2001 «Межотраслевые правила по охране труда (правила безопасности) при эксплуатации электроустановок» [42], работники второй группы должны иметь техническое знакомство с электроустановками, четко представлять угрозу электрического тока и приближение к токоведущим частям, знать основные меры предосторожности при работах в электроустановках, а также уметь оказывать пострадавшим от электрического тока первую медицинскую помощь.

Основными мерами защиты при эксплуатации электроустановок являются: надежная изоляция пускорегулирующих аппаратов, контактов магнитных пускателей, автоматов, цепей автоматического электропривода.

Категория взрывоопасности – ПА. Маркировка электрооборудования согласно ГОСТ 12.2.020-76 [38] – 2ExdIIAT3. Недоступность токоведущих частей достигается правильным их расположением, применением ограждений и блокировок. В установках ниже 1000 В применяют сплошное ограждение в виде кожухов и крышек. Сетчатое ограждение используется в установках свыше тысячи вольт. Защитное заземление является самым массовым средством защиты в электроустановках. Не токоведущие части электрооборудования в случае аварии могут оказаться под напряжением, прикосновение человека к таким частям электрооборудования становится опасным. Для снижения опасности прикосновения создается защитное заземление – соединение металлических и токоведущих частей оборудования с землей. В качестве защитного заземления при строительстве скважин на Ермаковском месторождении используется контурное заземление.

6.1.4 Чрезвычайные ситуации

Опасность пожаров и взрывов на производственных объектах нефтегазодобывающей промышленности характерна для всех технологических процессов начиная от добычи нефти, газа или конденсата и заканчивая их переработкой.

Вероятность возникновения этих явлений, возможные масштабы и последствия их воздействия на здоровье и жизнь работающих зависят от объемов и свойств горючих материалов и веществ, условий поступления, распространения и накопления их в воздухе. По взрыво- и пожароопасности объекты нефтяной и газовой промышленности относятся к категории «А» согласно СНиП 21-01-97 [39]. К взрывоопасности категории «А» относятся производства на которых применяются:

1. Вещества, способные взрываться и гореть при взаимодействии с водой, воздухом и друг с другом.
2. Горючие газы, нижний предел воспламенения которых равен 10% и меньше по отношению к объему воздуха.
3. Жидкости, с температурой вспышки паров до 28 °С, исключительно при условии, что указанные газы и жидкости могут образовывать взрывоопасные смеси в объеме, превышающем объем помещения на 5 %.

Причины взрывов и пожаров могут быть различны:

1. Пропуски дизельного топлива, разливы нефтепродуктов и горючих веществ.
2. Нарушение герметичности выхлопных коллекторов двигателей, неисправность искрогасителей.
3. Применение открытого огня, курение, проведение сварочных работ вблизи мест хранения нефти, горюче-смазочных материалов, сгораемых конструкций и горючих веществ.
4. Неисправности электрооборудования, вызывающие искрение, короткое замыкание, нагрев проводов.
5. Прокладка силовой осветительной сети с нарушениями.
6. Перегрузка электрических приборов, оборудования.

Во избежание возникновения взрывов и пожаров необходимо выполнять следующие требования:

1. Территория вокруг буровой площадки в радиусе 50 м должна быть очищена от травы, валежника, листьев.

2. Площадки вокруг наземных сооружений должны быть выровнены и не иметь препятствий для передвижения людей и пожарного транспорта.

3. Топливная емкость для двигателей внутреннего сгорания, а также смазочные материалы должны располагаться не ближе 15 м от буровой.

4. Запрещается пользоваться на буровой факелами, спичками, свечами, керосиновыми факелами. На территории буровой запрещается разведение костров, сжигание мусора, выжигание травы. Курение разрешается только в специально отведенных для этого местах, оборудованных емкостью с водой и надписью «Место для курения».

5. Электрические машины, оборудование, приборы, применяемые во взрывоопасных местах, должны отвечать требованиям «Правила изготовления взрывозащищенного и рудничного электрооборудования».

6. Во избежание разрушений, загораний и взрывов при прямых ударах молнии должна устанавливаться молниезащита в соответствии с СО 153-34.21.122-2003 [40]. Запрещается во время грозы производить работы на буровой вышке, а также находиться на расстоянии ближе 10 м от заземляющих устройств молниезащиты.

7. Для борьбы с проявлениями вторичных воздействий молний, а также статического электричества технологическая аппаратура и трубопроводы, содержащие горючие пары и газы, должны заземляться. Сопротивление заземляющих устройств допускается до 100 Ом. Кроме того, для предупреждения возможности возникновения пожара при установке нефтяных ванн проводят тщательную работу по подготовке всего оборудования для безопасных работ, обращая особое внимание на устранение очагов пожара под полом буровой, в зоне ствола скважины и в лебедке. Под ведущей трубой обязательно должен быть установлен шаровой или обратный клапан, при этом категорически запрещается отвинчивать ведущую трубу с клапаном. Бурильная колонна должна быть разъединена выше клапана. При использовании нефтяных ванн должны соблюдаться меры, исключая возможность выбора и разлива нефти. Если нефтяная вышка устанавливается в ночное

время, то место проведения работ освещается прожекторами. Трубы, по которым нефть наливается в емкость и перекачивается в скважину, надежно заземляются, пролитая нефть засыпается песком. Около подъездных путей к буровой установке и около нее устанавливаются щиты с надписями о необходимости строгого соблюдения правил пожарной безопасности. Дизельное топливо и нефтепродукты для приготовления раствора хранятся не ближе 40 м от буровой. Буровая установка должна быть оборудована следующими средствами пожаротушения:

- двумя пожарными стояками диаметром 50-60 мм, установленными в 15-20м от помещений насосной и со стороны мостков буровой в 75-100м от водопровода;

- тремя пожарными рукавами и двумя переводниками диаметром 50 - 60 мм (длина одного рукава не менее 20 м);

- огнетушителями ОХП-10 в количестве бшт, ящиками с песком емкостью 0,5м³ (4шт), пожарными щитами, оборудованными лопатами, ломом, топорами, баграми, ведрами.

Выводы по разделу шесть:

Применяемые технические решения в данной выпускной квалификационной работе соответствуют требованиям охраны труда и безопасность работников и выполняют все условия для обеспечения безопасности и жизнедеятельности рабочих при бурении, освоении, эксплуатации и закачивании.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы произведен аналитический обзор, в котором были рассмотрены следующие вопросы: понятие цифрового средства измерения; первичные измерительные преобразователи; современные методы аналого-цифрового преобразования и их реализации; обзор контроллеров; современные разработки в области цифрового измерения.

Повышение эффективности измерения составляющих перемещения достигается совершенствованием не только структурного обеспечения измерительной системы, на него так же влияют программное и информационное обеспечение. Использование новейших разработок в области информационного обеспечения преобразователей перемещения актуально для управления производственными процессами практически во всех отраслях производства.

В работе в качестве датчика использовали СКВТ, так как он работает в амплитудном и фазовом режимах.

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы рассмотрены структурная и функциональная схемы преобразователя. Получены теоретические зависимости для оценки составляющих перемещения. Представлены временные диаграммы работы преобразователя. Осуществлен выбор его аппаратного обеспечения. Разработаны функциональная, структурная и принципиальная схемы микроконтроллерного преобразователя угла на основе СКВТ. Разработано метрологическое обеспечение устройства, включающее в себя – расчет погрешности устройства, методику выполнения измерения, разработка методики поверки. Разработан алгоритм программы контроллера.

Было охарактеризована экономическая эффективность работы, которая показала разницу между разработанным цифровым преобразователем перемещения и его аналогами, а также безопасность жизнедеятельности при работе с устройством.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Атамалян, Э. Г. Приборы и методы измерения электрических величин: учебное пособие / Э.Г. Атамалян. – М.: Высш. шк., 1986. – 384 с.
2. Хромой, Б.П. Электрорадиоизмерения: учебное пособие / Б.П. Хромой, Ю.Г. Моисеев. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.
3. Дадашева, Р.Б. Расчёт параметров двухмерного дифференциального датчика перемещений / Р.Б. Дадашева, Ф. И. Мамедов // Приборы и системы. – Научтехлитиздат, 2005. – 43-45 с.
4. "СКБ ИС Датчики линейного и углового перемещения" – <http://www.devicesearch.ru/article/3648>
5. Домрачев, В.Г. Цифровые преобразователи угла / В.Г. Домрачев, Б.С. Мейко. – М., Энергоатомиздат, 1984. – 328 с.
6. Конаков, Н.Д. Высокотемпературные датчики перемещений на основе металлокерамических катушек индуктивности / Н.Д. Конаков, А.А. Трофимов // Сборник Российско-Германской конференции "Датчики и Системы". – Санкт-Петербург 2002. – 242-245 с.
7. Трофимов, А.Н. Трансформаторные датчики перемещений работоспособные в широком диапазоне температур / А.Н. Трофимов, А.А. Трофимов // Сборник материалов 8-й Всероссийской научно-технической конференции «Состояние и проблемы измерений», часть 1, МГТУ им. Н.Э. Баумана, – М., 2002. – 95-96 с.
8. Волгин, Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное / Л.И. Волгин – М: Сов. Радио, 1977. – 240 с.
9. Баринов, Н.И. Универсальный растровый трансформаторный датчик перемещений / Н.И. Баринов, А.А. Трофимов // Сборник материалов конференции "Человек и Космос" – Днепропетровск, 2002. – 312 с.
10. Южаков, А.А. Интеллектуальные измерительные преобразователи на основе нейронных технологий / А.А. Южаков. – Пермь: Изд-во ПГТУ, 1997. – 70 с.
11. Авдеев, Б.Я. Адаптивные телеизмерительные системы / Б.Я. Авдеев, Е.М. Антонюк, С.Н. Долинов. Л.: – Энергоиздат, 1981. – 248 с.

12. Прангишвили, И.В. Современное состояние и тенденции развития микропроцессорной вычислительной техники и уровня ее интеллектуализации / И.В. Прангишвили // Вычислительная техника. Системы управления. – М.:София, 1989. – 10 с.

13. Кон, Е.Л. Принципы построения локальных вычислительных сетей автоматизации стендовых испытаний / Е.Л. Кон, Н.Н. Матушкин, А.А. Южаков // Тезисы докладов X Всесоюзной школы-семинара по вычислительным сетям. – М.;Тбилиси, 1985. 384-389 с.

14. Quick Overview of FOUNDATION fieldbus. – www.ni.com/product-documentation/2882/en/.

15. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2005. – 528 с.

16. Рынок микроэлектроники. – www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/adc/adc_5_2.htm

17. Классификация и выбор микроконтроллеров – www.prog-cpp.ru/select-micro/.

18. Прокофьев, Г.В. Разработка микросхемы обработки сигнала с синусно-косинусных датчиков положения с высоким разрешением / Г.В. Прокофьев, К.Н. Большаков, В.Г. Стахин, А.А. Обеднин. – Ростов-на-Дону: Издательство Южный федеральный университет, 2016. – 30-42 с.

19. Ануфриев, В.В. Микросхема преобразователя угол-код для индуктивных датчиков / В.В. Ануфриев, А.А. Лужбин, С.М. Шумилин // Современная электроника, 2015. – 2-5 с.

20. Базыкин, С.Н. Информационно-измерительные системы для измерения отклонений от прямолинейности перемещений / С.Н. Базыкин. Пенза: Издательский дом «Академия Естествознания». 2016. – 21-25 с.

21. Ларионов, В.А. Цифровые измерительные устройства / В.А. Ларионов. – Нижневартовск, 2003. – 79 с.

22. Домрачев, В.Г. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений / В.Г. Домрачев, В.Р. Матвеевский, Ю.С. Смирнов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 392 с.

23. Домрачев, В.Г. Цифроаналоговые системы позиционирования / В.Г. Домрачев, Ю.С. Смирнов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.

24. Сурминский, А.С. Обзор методов обработки синусно-косинусного вращающегося трансформатора / А.С. Сурминский, Ю.Р. Кузин // «Молодежный научно-технический вестник», М.: ФГБОУ ВПО «МГТУ им. Н.Э. Баумана», 2016 – 6 с.

25. ANALOG DEVICES 12-Bit RDC with Reference Oscillator – Datasheet – 20 стр.

26. ЗАО «ПКК Миландр», «Спецификация микросхем серии 1986BE9ху, К1986BE9ху, К1986BE9хуК, К1986BE92QI, К1986BE92QC, 1986BE91H4, К1986BE91H4, 1986BE94H4, К1986BE94H4» Версия 3.8.0 от 08.09.2015 – 518 с.

27. МИ 222-80. Методика расчета метрологических характеристик измерительных каналов информационно – измерительных систем по метрологическим характеристикам компонентов. – М.: Изд-во стандартов, 1981. – 26 с.

28. ГОСТ Р 8.563–2009. Государственная система обеспечения единства измерений. Методики (методы) измерений. – М.: Стандартинформ, 2011. – 20 с.

29. МИ 1317-2004. Рекомендация. Государственная система обеспечения единства измерений. Результаты и характеристики погрешности измерений. Формы представления. Способы использования при испытаниях образцов продукции и контроле их параметров. – М.: ФГУП ВНИИМС, 2004. – 53 с.

30. РД50-453-84. Методические указания. Характеристики погрешности средств измерений в реальных условиях эксплуатации. Методы расчета. – М: Изд-во стандартов, 1984. – 21 с.

31. МИ 1202-86. Методические указания. Государственная система обеспечения единства измерений. Приборы и преобразователи измерительные напряжения, тока, сопротивления цифровые. Общие требования к методике поверки. – М.: ВНИИМС, 1986. – 50 с.

32. РМГ 51-2002. Государственная система обеспечения единства измерений. Документы на методики поверки средств измерений. Основные положения. –

Минск: Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 2002. – 9 с.

33. ГОСТ 12.2.007.0-75. Система стандартов безопасности труда. Изделия электротехнические. Общие требования безопасности. – М.: Изд-во стандартов, 1975. – 11 с.

34. ГОСТ 22261-94. Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия. – Минск: Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1994 – 35 с.

35. МИ 188-86. Методические указания. Государственная система обеспечения единства измерений. Достоверность и требования к методикам поверки средств измерений. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 32 с.

36. ГОСТ 12.2.007.0-75. Система стандартов безопасности труда. Изделия электротехнические. Общие требования безопасности. – М.: Изд-во стандартов, 1975. – 11 с.

37. СП 52.13330.2011. Естественное и искусственное освещение. Актуализированная редакция СНиП 23-05-95 – М.: Госстрой, 1995. – 59 с.

38. ГОСТ 12.2.020-76-II. Система стандартов безопасности труда. Электрооборудование взрывозащищенное. Термины и определения. Классификация. Маркировка. – М.: Изд-во стандартов, 1976. – 9 с.

39. СНиП 21-01-97-II. Строительные нормы и правила. Пожарная безопасность зданий и сооружений. – М.: Госстрой, 1997. – 22 с.

40. СО 153-34.21.122-2003. Инструкция по устройству молниезащиты зданий, сооружений и промышленных коммуникаций. – М.: ЦПТИ ОРГРЭС, 2003. – 59 с.

41. Ишниязова, А.Р. Методическое пособие по разработке экономической части дипломного проектирования для не экономических специальностей / А.Р. Ишниязова. – Нижневартовск, 2005. – 29 с.

42. ПОТ Р М-016-2001. Межотраслевые правила по охране труда (правила безопасности) при эксплуатации электроустановок – М. Минэнерго РФ, 2001 г. – 98 с.

43. ГОСТ 12.1.003-83. Система стандартов безопасности труда. Шум. Общие требования безопасности. – М.: Изд-во стандартов, 1983. – 10 с.

44. СТО ЮУрГУ 04-2008. Стандарт организации. Курсовое и дипломное проектирование. Общие требования к содержанию и оформлению / составители: Т.И. Парубочая, Н.В. Сырейшикова, В.И. Гузеев, Л.В. Винокурова – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. – 56 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ПРИЛОЖЕНИЕ А. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Смотри рисунок А1.

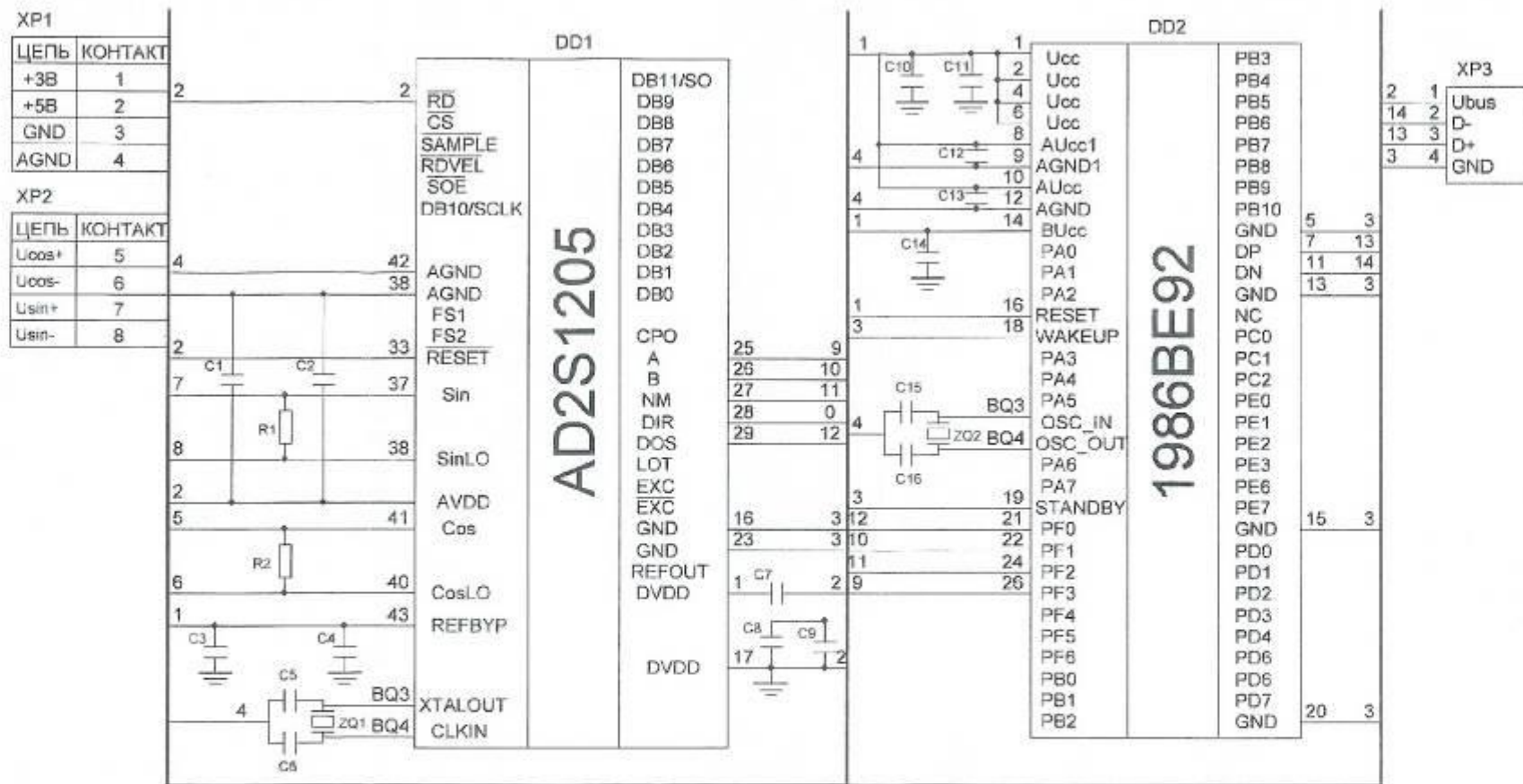


Рисунок А1 – Принципиальная схема преобразователя «угол-амплитуда-код» с арктангенсным постоянным запоминающим устройством

					12.03.01.2017.136 33			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	Цифровой преобразователь углового перемещения с арктангенсным постоянным запоминающим устройством	Лит.	Масса	Масштаб
Разраб.		Вальков А.Е.	<i>[Signature]</i>	13.06.17				
Провер.		Брасова Е.В.	<i>[Signature]</i>	13.06.17				
Реценз.		Колчанов А.В.	<i>[Signature]</i>	13.06.17				
Н. Контр.		Буйлуккина А.И.	<i>[Signature]</i>	13.06.17				
Утверд.		Виноградов Н.И.	<i>[Signature]</i>	13.06.17				
Схема электрическая принципиальная						Лист 130	Листов 132	
						Филиал ФГАОУ ВО «ЮрГУ (НИИ)» в г. Нижневартовске кафедра «Информатика»		

Лист. листен.	Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание	
	Слайд №	Резонаторы			
Z01,Z02		Кварцевый резонатор НС-49U-10Mzi	2		
Микросхемы					
DD1		AD2S1205	1	АЦП	
DD2		1986BE92	1	Микроконтроллер	
Конденсаторы					
C2-C4,C7,C9		K10-17A H50 0,1мкФ, 10%	6		
C5,C6		K10-17A M47 20 пФ, 10%	2		
C1,C8		K10-17B NPO 4,7 мкФ, 5%	2		
C10		K50-35 22мкФ 400В 85гр, 20%	1		
C11-C14		K10-17A H50 0,1мкФ, 10%	4		
C15,C16		K10-17B M47 30пФ, 10%	2		
Подпись и дата		Резисторы			
	R1,R2	MЛТ-1 68кОм, 5%	2		
	Вилки				
	XP1	Вилка СНП - 24	1	Входная	
	XP2	Гнезда СКВТ	1	Выходное	
	XP3	Разъем USB	1		
	Инв. № подл.	12.03.01.2017.136 ПЗ			
		Изм.	Лист	№ докум.	Подпись
		Разраб.	Батыров А.Е.	13.06.17	
		Провер.	Красова Е.В.	13.06.17	
		Реценз.	Колчанов А.В.	13.06.17	
	Н. Контр.	Буцулужкина Л.Н.	13.06.17		
	Утверд.	Кмагулов Н.И.	13.06.17		
Цифровой преобразователь углового перемещения с арктангенсным постоянным запоминающим устройством				Лит.	
				Лист	
				Листов	
				131	
				132	
				Филиал ФГАДУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)» в г. Нижневартовске кафедра «Информатика»	

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. КОМПАКТ-ДИСК

Содержание:

1 Пояснительная записка к ВКР

2 Презентация

12.03.01.2017.136 ПЗ

128

Лист