

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

В. М. Гречишников

**Метрологическое обеспечение разработки и испытания
преобразователей информации**

Электронное учебное пособие

САМАРА

2012

УДК 621.317.7 :389.1

ББК 32.842

Г 813

Автор: **Гречишников Владимир Михайлович**

Рецензенты:

Зав. кафедрой электротехники СамГУПС, д.т.н., профессор Дубинин А. Е.

Д.т.н., профессор кафедры РТУ СГАУ Леонович Г. И.

Редакторская обработка Кретицина Т. К.

Компьютерная верстка Вялова Н. О.

Доверстка Гречишников В. М.

Гречишников, В. М. Метрологическое обеспечение разработки и испытания преобразователей информации [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / В.М. Гречишников; Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т). - Электрон. текстовые и граф. дан. (2,08 Мбайт). - Самара, 2012. - 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

В пособии рассмотрены вопросы метрологического обеспечения экспериментальных исследований преобразователей информации различной физической природы. Особое внимание уделено метрологическому обеспечению вычислительного эксперимента, направленного на прогнозирование метрологических характеристик цифровых преобразователей информации. Рассмотрены принципы построения, методы анализа и примеры практического применения обобщенных математических моделей, позволяющих на ранних стадиях проектирования новых конструкций цифровых преобразователей информации с высокой степенью достоверности оценивать их технические возможности, не прибегая к дорогостоящему физическому эксперименту. Рассмотрены также методы и аппаратура для механических и климатических испытаний разрабатываемых преобразователей информации

Настоящее учебное пособие предназначено для аспирантов, обучающихся по специальности 05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления».

Электронное учебное пособие разработано на кафедре электротехники.

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАЗРАБОТКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ	6
1.1 Основные положения Федерального закона «Об обеспечении единства измерений» (№ 102-ФЗ от 26.06.2008 г)	6
1.2 Сущность и основные тенденции развития метрологического обеспечения.....	14
1.3 Общие метрологические характеристики преобразователей информации (ПИ).....	15
1.4 Метрологические характеристики аналого-цифровых преобразователей.....	22
1.5 Методы поверки преобразователей информации.....	25
1.6 Методика обработки результатов поверки ПИ с линейной функцией преобразования.....	27
1.6.1 Определение номинальной характеристики вида $y = k*x+b$,.....	28
1.6.2 Определение погрешности нелинейности.....	29
1.6.3 Определение погрешности гистерезиса.....	30
1.6.4 Определение погрешности за счет случайного рассеивания реализаций реальной функции преобразования.....	30
1.7 Методы оценки качества измерений.....	31
1.8 Планирование измерений.....	35
1.9 Регрессионный анализ факторного планирования.....	38
1.10 Выбор средств измерений	42
2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПИ.....	46
2.1 Обобщенная математическая модель цифровых преобразователей перемещений.....	46
2.2 Получение функции модуляции излучения в оптоэлектронном цифровом преобразователе угла.....	54
2.3 Математическая модель дискретно-фазовых преобразователей перемещений.....	65
2.4 Математическая модель ПНК параллельного преобразования.....	71
2.5 Некоторые другие частные математические модели оптоэлектронных ЦПУ.....	74
2.6 Методы и результаты анализа метрологических характеристик АЦП по обобщенной модели.....	77
2.7 Примеры использования математических моделей для анализа метрологических характеристик ВОЦПП.....	80
2.8 Методы и технические средства оценки достоверности цифровых преобразователей угла	96
3 МЕТОДЫ ИСПЫТАНИЙ ПИ И ИСПЫТАТЕЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ.....	104
3.1 Испытания на виброустойчивость и вибропрочность.....	104
3.2 Температурные испытания ПИ.....	113
3.3 Испытания ПИ на влагуустойчивость.....	118
Список литературы.....	123

ВВЕДЕНИЕ

Диссертационные исследования в рамках научной специальности 05.13.05 – «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления» как правило связаны с теоретическим и экспериментальным обоснованием новых конструкций преобразователей информации (ПИ) различной физической природы. ПИ являются одной из разновидностей средств измерений с нормируемыми показателями точности. Поэтому на этапах разработки конструкций, составления и анализа математических моделей и экспериментальных исследований макетных и опытных образцов должны соблюдаться требования законодательства Российской Федерации в области обеспечения единства измерений. Это означает, что при подготовке диссертации должны использоваться узаконенная терминология, принятые единицы измерения физических величин, поверенные средства измерений и стандартные образцы

К сожалению, практика работы в диссертационных советах показывает, что зачастую не хватает тех знаний в области метрологии, которые они получили при изучении вузовских дисциплин. Не редки случаи, когда в текстах диссертаций и авторефератов встречается некорректная терминология, отсутствует прослеживаемость разрабатываемых ПИ к государственным эталонам физических величин, произвольно трактуются и применяются правила нахождения суммарной погрешности, применяются неаттестованные в установленном порядке средства, методики и методы измерений. Результаты экспериментальных исследований и испытаний ПИ не содержат сведений о методах выбора средств измерений, испытательного оборудования, методиках проведения испытаний и обработки результатов измерений. Список подобных нарушений можно было бы продолжить.

Вызывает озабоченность и то обстоятельство, что при исследовании аналого-цифровых ПИ авторами используются явно устаревшие подходы. Так, при анализе суммарной погрешности аналого-цифровых ПИ в большинстве случаев ограничиваются простым суммированием погрешности квантования и инструментальной погрешности аналогового блока. При этом игнорируются вид закона распределения измеряемой величины, законы распределения погрешностей отдельных функциональных блоков, характер трансформации этих законов при прохождении через нелинейные звенья и многое другое. В результате остаются до конца не выясненными механизмы формирования и случайного проявления результирующей погрешности ПИ, что ставит под сомнение достоверность результатов метрологического анализа. В связи с этим в пособии рассмотрены принципы построения, методы анализа и примеры практического

применения обобщенных математических моделей, позволяющих на ранних стадиях создания новых конструкций цифровых преобразователей информации с высокой степенью достоверности оценивать их технические возможности, не прибегая к дорогостоящему физическому эксперименту.

С учетом указанных обстоятельств основной целью создания данного пособия является восполнение пробелов в метрологической подготовки аспирантов и соискателей и, в конечном счете, повышение научной и практической ценности диссертационных работ.

1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАЗРАБОТКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

1.1 Основные положения Федерального закона «Об обеспечении единства измерений» (№ 102-ФЗ от 26.06.2008 г)

Федеральный закон N 102-ФЗ от 26.06.2008 г. "Об обеспечении единства измерений" регулирует отношения, возникающие при выполнении измерений, установлении и соблюдении требований к измерениям, единицам величин, эталонам единиц величин, стандартным образцам, средствам измерений, применению стандартных образцов, средств измерений, методик (методов) измерений. Целями принятия закона являются:

- 1) установление правовых основ обеспечения единства измерений в Российской Федерации;
- 2) защита прав и законных интересов граждан, общества и государства от отрицательных последствий недостоверных результатов измерений;
- 3) обеспечение потребности граждан, общества и государства в получении объективных, достоверных и сопоставимых результатов измерений
- 4) содействие развитию экономики Российской Федерации и научно-техническому прогрессу.

Сфера государственного регулирования обеспечения единства измерений распространяется на измерения, к которым установлены обязательные требования и которые выполняются при:

- 1) осуществлении деятельности в области здравоохранения;
- 2) осуществлении ветеринарной деятельности;
- 3) осуществлении деятельности в области охраны окружающей среды;
- 4) осуществлении деятельности по обеспечению безопасности при чрезвычайных ситуациях;
- 5) выполнении работ по обеспечению безопасных условий и охраны труда;
- 6) осуществлении производственного контроля за соблюдением установленных законодательством Российской Федерации требований промышленной безопасности к эксплуатации опасного производственного объекта;
- 7) осуществлении торговли и товарообменных операций, выполнении работ по расфасовке товаров;
- 8) выполнении государственных учетных операций;

9) оказании услуг почтовой связи и учете объема оказанных услуг электросвязи операторами связи;

10) осуществлении деятельности в области обороны и безопасности государства;

11) осуществлении геодезической и картографической деятельности;

12) осуществлении деятельности в области гидрометеорологии;

13) проведении банковских, налоговых и таможенных операций;

14) выполнении работ по оценке соответствия промышленной продукции и продукции других видов, а также иных объектов установленным законодательством Российской Федерации обязательным требованиям;

15) проведении официальных спортивных соревнований, обеспечении подготовки спортсменов высокого класса;

16) выполнении поручений суда, органов прокуратуры, государственных органов исполнительной власти;

17) осуществлении мероприятий государственного контроля (надзора);

18) осуществлении деятельности в области использования атомной энергии.

К сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений относятся также измерения, предусмотренные законодательством Российской Федерации «**О техническом регулировании**». Сфера государственного регулирования обеспечения единства измерений распространяется также на единицы величин, эталоны единиц величин, стандартные образцы и средства измерений, к которым установлены обязательные требования.

Измерения должны выполняться по аттестованным методикам (методам) измерений, за исключением методик (методов) измерений, предназначенных для выполнения прямых измерений, с применением средств измерений утвержденного типа, прошедших поверку. Результаты измерений должны быть выражены в единицах величин, допущенных к применению в Российской Федерации.

Методики (методы) измерений, предназначенные для выполнения **прямых измерений**, вносятся в эксплуатационную документацию на средства измерений. Подтверждение соответствия этих методик (методов) измерений обязательным метрологическим требованиям к измерениям осуществляется в процессе утверждения типов данных

Аттестацию методик (методов) измерений проводят аккредитованные юридические лица и индивидуальные предприниматели. Порядок аттестации методик (методов) измерений и их применения устанавливается федеральным агентством по техническому регулированию

(Росстандартом), которое ведет единый перечень измерений, относящихся к сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений.

Требования к единицам величин. В Российской Федерации применяются единицы величин Международной системы единиц, принятые Генеральной конференцией по мерам и весам и рекомендованные к применению Международной организацией законодательной метрологии. Правительством Российской Федерации могут быть допущены к применению в Российской Федерации наравне с единицами величин Международной системы единиц внесистемные единицы величин. Наименования единиц величин, допускаемых к применению в Российской Федерации, их обозначения, правила написания, а также правила их применения устанавливаются Правительством Российской Федерации.

Характеристики и параметры продукции, поставляемой на экспорт, в том числе средств измерений, могут быть выражены в единицах величин, предусмотренных договором (контрактом), заключенным с заказчиком. Единицы величин передаются средствами измерений, техническим системам и устройствам с измерительными функциями от эталонов единиц величин и стандартных образцов.

Требования к эталонам единиц величин. Государственные эталоны единиц величин образуют эталонную базу Российской Федерации. Государственные первичные эталоны единиц величин не подлежат приватизации. Сведения о государственных эталонах единиц величин в Федеральный информационный фонд по обеспечению единства измерений.

Государственные первичные эталоны единиц величин содержатся и применяются в государственных научных метрологических институтах. Государственные первичные эталоны подлежат сличению с эталонами единиц величин Международного бюро мер и весов и национальными эталонами единиц величин иностранных государств.

В Российской Федерации должны применяться эталоны единиц величин, прослеживаемые к государственным первичным эталонам соответствующих единиц величин. В случае отсутствия соответствующих государственных первичных эталонов единиц величин должна быть обеспечена прослеживаемость средств измерений к национальным эталонам единиц величин иностранных государств.

Прослеживаемость - свойство эталона единицы величины или средства измерений, заключающееся в документально подтвержденном установлении их связи с государственным первичным эталоном соответствующей единицы величины посредством сличения эталонов единиц величин, поверки, калибровки средств измерений;

Требования к стандартным образцам. Стандартные образцы предназначены для воспроизведения, хранения и передачи характеристик состава или свойств веществ

(материалов), выраженных в значениях единиц величин, допущенных к применению в Российской Федерации.

В сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений применяются стандартные образцы утвержденных типов.

Требования к средствам измерений. В сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений к применению допускаются средства измерений утвержденного типа, прошедшие поверку, а также обеспечивающие обязательные метрологические требования к измерениям и средствам измерений. В состав обязательных требований к средствам измерений в необходимых случаях включаются также требования к их составным частям, программному обеспечению и условиям эксплуатации.

При применении средств измерений должны соблюдаться обязательные требования к условиям их эксплуатации.

Конструкция средств измерений должна обеспечивать ограничение доступа к определенным частям средств измерений (включая программное обеспечение) в целях предотвращения несанкционированной настройки и вмешательства, которые могут привести к искажениям результатов измерений.

Формы государственного регулирования в области обеспечения единства измерений.

Государственное регулирование в области обеспечения единства измерений осуществляется в следующих формах:

- 1) утверждение типа стандартных образцов или типа средств измерений;
- 2) поверка средств измерений;
- 3) метрологическая экспертиза;
- 4) федеральный государственный метрологический надзор;
- 5) аттестация методик (методов) измерений;
- б) аккредитация юридических лиц и индивидуальных предпринимателей на выполнение работ и (или) оказание услуг в области обеспечения единства измерений.

Утверждение типа стандартных образцов или типа средств измерений.

При утверждении типа средств измерений устанавливаются их назначение, показатели точности, интервал между поверками средств измерений, а также методика поверки данного типа средств измерений.

Сведения об утвержденных типах стандартных образцов и типах средств измерений вносятся в Федеральный информационный фонд по обеспечению единства измерений.

Поверка средств измерений. Средства измерений, предназначенные для применения в сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений до ввода в

эксплуатацию, а также после ремонта подлежат первичной поверке, а в процессе эксплуатации - периодической поверке. Применяющие средства измерений юридические лица и индивидуальные предприниматели обязаны своевременно представлять эти средства измерений на поверку. Поверку средств измерений осуществляют аккредитованные в установленном порядке в области обеспечения единства измерений юридические лица и индивидуальные предприниматели. Результаты поверки средств измерений удостоверяются знаком поверки и (или) свидетельством о поверке.

Сведения о результатах поверки средств измерений, предназначенных для применения в сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений, передаются в Федеральный информационный фонд по обеспечению единства измерений проводящими поверку средств измерений юридическими лицами и индивидуальными предпринимателями.

Средства измерений, не предназначенные для применения в сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений, могут подвергаться поверке в добровольном порядке.

Метрологическая экспертиза - анализ и оценка правильности установления и соблюдения метрологических требований применительно к объекту, подвергаемому экспертизе. Метрологическая экспертиза проводится в обязательном (обязательная метрологическая экспертиза) или добровольном порядке;

Обязательной метрологической экспертизе подлежат требования к измерениям, стандартным образцам и средствам измерений, содержащиеся в проектах нормативных правовых актов Российской Федерации.

В добровольном порядке может проводиться метрологическая экспертиза продукции, проектной, конструкторской, технологической документации и других объектов, в отношении которых законодательством Российской Федерации не предусмотрена обязательная метрологическая экспертиза.

Федеральный государственный метрологический надзор осуществляется за:

- соблюдением обязательных требований к измерениям, единицам величин, а также к эталонам единиц величин, стандартным образцам, средствам измерений при их выпуске из производства, ввозе на территорию Российской Федерации, продаже и применении на территории Российской Федерации;

- наличием и соблюдением аттестованных методик (методов) измерений; **При этом методика (метод) измерений рассматривается как совокупность конкретно описанных операций, выполнение которых обеспечивает получение результатов измерений с установленными показателями точности.**

Федеральный государственный метрологический надзор осуществляется уполномоченными федеральными органами исполнительной власти согласно их компетенции в порядке, установленном Правительством Российской Федерации.

Калибровка средств измерений - совокупность операций, выполняемых в целях определения действительных значений метрологических характеристик средств измерений;

Калибровка средств измерений выполняется с использованием эталонов единиц величин, прослеживаемых к государственным первичным эталонам соответствующих единиц величин, а при отсутствии соответствующих государственных первичных эталонов единиц величин - к национальным эталонам единиц величин иностранных государств.

Результаты калибровки средств измерений могут быть использованы при поверке средств измерений в порядке, установленном федеральным органом исполнительной власти.

Аккредитация в области обеспечения единства измерений осуществляется в целях официального признания компетентности юридического лица или индивидуального предпринимателя выполнять работы и (или) оказывать услуги по обеспечению единства измерений.

К указанным работам и (или) услугам относятся:

- 1) аттестация методик (методов) измерений, относящихся к сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений;
- 2) испытания стандартных образцов или средств измерений в целях утверждения типа;
- 3) поверка средств измерений;
- 4) обязательная метрологическая экспертиза стандартов, продукции, проектной, конструкторской, технологической документации и других объектов, проводимая в случаях, предусмотренных законодательством Российской Федерации.

Аккредитация в области обеспечения единства измерений осуществляется на основе принципов:

- 1) добровольности;
- 2) компетентности и независимости экспертов по аккредитации;
- 3) недопустимости совмещения полномочий по аккредитации с выполнением работ и (или) оказанием услуг, указанных в части 1 настоящей статьи;
- 4) применения единых правил аккредитации, их открытости и доступности;
- 5) обеспечения равных условий лицам, претендующим на получение аккредитации;
- 6) недопустимости незаконного ограничения прав аккредитуемых юридических лиц и индивидуальных предпринимателей на выполнение работ и (или) оказание услуг в области обеспечения единства измерений для всех потребителей (заказчиков) и на всей территории Российской Федерации.

Федеральный информационный фонд по обеспечению единства измерений включает в себя: нормативные правовые акты Российской Федерации, нормативные документы, информационные базы данных, международные документы, международные договоры Российской Федерации в области обеспечения единства измерений, сведения об аттестованных методиках (методах) измерений, единый перечень измерений, относящихся к сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений, сведения о государственных эталонах единиц величин, сведения об утвержденных типах стандартных образцов или типах средств измерений, сведения о результатах поверки средств.

Ведение Федерального информационного фонда по обеспечению единства измерений и предоставление содержащихся в нем сведений организует Федеральное агентство по техническому регулированию.

Организационные основы обеспечения единства измерений.

Организация работ в области обеспечения единства измерений возложена на Федеральные органы исполнительной власти, государственные научные метрологические институты, государственные региональные центры метрологии, Государственную службу времени, частоты и определения параметров вращения Земли, Государственную службу стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов, Государственную службу стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов.

Основными задачами государственных научных метрологических институтов являются:

- 1) проведение фундаментальных и прикладных научных исследований, экспериментальных разработок и осуществление научно-технической деятельности в области обеспечения единства измерений;
- 2) разработка, совершенствование, содержание, сличение и применение государственных первичных эталонов единиц величин;
- 3) передача единиц величин от государственных первичных эталонов единиц величин;
- 4) участие в разработке проектов нормативных документов в области обеспечения единства измерений;
- 5) проведение обязательной метрологической экспертизы содержащихся в проектах нормативных правовых актов Российской Федерации требований к измерениям, стандартным образцам и средствам измерений;
- 6) создание и ведение Федерального информационного фонда по обеспечению единства измерений и предоставление содержащихся в нем документов и сведений;
- 7) участие в международном сотрудничестве в области метрологии.

Основными задачами государственных региональных центров метрологии являются:

1) проведение поверки средств измерений в соответствии с установленной областью аккредитации;

2) совершенствование, содержание и применение государственных эталонов единиц величин, используемых для обеспечения прослеживаемости других эталонов единиц величин и средств измерений к государственным первичным эталонам единиц величин.

Государственная служба времени, частоты и определения параметров вращения Земли осуществляет научно-техническую и метрологическую деятельность по воспроизведению национальной шкалы времени и эталонных частот, по определению параметров вращения Земли, а также по обеспечению потребности государства в эталонных сигналах времени и частоты и в информации о параметрах вращения Земли.

Государственная служба стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов осуществляет деятельность по разработке, испытанию и внедрению стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов в целях обеспечения единства измерений на основе применения указанных стандартных образцов, а также по ведению соответствующих разделов Федерального информационного фонда по обеспечению единства измерений.

Государственная служба стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов осуществляет деятельность по разработке и внедрению стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов в науке и технике в целях обеспечения единства измерений на основе применения указанных стандартных справочных данных, а также по ведению соответствующих разделов Федерального информационного фонда по обеспечению единства измерений.

Государственная служба времени, частоты и определения параметров вращения Земли, Государственная служба стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов, Государственная служба стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов осуществляют деятельность в соответствии с положениями о них, утвержденными Правительством Российской Федерации.

Федеральные министерства и ведомства, создают в своем составе и в структурах подведомственных организаций метрологические службы и (или) определяют должностных лиц в целях организации деятельности по обеспечению единства измерений в пределах своей компетенции, действующие на основании утвержденных Положений о метрологических службах.

1.2 Сущность и основные тенденции развития метрологического обеспечения

Под **метрологическим обеспечением** (МО) понимается установление и применение научных и организационных основ, технических средств, правил и норм, необходимых для достижения единства и требуемой точности измерений. Основной тенденцией в развитии **метрологического обеспечения** является переход от существовавшей ранее сравнительно узкой задачи обеспечения единства и требуемой точности измерений к принципиально новой задаче обеспечения качества измерений/26/.

Качество измерений – интегральная характеристика измерений, характеризующая в совокупности точность, правильность, сходимости и достоверность измерений.

Понятие "**метрологическое обеспечение**" применяется, как правило, по отношению к измерениям (испытанию, контролю) в целом. В то же время допускается использование термина "метрологическое обеспечение технологического процесса (производства, организации)", подразумевая при этом МО измерений (испытаний или контроля) в данном процессе, производстве, организации.

Объектами **метрологического обеспечения** являются все стадии жизненного цикла (ЖЦ) изделия (продукции) или услуги. Под ЖЦ понимается совокупность последовательных взаимосвязанных процессов создания и изменения состояния продукции от формулирования исходных требований к ней, проведения теоретических и экспериментальных исследований макетных, экспериментальных и промышленных образцов до окончания эксплуатации или потребления. Так, на стадии разработки продукции для достижения высокого качества изделия производится выбор контролируемых параметров, норм точности, допусков, средств измерения, контроля и испытания. Так же осуществляется метрологическая экспертиза конструкторской и технологической документации.

В тоже время с развитием и внедрением информационных технологий появилась возможность создавать виртуальные аналоги средств измерений, с помощью которых можно на ранних стадиях научных исследований, не прибегая к весьма трудоемкому и дорогостоящему физическому эксперименту, получать весьма обширную и глубокую информацию о технических (метрологических) возможностях разрабатываемых устройств. В связи с этим можно говорить о распространении понятия метрологического обеспечения на этапы проведения научных исследований, разработки математических моделей преобразователей информации (ПИ) и соответствующего программного обеспечения. При этом основу МО в этом случае составляют методы получения аналитических и численных математических моделей ПИ, ориентированных на проведение вычислительного эксперимента с целью прогнозирования их нормируемых метрологических характеристик.

При этом основным требованием к разрабатываемым математическим моделям максимальная степень их адекватности реальным ПИ. Очевидно, что разработка МО виртуальных (имитационных моделей) ПИ должна базироваться на общих методах создания МО создания и эксплуатации реальных ПИ.

В любом случае при разработке **метрологического обеспечения** необходимо использовать системный подход, суть которого состоит в рассмотрении указанного обеспечения как совокупности взаимосвязанных процессов, объединенных одной целью - достижением требуемого качества измерений. К числу важнейших процессов следует отнести:

- установление рациональной номенклатуры параметров ПИ, влияющих на качество измерений;
- технико-экономическое обоснование и выбор ПИ, их испытаний и контроля;
- стандартизация, унификация и агрегатирование разрабатываемой контрольно-измерительной техники;
- разработка, внедрение и аттестация современных методик выполнения измерения, испытаний и контроля (МВИ);
- поверка, метрологическая аттестация и калибровка контрольно-измерительного и испытательного оборудования (КИО), применяемого на предприятии;
- контроль за производством, состоянием, применением и ремонтом КИО, а также за соблюдением метрологических правил и норм на предприятии;
- внедрение международных, государственных и отраслевых стандартов, а также иных нормативных документов Госстандарта;
- проведение метрологической экспертизы проектов нормативной, конструкторской и технологической документации;
- проведение анализа состояния измерений, разработка на его основе и осуществление мероприятий по совершенствованию МО;
- подготовка работников соответствующих служб и подразделений предприятия к выполнению контрольно-измерительных операций и вычислительного эксперимента.

1.3 Общие метрологические характеристики преобразователей информации (ПИ).

Метрологические характеристики (МХ) преобразователей информации – это комплекс их технических параметров, определяющих качество измерений. МХ вводят с целью достижения взаимозаменяемости, сравнения ПИ по точности, определения погрешностей измерительных установок и систем на основе МХ входящих в них измерительных устройств, а

также оценки технического состояния средств измерений при поверке. К основным МХ измерительных приборов относятся следующие.

Градуировочная характеристика - зависимость между выходной и входной величинами прибора, заданная в виде математической формулы, графика или таблицы.

Уравнение преобразования - математическая зависимость, связывающая выходную величину Y с входной величиной x через конструктивные параметры прибора $a_1, a_2, \dots, a_j, \dots, a_n$:

$$y = f(x, a_1, \dots, a_j, \dots, a_n).$$

Если известна зависимость каждого параметра a_i от комплекса внешних эксплуатационных факторов ψ_j (температура, давление, влажность, электромагнитные поля, вибрации и т.д.):

$$a_i = F_i(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_m),$$

то уравнение преобразования позволяет получить весьма детальную информацию о свойствах проектируемого устройства в реальных условиях применения, не прибегая к весьма дорогостоящему физическому эксперименту. Уравнение преобразования, как правило, получают, исходя из анализа функциональной или принципиальной схемы устройства.

Рассмотрим методику получения функции преобразования на примере термоанемометра – прибора для измерения скорости воздушного потока.

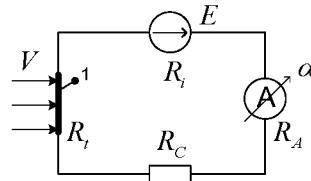


Рис. 1.1 Принципиальная схема термоанемометра: R_t - платиновая проволока, R_i - внутренне сопротивление источника питания, R_c - сопротивление соединительных проводов

Термоанемометр (рис.1.1) представляет собой отрезок платиновой проволоки R_t , нагреваемый за счет протекающего тока. Если скорость воздушного потока равна $V=0$, терморезистор находится в состоянии термодинамического равновесия и в его цепи протекает некоторый ток I_0 . Для уменьшения влияния температуры окружающей среды на точность работы прибора терморезистор предварительно нагревают до высокой температуры ($t = +900 \dots +1000$ °С). Под действием набегающего воздушного потока происходит охлаждение терморезистора, а следовательно, и увеличение тока через амперметр. Уравнение преобразования в данном случае представляет собой зависимость угла отклонения стрелки амперметра от измеряемой скорости потока:

$$\alpha = \psi(V).$$

Последовательность измерительных преобразований скорости потока в угол отклонения стрелки прибора можно представить в виде:

$$V \rightarrow t^0 \rightarrow R_t \rightarrow I \rightarrow \alpha ,$$

где $t^0 = f(V)$ – известная зависимость температуры платинового терморезистора от температуры;

$R_t = R_0(1 + \alpha t^0)$ – зависимость сопротивления терморезистора от температуры; α – температурный коэффициент сопротивления; R_0 – сопротивление терморезистора при 0^0C .

$$I = \frac{E}{R_t + R_c + R_a + R_i} \text{ – ток, протекающий через амперметр;}$$

$\alpha = S_i I$ - зависимость показаний амперметра от измеряемого тока;

$$S_i = \frac{BnS}{W} = \text{const} \text{ - чувствительность магнитоэлектрического амперметра,}$$

где: B – индукция в зазоре магнитной системы, n – число витков измерительной обмотки, S – площадь катушки.

Выполняя очевидные подстановки, получим уравнение преобразования прибора:

$$\alpha = \frac{BnSE}{W \{R_c + R_a + R_i + R_0 [1 + \alpha f(V)]\}} \quad (1.3.1)$$

Полученное выражение связывает показания преобразователя с измеряемой скоростью и параметрами 10 элементов принципиальной схемы, что позволяет, в соответствии с рассмотренными ниже методиками, оценивать вклад погрешности изготовления каждого из них в суммарную погрешность измерения, а также рассчитать нормы точности их изготовления по заданной суммарной погрешности измерения.

Чувствительность преобразования – характеризует способность прибора реагировать на изменение входного сигнала. В общем случае чувствительность $S = \frac{dy}{dx}$. В частном случае при

$$y = k \cdot x, \quad k = S = \text{const} .$$

У приборов с нелинейной функцией преобразования чувствительность зависит от текущего значения измеряемой величины (рис.1.2).

Из графика видно, что приборы с линейной функцией преобразования обладают постоянной чувствительностью во всем диапазоне преобразования, что позволяет измерять сверхмалые значения входных сигналов. В то же время приборы с нелинейной функцией преобразования, например квадратичной, в области малых значений измеряемых сигналов имеют чувствительность, близкую к нулю.

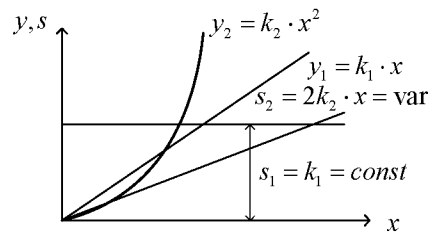


Рис.1.2 Характеристики приборов с линейной и нелинейной функциями преобразования

Если прибор содержит n последовательно включенных блоков с чувствительностями $S_1, S_2 \dots S_n$, то $S_{общ} = \prod_{i=1}^n S_i$, где S_i – чувствительность отдельных блоков. Чувствительность приборов, содержащих цепь отрицательной обратной связи (рис.2.3), равна:

$$S_{общ} = \frac{\prod_{j=1}^n S_j}{1 + \prod_{j=1}^n S_j \cdot \prod_{j=1}^m S_{oj}}$$

где $\prod_{j=1}^m S_{oj}$ – чувствительность цепи отрицательной обратной связи.

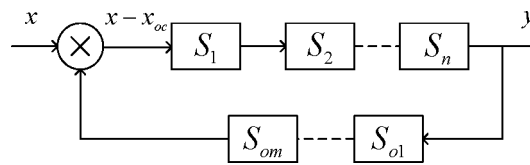


Рис.1.3 Структурная схема прибора уравнивающего преобразования

Порог чувствительности – минимальное значение входного сигнала, которое может быть зарегистрировано измерительным прибором, без каких-либо дополнительных устройств. Для стрелочного прибора под порогом чувствительности следует понимать цену деления шкалы прибора на самом малом диапазоне измерения; для осциллографа – это 1/10 цены деления в режиме максимальной чувствительности (минимального значения коэффициента вертикального отклонения); для цифрового вольтметра – значение входного сигнала, соответствующее появлению единицы в самом младшем разряде выходного десятичного кода измеряемого напряжения.

Основная погрешность измерений – погрешность преобразователя в нормальных условиях эксплуатации. Под нормальными условиями понимается комплекс внешних эксплуатационных факторов – температуры, атмосферного давления, влажности, электромагнитных полей, механических воздействий и др., значения которых для данного типа приборов оговорены в соответствующем стандарте. Например, для авиационных измерительных преобразователей, в соответствии с ГОСТ 22261-82 «Единая система стандартов приборостроения. Средства измерения электрических и магнитных величин. Общие технические условия», нормальными условиями являются:

- температура окружающей среды $+25 \pm 10^0 \text{C}$;
- атмосферное давление 750 ± 30 мм.рт.ст.;
- относительная влажность $65 \pm 15\%$;
- номинальные значения амплитуды и частоты напряжения питания;
- отсутствие виброударных нагрузок;
- нормальное (рабочее) положение в пространстве;
- отсутствие внешних электрических и магнитных полей (кроме земного).

Дополнительная погрешность – вызвана отклонением внешних эксплуатационных факторов от нормальных значений. В этом случае говорят о дополнительной температурной, барометрической, вибрационной погрешностях и др.

Диапазон измерения – область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые пределы погрешности измерения.

Верхний предел измерения – наибольшее значение диапазона измерения.

Цена деления шкалы – разность значений величин, соответствующих двум соседним делениям шкалы. В многопредельных приборах цена деления на самом младшем диапазоне измерения совпадает с порогом чувствительности прибора.

Класс точности – это обобщенная характеристика точности прибора, которая определяется пределами его основной и дополнительной погрешностей, а также другими факторами, влияющими на его точность. К таким факторам обычно относят износ и старение элементов конструкции и принципиальной схемы прибора. Класс точности не определяет погрешность каждого конкретного измерения, он характеризует метрологические свойства прибора в целом. По классу точности можно сравнивать между собой измерительные преобразователи, предназначенные для измерения одних и тех же физических величин, но выполненных на разных физических принципах.

Существует несколько способов расчета класса точности приборов. Пусть суммарная погрешность носит аддитивный характер. В этом случае класс точности рассчитывается по приведенной погрешности:

$$P_1 = \frac{\Delta x}{x_N} \cdot 100\%,$$

где x_N – номинальное значение входного сигнала.

Для средств измерений с равномерной или степенной шкалой x_N принимают равным:

- большему из пределов измерения, если нулевая отметка находится на краю диапазона измерений;
- сумме модулей пределов измерения, если нулевая отметка находится внутри диапазона измерения.

Число, определяющее класс точности, выбирается путем округления расчетного значения приведенной погрешности до ближайшего большего числа из стандартного ряда чисел:

$$q_1 = \{1 \cdot 10^n, 1.5 \cdot 10^n, 2 \cdot 10^n, 2.5 \cdot 10^n, 4 \cdot 10^n, 5 \cdot 10^n, 6 \cdot 10^n\}.$$

Пусть, например, $P_1 = 1.47\%$. Ближайшим числом из стандартного ряда чисел является $1.5 \cdot 10^0\%$. Условное обозначение класса точности: 1.5.

Если в структуре общей погрешности преобладает мультипликативная составляющая, то нормирование осуществляется по относительной погрешности

$$P_2 = \frac{\Delta_M}{x} \cdot 100\% = \frac{\gamma_s \cdot x}{x} \cdot 100\% = \gamma_s \%,$$

где γ_s – относительное изменение чувствительности. Найденное значение γ_s также округляется до ближайшего большего числа из стандартного ряда чисел. Пример обозначения:

1.5

Если аддитивная и мультипликативная погрешности прибора соизмеримы, т.е. $\Delta x_0 \approx \gamma_s \cdot x$, то класс точности рассчитывается по относительной погрешности и выражается формулой:

$$q_3 = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{x_m}{x} \right| - 1 \right) \right],$$

где $c = \gamma_s + d$, $d = \frac{\Delta x_0}{x_{Max}} \cdot 100\%$, d – приведенная аддитивная погрешность прибора, x_m – верхний предел измерения, x – текущее значение измеряемой величины.

В этом случае класс точности обозначается дробью: c/d , где c, d – числа, выбираемые из стандартного ряда чисел. Если, например, $c = 0.1\%$ и $d = 0.05\%$, то обозначение класса точности выглядит следующим образом: 0.1/0.05.

Частотный диапазон прибора – это диапазон частот, внутри которого погрешность, вызванная изменением частоты входного сигнала, не превышает допустимого значения.

Вариация показаний прибора – это максимально возможная разница между двумя отдельными измерениями одного и того же значения измеряемой величины при подходе к нему со стороны сначала меньших, затем больших значений. Причиной вариации показаний являются всевозможные гистерезисные явления в кинематических, магнитных, электрических и электронных цепях приборов.

Статическая погрешность прибора – это погрешность прибора в установившемся режиме, когда все переходные процессы закончены.

Время измерения - интервал времени, затрачиваемый на одно измерение. Для аналоговых приборов с апериодической формой переходного процесса этот интервал равен $3-5\tau$, где τ - постоянная времени прибора; для цифровых приборов он равен длительности одного цикла измерения.

Динамическая погрешность – разность между текущим значением выходного сигнала прибора в переходном режиме и его установившимся значением $\Delta y_{\delta} = y(t) - y_{уст}$ (рис.1.4).

Среднюю оценку динамической погрешности за время установления показаний можно вычислить двумя способами:

$$\Delta y_{\delta 1} = \frac{1}{T_{уст}} \int_0^{T_{уст}} \Delta y_{\delta 1}(t) dt \quad \text{— для апериодического переходного процесса;}$$

$$\Delta y_{\delta 2} = \sqrt{\frac{1}{T_{уст}} \int_0^{T_{уст}} \Delta y_{\delta 2}^2(t) dt} \quad \text{— для колебательного переходного процесса.}$$

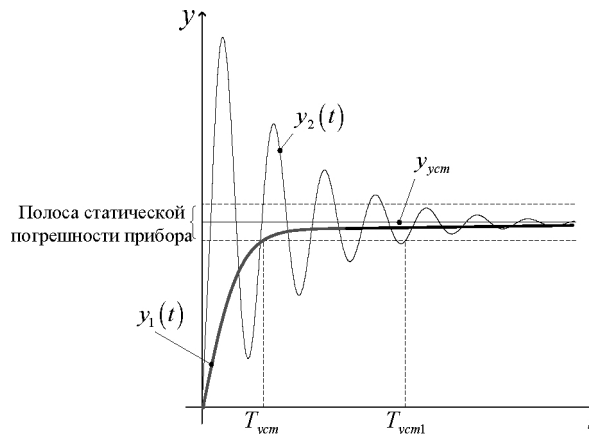


Рис. 1.4 К определению динамической погрешности измерения

К категории динамических погрешностей относится также погрешность датирования отсчета $\Delta U_x(t)$ в цифровых измерительных приборах. Она обусловлена, с одной стороны, конечностью времени измерения $t_{изм}$, а с другой - изменением самой измеряемой величины в течение времени (цикла) измерения (рис.1.5).

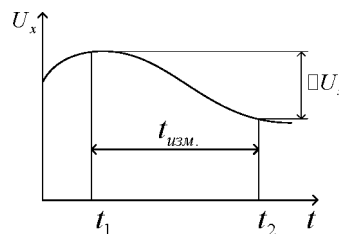


Рис. 1.5 К определению погрешности датирования отсчетов

Поведение в динамических режимах линейных измерительных преобразователей полностью описывается любой из перечисленных ниже так называемых «полных динамических характеристик»:

- переходной характеристикой $h(t)$, описывающей изменение выходного сигнала при подаче на вход «единичного скачка» измеряемого сигнала;

- импульсной переходной характеристикой $g(t)$, описывающей изменение выходного сигнала при подаче на вход сигнала бесконечно малой длительности и бесконечно большой амплитуды (δ -функции);

- амплитудно-фазовой характеристикой, представляющей собой отношение преобразования Фурье выходного сигнала к преобразованию Фурье входного сигнала: $G(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$;

- передаточной функцией $W(p)$, представляющей собой отношение преобразования Лапласа выходного сигнала к преобразованию Лапласа входного сигнала. Все перечисленные характеристики однозначно связаны между собой соотношениями:

$$h(t) = \int_0^t g(t)dt; \quad g(t) = \frac{dh}{dt}; \quad G(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt;$$

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega)e^{j\omega t}d\omega; \quad W(p) = \int_0^{\infty} g(t)e^{-pt} dt.$$

Входное сопротивление преобразователя - в общем случае определяется как отношение входного напряжения преобразователя к входному току: $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$. Входное сопротивление характеризует степень влияния прибора на энергетический режим работы цепи, в которой производится измерение. Для уменьшения этого влияния необходимо, чтобы $R_{\text{вх}}$ вольтметров стремилось к бесконечности, а $R_{\text{вх}}$ амперметров – к нулю.

Выходное сопротивление преобразователя – представляет собой отношение выходного напряжения преобразователя к выходному току: $R_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}}$. Оно определяет условия неискаженной передачи выходного сигнала измерительного устройства, например датчика, на вторичный измерительный преобразователь. При передаче напряжения, тока и мощности должны выполняться следующие условия:

$$R_{\text{вых},V} \rightarrow 0, R_{\text{вых},A} \rightarrow \infty, R_{\text{вых},P} = R_n.$$

1.4 Метрологические характеристики аналого-цифровых преобразователей.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) информации являются наиболее распространенными элементами связи аналоговых объектов со средствами цифровой обработки информации и управления. Их метрологические характеристики во многом определяют технические возможности систем измерения, контроля и управления.

К основными метрологическими характеристиками АЦП относятся /6/:

Диапазон преобразования определяется границами интервала $[x_{\min}, x_{\max}]$, в котором лежат все допустимые значения входного сигнала; в частном случае $x_{\min} = 0$.

Уровень квантования - дискретное значение выходного сигнала, выбранное на шкале разрешенных уровней, соответствующее текущему значению измеряемой величины;

Число уровней квантования m - разрешенных уровней выходного сигнала в диапазоне изменения входного сигнала.

Число разрядов выходного кода n ; для АЦП, работающих в двоичном коде, параметры n и m связаны между собой соотношениями $n = \log_2 m$, $m = 2^n$.

Шаг квантования входного сигнала $\Delta x = \frac{x_{\max}}{m}$ - определяется значениями верхнего предела измерения и числом уровней квантования.

Порог чувствительности - минимальное значение входного сигнала, соответствующее появлению единицы в младшем разряде выходного кода. Для различных способов квантования, порог чувствительности может быть равен $\Delta x = \frac{x_{\max}}{2^{n+1}}$ либо $\Delta x = \frac{x_{\max}}{2^n}$.

Погрешность квантования - разность между характеристикой преобразования $N(x)$ (зависимостью выходного кода N от измеряемой величины x) и нормирующей прямой $N_n = \lim_{\Delta x \rightarrow \infty} N(x) = x$:

$$\Delta N = N(x) - x \quad (1.4.1)$$

Максимальное значение погрешности квантования на выходе идеального АЦП равно $\Delta N = \pm 0,5$ кванта. Поскольку $N_n = x$, погрешность квантования по входу $\Delta x_{\text{кв}} = \pm \frac{x_{\max}}{2^n}$. При

$\Delta_{\text{кв}} \ll x_{\max}$ погрешность квантования на интервале $\pm \frac{\Delta_{\text{кв}}}{2}$ подчинена равномерному закону распределения:

$$f(\Delta x_{\text{кв}}) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0,5\Delta_{\text{кв}} < \Delta x_{\text{кв}} < -0,5\Delta_{\text{кв}} \\ 1/2\Delta_{\text{кв}} & \text{при } -0,5\Delta_{\text{кв}} \leq \Delta x_{\text{кв}} \leq 0,5\Delta_{\text{кв}}, \end{cases}$$

с дисперсией $D(\Delta x_{\text{кв}}) = \frac{\Delta_{\text{кв}}^2}{12}$, а инструментальная погрешность - по нормальному закону.

Отметим, что при $\Delta x_{\text{кв}} \rightarrow 0$ функция плотности распределения методической погрешности вырождается в δ -функцию с аргументом, равным нулю.

Инструментальную погрешность Δ_u часто называют погрешностью воспроизведения уровней квантования. Причинами этой погрешности являются, например, неточность установки и нестабильность порогов срабатывания компараторов, входящих в состав АЦП, отклонения параметров элементов от номинальных значений из-за влияния технологических погрешностей и внешних факторов, а также скорости изменения входного сигнала. Инструментальная погрешность проявляется в смещении положения уровней квантования измеряемой величины относительно расчетных значений. Если шаг квантования $\Delta x = const$, то расчетные значения уровней квантования (границ смены кода) для идеального АЦП равны $x_i = (i + 0,5) \cdot \Delta x_{кв}$, $i = 0, 1, 2, \dots, N_{макс}$. У реального АЦП они равны $x_i = (i + 0,5) \cdot \Delta x_{кв} \pm \Delta_u$.

В нормальных условиях для каждого отдельного кванта инструментальная погрешность рассматривается как систематическая, а по всему множеству квантов (во всем диапазоне измерения) – как случайная величина.

Поскольку суммарная погрешность является случайной величиной, то не все ее значения выходят за границы интервала $\pm \frac{\Delta_{кв}}{2}$. Вероятность нахождения суммарной погрешности в этом интервале оценивается специальным параметром – *относительной достоверностью преобразования*

$$P_o(\Delta_\Sigma) = \int_{-0.5\Delta_{кв}}^{0.5\Delta_{кв}} f(\Delta_\Sigma) d\Delta_\Sigma, \quad (1.4.2)$$

где $f(\Delta_\Sigma) = f(\Delta x_{кв}) * f(\Delta x_u)$ - интеграл свертки плотностей распределения погрешности квантования и инструментальной погрешности. Относительная достоверность преобразования показывает, с какой вероятностью суммарная погрешность реального n – разрядного преобразователя соответствует погрешности идеального n – разрядного квантователя, для которого $P(\Delta_\Sigma) = 1$. Очевидно, что для любого реального АЦП $P_o(\Delta_\Sigma) < 1$.

В отличие от относительной, *абсолютная достоверность* характеризует вероятность получения в результате измерения истинного (действительного) значения измеряемой величины:

$$P_a(\Delta_\Sigma) = \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} f(\Delta_\Sigma) d\Delta_\Sigma, \quad (1.4.3)$$

где ε - сколь угодно малое отклонение суммарной погрешности от нулевого значения. Отсюда видно, что при $\varepsilon \rightarrow 0$ для любой подынтегральной функции:

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} f(\Delta x_\Sigma) d\Delta x_\Sigma = 0.$$

Поэтому абсолютная достоверность $P_a(\Delta_\Sigma) \neq 1$ не только для любого, в том числе и идеального АЦП, но и вообще для любого средства измерений, что создает определенные неудобства при практическом использовании данной характеристики.

В общем случае границы суммарной погрешности аналого-цифрового преобразования определяются предельными значениями погрешности квантования, основной и дополнительной инструментальных погрешностей:

$$\Delta_\Sigma = \pm \sqrt{\Delta x_{кв}^2 + \Delta_{и.осн}^2 + \Delta_{и.дон}^2}$$

1.5 Методы поверки преобразователей информации

Поверка – это операция, заключающаяся в установлении пригодности СИ к применению на основании экспериментального определения метрологических характеристик и установления их соответствия предъявляемым требованиям. Различают поверки: первичную, периодическую, внеочередную, инспекционную, комплексную, поэлементную и выборочную. Поверка выполняется метрологическими службами, которым дано на это право. СИ, признанное годным к применению, свидетельства о поверке, нанесением поверительного клейма или иными способами.

Аналогичная задача часто возникает в исследовательской практике, когда необходимо экспериментально определить комплекс метрологических характеристик вновь разработанных преобразователей информации. Для проведения таких исследований можно руководствоваться общими принципами и методами проведения поверочных испытаний стандартизированной измерительной аппаратуры.

Большинство СИ предназначено для измерения в сравнительно узком диапазоне изменений измеряемых параметров, поэтому на практике их поверку достаточно производить в двух-трех точках диапазона. Число точек диапазона, в которых следует поверять СИ, устанавливается в документации на методы и средства их поверки. Если в этих документах число точек поверки не оговорено, то его можно определить следующим образом /9/:

Число точек в диапазоне измерений, в которых СИ должно поверяться, ограничено сверху числом n , которое определяется его точностью:

$$n \leq \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2\delta A_{\max}} 100 \quad (1.5.1)$$

где A_{\max} , A_{\min} – границы диапазона измерений; δ – предел допускаемой суммарной относительной погрешности СИ,%. Например, при поверке вольтметра с диапазоном измерения 0-10В и приведенной погрешностью 0,5% число точек поверки равно 100.

Числовые значения A_k в поверяемых точках определяются из условия обеспечения их равномерного распределения по диапазону измерений:

$$A_k = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{n} k, \quad (1.5.2)$$

где $k = 1 \dots n$ – порядковый номер точки диапазона измерений, в которой поверяется СИ.

Поверка СИ осуществляется, как правило, двумя традиционными для всех средств измерений методами: образцового сигнала и образцового измерительного прибора. В основе первого лежит использование устройства, генерирующего образцовый сигнал (рис.1.6) – меры или калибратора. Образцовый генератор должен иметь отсчетное устройство, позволяющее с высокой точностью устанавливать значение генерируемого сигнала $U_{обр}$. Измеряя значения образцового сигнала с помощью поверяемого СИ и сравнивая результат измерения $U_{нов}$ со значением сигнала образцового генератора U , определяют систематическую погрешность поверяемого СИ по формуле:

$$\Delta U = U_{нов} - U_{обр}.$$

Если разность максимальная разность ΔU больше предела допускаемой погрешности СИ, то оно признается негодным к дальнейшему использованию, т. е. бракуется при поверке.

В основе метода образцового прибора лежит сравнение показаний значений сигнала $U_{нов}$ на выходе СИ с показаниями U_0 образцового прибора, измеряющего одну и ту же величину (рис.1.7). Разность показаний определяет погрешность первичного измерительного преобразователя в данной точке диапазона преобразования. Измерения при каждом значении рабочего сигнала проводят после окончания переходных процессов в объекте, т. е. при работе его в установившемся режиме.

Поверять СИ следует, как правило, в нормальных условиях, исключая возможность появления дополнительных погрешностей измерений. Если нормальные условия обеспечить невозможно и поверка производится в рабочих условиях, то необходимо учитывать дополнительные погрешности поверяемого СИ и образцового средства измерений. Так, практика поверки СИ свидетельствует, что при температуре окружающей среды в пределах $+10 \dots +30^\circ\text{C}$ соотношение пределов допускаемой основной абсолютной погрешности образцового прибора и СИ должно быть не менее 1:5 (при поверке в нормальных условиях это соотношение равно 1:3). Увеличение соотношения между погрешностями рабочего и образцового средств измерений при переходе от поверки в нормальных условиях к поверке в рабочих условиях объясняется стремлением не допустить ухудшения достоверности поверки. Дело в том, что при этом увеличивается суммарная погрешность образцовых средств измерений (из-за возрастания дополнительных, в частности температурных, составляющих).

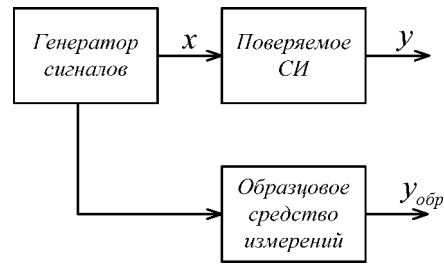


Рис.1.6 Схема поверки по методу образцового прибора

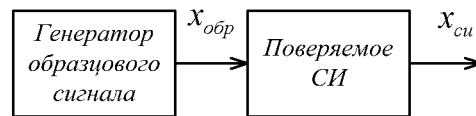


Рис.1.7 Схема поверки по методу образцового сигнала

Чтобы реальное соотношение погрешностей не стало ниже 1:3, выбирают более точное образцовое средство измерений с меньшей относительно поверяемого прибора основной погрешностью. Если же температура окружающей среды находится в пределах $+5 \dots +35^\circ\text{C}$, то необходимо первоначально удостовериться, что этот диапазон температур является рабочим для образцового измерительного прибора. Затем следует либо определить точность образцового прибора в этом диапазоне температур путем учета дополнительной (температурной) погрешности, либо ужесточить правила признания СИ годными. Для этого за предел допускаемой основной погрешности СИ принимают значение:

$$\Delta' = \pm 0.01 (K_{II} x_{НИ} - K_0 x_{N_0}), \quad (1.5.3)$$

где K_{II} , K_0 – классы точности СИ и образцового измерительного прибора соответственно; $x_{НИ}$, x_{N_0} – нормирующие значения СИ и образцового измерительного прибора соответственно.

Например, если датчик напряжения, имеющий класс точности 2,5 и диапазон измерения 0...30В, поверяется образцовым измерительным прибором Э515 класса точности 0,5, то $\Delta' = \pm 0.01(2.5 \cdot 30 - 0.5 \cdot 30) = \pm 0.6\text{В}$. В то же время при поверке СИ в нормальных условиях предел допускаемой абсолютной погрешности этого же СИ составляет: $\Delta = \pm 0.75\text{В}$.

1.6 Методика обработки результатов поверки ПИ с линейной функцией преобразования

Программа обработки результатов предварительных поверочных испытаний, полученных в ходе научного эксперимента, включает в себя следующие этапы:

- определение номинальной градуировочной характеристики преобразователя вида

$$y = kx + b;$$

- определение погрешности нелинейности градуировочной характеристики преобразователя;
- определение погрешности гистерезиса;
- определение случайной погрешности, возникающей при рассеивании реализации реальной функции преобразования относительно номинальной градуировочной характеристики в лабораторных условиях.

Кратко рассмотрим каждый из этих этапов.

1.6.1 Определение номинальной характеристики вида $y = kx + b$.

Для этого в диапазоне изменения входной величины в соответствии с (1.5.1) и (1.5.2) определяют число поверяемых точек n и значения входной величины в этих точках x_i . Пусть число точек $n_{\max} = 10$. Процесс измерения состоит из m циклов, в каждом из которых производятся измерения выходного сигнала в одноименных точках при увеличении входной величины от нуля до максимального значения (прямой ход) и при уменьшении входной величины от максимального значения до нуля (обратный ход).

а) данные экспериментальных исследований занесем в табл. П 1, в которой значения y_{ij} соответствуют прямому ходу градуировочной характеристики, а значения y'_{ij} – обратному.

б) для каждого значения входной величины для прямого и обратного хода характеристики определяют средние значения выходного сигнала:

Таблица П 1

Значения входной величины	Измеренные значения выходного сигнала по циклам ($m=5$)										Вычисленное среднее значение	
	1		2		3		4		5			
	y_{1j}	y'_{1j}	y_{2j}	y'_{2j}	y_{3j}	y'_{3j}	y_{4j}	y'_{4j}	y_{5j}	y'_{5j}	\bar{y}_i	\bar{y}'_i
0												
x_1												
x_2												
...												
$x_{10}=x_{\max}$												

$$\bar{y}_i = \frac{\sum_{j=0}^n y_{ji}}{n}; \bar{y}'_i = \frac{\sum_{j=1}^n y'_{ji}}{n},$$

где n - число циклов градуировки ($n=5$). Полученные значения занесем в табл. П 1.

в) определим значения коэффициентов k и b аппроксимирующей прямой для прямой ветви характеристики по формулам

$$k = \frac{(m+1) \sum_{i=0}^m (\bar{y}_i x_i) - \sum_{i=0}^m \bar{y}_i \sum_{i=0}^m x_i}{(m+1) \sum_{i=0}^m x_i^2 - (\sum_{i=0}^m x_i)^2};$$

$$b = \frac{\sum_{i=0}^m \bar{y}_i \sum_{i=0}^m x_i^2 - \sum_{i=0}^m (\bar{y}_i x_i) \sum_{i=0}^m x_i}{m+1 \sum_{i=0}^m x_i^2 - (\sum_{i=0}^m x_i)^2};$$

где m - число уровней входной величины ($m=10$). Параметры k' и b' прямой, аппроксимирующей обратную ветвь, определяются по таким же формулам, только вместо \bar{y}_i используются значения \bar{y}_i' ,

г) - по полученным данным строим аппроксимирующие прямые для прямой $y=kx+b$ и обратной $y'=k'x+b'$ ветвей характеристик и прямую, определяемую уравнением

$$y_n = \frac{k+k'}{2}x + \frac{1}{2}(b+b') = k_n x + b_n,$$

которая принимается за номинальную характеристику преобразователя.

1.6.2 Определение погрешности нелинейности.

Погрешность нелинейности оценивается для прямой и обратной ветвей градуировочной характеристики, исходя из среднего квадрата отклонений значений градуировочной характеристики от соответствующей аппроксимирующей прямой. Для прямой ветви относительное значение квадрата отклонений равно

$$\gamma_n^2 = \frac{1}{m+1} \frac{\sum_{i=0}^m (kx_i + b - \bar{y}_i)^2}{k_n^2 x_g^2}.$$

Аналогично для обратной ветви

$$\gamma_{об}^2 = \frac{1}{m+1} \frac{\sum_{i=0}^m (k'x_i + b' - \bar{y}_i')^2}{k_n^2 x_g^2}.$$

Погрешность нелинейности находится как

$$\gamma_n = \sqrt{\frac{1}{2}(\gamma_n^2 + \gamma_{об}^2)}.$$

1.6.3 Определение погрешности гистерезиса.

Среднее по всем точкам градуировки значение относительной дисперсии выходного сигнала, вызванной гистерезисом реальной градуировочной характеристики, определяется по формуле

$$\gamma_{\Gamma}^2 = \frac{\sum_{i=0}^m ((k - k')x_i + (b - b'))^2}{12(m+1)k_{\text{н}}^2 x_{\text{в}}^2},$$

а погрешность гистерезиса как

$$\gamma_{\Gamma} = \frac{1}{k_{\text{н}} x_{\text{в}}} \frac{\sum_{i=0}^m ((k - k')x_i + (b - b'))^2}{12(m+1)}.$$

1.6.4 Определение погрешности за счет случайного рассеивания реализаций реальной функции преобразования

Вначале необходимо определить параметры аппроксимирующих прямых для прямых ветвей каждого j -го цикла градуировки:

$$k_j = \frac{(m+1) \sum_{i=0}^m (y_{ji} x_i) - \sum_{i=0}^m \bar{y}_{ji} \sum_{i=0}^m x_i}{(m+1) \sum_{i=0}^m x_i^2 - (\sum_{i=0}^m x_i)^2}$$

$$b_j = \frac{\sum_{i=0}^m y_{ji} \sum_{i=0}^m x_i^2 - \sum_{i=0}^m (\bar{y}_{ji} x_i) \sum_{i=0}^m x_i}{m+1 \sum_{i=0}^m x_i^2 - (\sum_{i=0}^m x_i)^2}$$

где y_{ji} - значение выходного сигнала в j -м цикле градуировки в i -й точке градуировочной характеристики.

Далее вычисляем дисперсии значений k_j и b_j по всем циклам градуировки:

$$D(b) = \sum_{j=1}^n \frac{(b_j - M_b)^2}{n-1}; D(k) = \sum_{j=1}^n \frac{(k_j - M_k)^2}{n-1},$$

где M_b, M_k - средние значения начального уровня и коэффициента преобразования,

$$M_b = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n b_j, M_k = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n k_j.$$

Определяем приведенную аддитивную погрешность

$$\gamma'_0 = \frac{\sqrt{D(b)}}{k_H x_B}$$

Определяем относительную мультипликативную погрешность

$$\gamma'_k = \frac{\sqrt{D(k)}}{M_k}$$

Определяем приведенную погрешность.

$$\gamma_{y0} = \gamma'_k + \gamma'_0.$$

Полученные значения заносим в табл. П 2.

Таблица П 2

Циклы	b_i	k_i	M_b	M_k
1				
2				
3				
...				
n				

В зависимости от соотношения аддитивной и мультипликативной составляющих вычислить класс точности преобразователя можно вычислить класс точности преобразователя по одной из трех формул, приведенных в разделе «Общие метрологические характеристики ПИ»

1.7 Методы оценки качества измерений

Как указывалось выше, под качеством измерений понимается интегральная характеристика, характеризующая в совокупности точность, правильность, сходимость и достоверность измерений /6/. Рассмотрим способы нахождения оценок величин, характеризующих качество измерений.

Точность измерений – метрологическая характеристика, отражающая меру близости результатов измерений к истинному значению измеряемой величины. На практике точность измерений – степень приближения результата измерения к некоторому действительному значению измеряемой величины. Для характеристики степени приближения используют следующие числовые оценки погрешностей измерения.

Абсолютная погрешность - разность между результатом измерения и истинным (действительным) значением измеряемой величины $Vx = x - x_{ист}$.

Например, при поверочных испытаниях вольтметра абсолютная погрешность равна разности между показаниями прибора и значением сигнала, подаваемого на его вход от образцового генератора.

В качестве оценки истинного значения $x_{ист}$ при многократных измерениях используют статистическое среднее серии измерений.

При расчете погрешности проектируемого прибора абсолютную погрешность рассчитывают как разность между расчетными значениями выходных сигналов реального y_p и идеализированного y_u приборов $\Delta y = y_p(x, \mathbf{a}, \Delta \mathbf{a}) - y_u(x, \mathbf{a})$, где \mathbf{a} - множество номинальных (расчетных) значений конструктивных и схмотехнических параметров средства измерений, рассчитанных при нормальных условиях эксплуатации, $\Delta \mathbf{a}$ - множество абсолютных отклонений от номинальных значений конструктивных и схмотехнических параметров, определяемых несовершенством изготовления, сборки и настройки прибора, а также влиянием внешних эксплуатационных факторов (температуры окружающей среды, атмосферного давления, влажности воздуха, виброударных нагрузок, электромагнитных излучений и др.)

Абсолютная погрешность, взятая с обратным знаком, называется поправкой: $\Pi = -\Delta x$.

Недостатком оценки погрешности в виде абсолютного значения является то обстоятельство, что в общем случае она не характеризует качество измерений. Например, абсолютная погрешность измерения расстояния, равная ± 10 км, характеризует очень высокое качество астрономических измерений расстояния, а при измерении протяженности городского автобусного маршрута такое значение погрешности является просто неприемлемым.

Относительная погрешность – отношение абсолютной погрешности к текущему истинному значению измеряемой величины:

$$g = \frac{\Delta x}{x_{ист}}$$

При $\Delta x = const$ график относительной погрешности представляет собой гиперболу. Это означает, что относительная погрешность переменна по диапазону измерения. Для ее уменьшения предел измерения следует выбирать так, чтобы показания прибора располагались в последней трети шкалы. И абсолютная, и относительная погрешности могут быть использованы для характеристики точности измерения различных приборов только при фиксированном значении измеряемой величины. Однако переменный характер относительной погрешности не позволяет использовать ее для сравнения по точности однотипных приборов во всем диапазоне изменения измеряемой величины.

Приведенная погрешность – отношение абсолютной погрешности к некоторому номинальному значению x_N измеряемой величины:

$$g_{np} = \frac{\Delta x}{x_N}.$$

В качестве величины x_N обычно используется значение верхнего предела измерения x_m . В многопредельных приборах вместо Δx используется максимальное значение абсолютной погрешности на данном пределе измерения, а вместо x_N – максимальное значение входного сигнала на этом же пределе. Чаще всего приборы проектируют так, чтобы приведенная погрешность была постоянна во всем диапазоне измерения, что позволяет сравнивать между собой по точности различные приборы одинакового назначения.

Все вышеприведенные числовые оценки погрешностей связаны между собой очевидными соотношениями

$$\begin{aligned} \Delta x &= g_{np} \cdot \mathbf{Ч}_N; & \Delta x &= g \cdot \mathbf{Ч}; & x_N &= \frac{\Delta x}{g_{np}}; \\ x_N &= \frac{g \cdot \mathbf{Ч}}{g_{np}}; & &= \frac{g_{np} \cdot \mathbf{Ч}_N}{x}; & g_{np} &= \frac{g \cdot \mathbf{Ч}}{x_N}. \end{aligned}$$

Точность и погрешность связаны обратной зависимостью. Чаще всего под точностью понимают величину, обратную относительной погрешности. Чем меньше погрешность, тем выше точность измерения.

Правильность измерений – метрологическая характеристика, отражающая близость к нулю систематических погрешностей результатов измерений. Значение систематической погрешности может быть получено, например, в виде оценки среднего значения (математического ожидания) погрешности, определенного по совокупности погрешностей в каждой точке диапазона преобразования, найденных в ходе поверочных испытаний. Правильность измерений зависит от качества сборки, настройки и регулировки ПИ, а также монтажа на объекте измерения. Примером систематической погрешности может служить, например, погрешность нуля ПИ. В случае если ее удастся обнаружить, показания ПИ «исправляют» путем введения поправки.

Сходимость результатов измерений – метрологическая характеристика отражающая близость друг к другу результатов измерений одной и той же величины, выполняемых повторно одними и теми же методами и средствами измерений в одних и тех же условиях. Сходимость определяется главным образом случайной погрешностью. Количественной характеристикой сходимости может служить с.к.о. случайной погрешности, приведенное либо к измеряемому значению входного сигнала, либо к верхнему пределу измерений ПИ.

Воспроизводимость результатов измерений – характеристика качества измерений, отражающая близость друг к другу результатов измерения одной и той же величины, полученных в разных местах, разными методами и средствами измерений, разными операторами. Воспроизводимость результатов измерений может в значительной степени зависеть от свойств объекта испытаний. Если объектом является, например, партия изделий, подвергаемая выборочным испытаниям, то такие испытания у поставщика и потребителя могут проводиться на различных образцах, выбранных из данной партии, и в этом случае неоднородность изделий может существенно, иногда решающим образом, влиять на воспроизводимость результатов испытаний. В такой же степени воспроизводимость результатов испытаний может зависеть, например, от непостоянства характеристик объекта между повторными испытаниями.

В качестве меры воспроизводимости используются:

- выборочное стандартное отклонение:

$$s = \left[\sum_i (X_i - \bar{X})^2 / (n - 1) \right]^{1/2}$$

- относительное стандартное отклонение:

$$s_T = s / \bar{X}$$

- относительное стандартное отклонение (%):

$$s_T \% = (s / \bar{X}) \cdot 100$$

- дисперсия:

$$V = s^2.$$

Достоверность измерения определяется степенью доверия к результату измерения и характеризуется вероятностью того, что истинное значение измеряемой величины находится в указанных пределах или в указанном интервале. В теории измерений данный интервал называют *доверительным*, а вероятность нахождения истинного значения в этом интервале называют *доверительной вероятностью*. Величина доверительного интервала при заданном числе измерений и значении доверительной вероятности может быть определена с помощью коэффициента Стьюдента /23/.

Таким образом, наивысшее качество измерений обеспечивается в том случае, когда минимальна относительная погрешность измерения, пренебрежимо малы систематическая и случайная составляющие погрешности, а воспроизводимость результатов максимальна.

1.8 Планирование измерений

Процесс решения любой измерительной задачи, как правило, разбивается на три этапа:

- подготовка измерений — планирование измерительного эксперимента и создание всех необходимых предпосылок для эксперимента, направленного на получение измерительной информации;

- проведение измерений — экспериментальное определение результатов наблюдений;

- обработка измерительной информации с целью получения результата измерения.

В исследовательской практике при постановке как натурного, так и вычислительного экспериментов важное значение имеет их качественное планирование, позволяющее существенно снизить погрешности измерений, сократить объем выполняемых измерительных операций и упростить обработку результатов.

Несмотря на большое разнообразие измерительных задач, их решение обычно складывается из определенной последовательности операций, начиная с постановки задачи и кончая получением результатов измерения. Задача формируется на основе анализа

конечной цели измерений, определяющей назначение, условия получения и способы использования измерительной информации, и только после этого планируется процедура измерений, включающая:

- построение или выбор модели объекта измерений;
- определение наилучшего плана проведения эксперимента;
- выбор вида измерений (прямые, косвенные, совокупные или совместные измерения);
- выбор средств измерений;
- учет условий, в которых выполняются измерения;
- учет взаимодействия объекта измерений со средствами измерений.

Следовательно, одной из основных задач планирования измерений является выявление взаимосвязей между входными и выходными параметрами объекта и представление их в количественной форме в виде математической модели /9/. Такая модель представляет собой совокупность уравнений, условий и алгоритмических правил и позволяет анализировать и проектировать объекты, а также управлять ими.

Входные параметры, которые влияют на объект и могут быть измерены, называют факторами.

При пассивном эксперименте исследователь не имеет возможности воздействовать на объект, поэтому задача определения наилучшего плана проведения эксперимента сводится к оптимальной организации пассивного сбора информации и включает в себя такие вопросы, как выбор интервалов времени между моментами измерений, задание числа выполняемых

измерений, определение метода обработки результатов и т. д. Для решения указанных вопросов используют известные методы обработки результатов измерений /9,10/.

В отличие от пассивного эксперимента активный связан с воздействием на ход процессов в изучаемом объекте и с возможностью выбора в каждом опыте тех уровней факторов, которые представляют интерес. Если какой-либо существенный фактор окажется неучтенным, то это может привести к заметному повышению погрешности эксперимента. С другой стороны, увеличение числа рассматриваемых факторов приводит к значительному возрастанию числа опытов, поэтому следует воспользоваться методами отсеивания несущественных факторов /11/.

При планировании активного эксперимента чаще всего используют полиномиальные модели объектов.

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^m b_i x_i + \sum_{i=1}^m \sum_{k=i+1}^m b_{ik} x_i x_k$$

В частности, полином второго порядка

$$y = b_0 + b_1 x_1 + b_2 x_2 + b_{11} x_1^2 + b_{22} x_2^2 + b_{12} x_1 x_2 \quad (1.8.1)$$

содержит свободный член b_0 , линейные члены $b_1 x_1$ и $b_2 x_2$, квадратичные члены $b_{11} x_1^2$, $b_{22} x_2^2$ и член $b_{12} x_1 x_2$, определяющий эффект взаимодействия, который имеет место в том случае, когда влияние на выходной параметр y одного фактора зависит от уровня другого фактора.

Эксперимент, в котором реализуются все возможные сочетания уровней факторов, называют полным факторным экспериментом (ПФЭ). Число возможных сочетаний уровней (или число опытов) определяется по формуле $N = p^m$, где p — число уровней; m — число факторов.

Условия эксперимента записывают в виде таблиц, в которых строки соответствуют различным опытам, а столбцы — значениям факторов. При этом уровни варьирования первого фактора чередуются от опыта к опыту, а частота смены варьируемых уровней последующих факторов уменьшается вдвое. Такие таблицы называют матрицами планирования экспериментов. Поскольку факторы могут иметь различную размерность, их для удобства задают в безразмерной форме. Пусть, например, некоторый параметр \tilde{x}_i имеет область существования $[\tilde{x}_{i \min}, \tilde{x}_{i \max}]$, $\Delta \tilde{x}_i \leq |\tilde{x}_{i \max} - \tilde{x}_{i \min}|$ — область варьирования фактора относительно некоторой точки \tilde{x}_{i0} , которая называется центром плана или основным уровнем. Тогда нормированное значение фактора запишется в виде

$$\tilde{x}_i = \frac{\tilde{x}_i - \tilde{x}_{i0}}{\Delta \tilde{x}_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m$$

На практике обычно используют двухуровневое, реже трехуровневое варьирование факторов. При двух уровнем варьировании \tilde{x}_i принимает значение «+1» на верхнем уровне и «-1» на нижнем уровне варьирования. При трехуровневом варьировании значения факторов принимают значения +1, 0, -1 соответственно на верхнем, основном и нижнем уровнях. Ниже приведена таблица ПФЭ для $N = 2^3$.

Таблица ПФЭ для $N = 2^3$

Номер опыта j	Факторы x_i			Функция отклика y_j
	x_1	x_2	x_3	
1	-1	-1	-1	y_1
2	+1	-1	-1	y_2
3	-1	+1	-1	y_3
4	+1	+1	-1	y_4
5	-1	-1	+1	y_5
6	+1	-1	+1	y_6
7	-1	+1	+1	y_7
8	+1	+1	+1	y_8

Построенные таким образом матрицы обладают свойством ортогональности

$$\sum_{j=1}^N x_{ij} x_{jk} = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq i, \quad k = 1, \dots, m \\ 1 & \text{при } k = i; \quad j = 1, \dots, N \end{cases}$$

Ортогональные планы позволяют вычислять коэффициенты полинома независимо друг от друга. Согласно [10] выражения для вычисления коэффициентов аппроксимирующего полинома (1.8.1) имеют вид:

$$b_0 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N y_j; \quad b_i = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_{ji} y_j; \quad b_{ik} = \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^N x_{ji} x_{jk} y_j.$$

На практике проявляются не все эффекты взаимодействия между факторами, поэтому число коэффициентов полинома N_b меньше числа опытов N . Это означает, что ПФЭ обладает определенной избыточностью опытов, которые можно сократить за счет информации, несущественной для построения модели.

Эксперимент, в котором часть возможных сочетаний уровней не используется называют дробным факторным экспериментом (ДФЭ).

Проиллюстрируем методику сокращения опытов на примере эксперимента типа 2^2 . Уравнение модели (1.8.1) примет вид

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_{12}x_1x_2$$

Если имеется основание полагать, что эффект парного взаимодействия факторов отсутствует, т.е. $b_{12} \rightarrow 0$, то в матрице планирования вектор-столбец x_1x_2 можно использовать для нового фактора x_3 , т.е. перейти к трехфакторному эксперименту с линейной моделью вида

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_3x_3$$

Переход матрицы планирования от двухфакторного к трехфакторному эксперименту представлен в табл. 1.8.1

Таблица 1.8.1

Номер опыта	ПФЭ m=2			у	Номер опыта	ПФЭ m=3			у
	x_1	x_2	x_1x_2			x_1	x_2	x_3	
1	-1	-1	+1	y_1	1	-1	-1	+1	y_1
2	+1	-1	-1	y_2	2	+1	-1	-1	y_2
3	-1	+1	-1	y_3	3	-1	+1	-1	y_3
4	+1	+1	+1	y_4	4	+1	+1	+1	y_4

Поставив четыре опыта для оценки влияния трех факторов, мы воспользовались половиной полного факторного эксперимента, типа 2^3 , или «полурепликой». Аналогично можно построить, например, матрицу планирования из восьми опытов для четырехфакторного эксперимента, которая будет полурепликой от ПФЭ типа 2^4 или пятифакторного эксперимента, которая будет четверть-репликой для ПФЭ типа 2^5 и т. д. Эти планы записывают соответственно 2^{3-1} , 2^{4-1} , 2^{5-2} или в общем виде 2^{m-p} , где p — количество новых факторов, введенных в план взамен незначимых эффектов взаимодействия.

1.9 Регрессионный анализ факторного планирования

До сих пор, рассматривая вопросы планирования эксперимента, мы исходили из того, что величина Y не изменялась при повторении одного и того же опыта, т.е. являлась детерминированной величиной. Такое возможно, например, при построении моделей и анализе вычислительных устройств, электромеханических устройств нередко встречается

ситуация, когда опыты дают точные результаты. Поэтому рассмотренный выше подход представляет практический интерес. Но во многих реальных задачах при проведении экспериментов значения y будут принимать различные значения, при этом появляются ошибки опыта. Эти ошибки обусловлены случайными, неучитываемыми в опытах факторами различного происхождения (внешние возмущающие воздействия, шумы, изменения параметров).

В этих условиях y — случайная величина и анализ требует применения теории вероятностей и математической статистики.

В общем случае нельзя ограничиваться одним опытом — каждый опыт надо повторять несколько (k) раз. В этих условиях рассмотренные, полиномиальные уравнения становятся уравнениями регрессии.

Регрессия — зависимость среднего значения какой-либо величины от одной или нескольких других величин.

Регрессионная модель является моделью в стационарном режиме.

Уравнение регрессии позволяет оценить наиболее вероятное расположение поверхности отклика. При регрессионном анализе планы эксперимента строят так, чтобы при минимальном числе опытов коэффициенты уравнения регрессии определялись с наименьшими возможными дисперсиями.

Регрессионный анализ, как всякий статистический метод, применим при определенных постулатах, предпосылках.

1. Результаты наблюдений функции отклика y_1, y_2, y_k в точках факторного пространства есть случайная величина с нормальным законом распределения.

В этом случае y полностью характеризуется двумя величинами — математическим ожиданием и дисперсией.

Оценку математического ожидания случайной величины и значение дисперсии можно получить посредством k повторений одного опыта:

$$\bar{y} = \frac{\sum_{j=1}^k y_j}{k-1}, \sigma^2(y) = \frac{\sum_{j=1}^k (y_j - \bar{y})^2}{k-1}$$

При оценке $\sigma^2\{y\}$ в знаменателе ($k-1$), так как из общего числа k -опытов данные одного опыта были использованы для вычисления \bar{y} . Чаще всего число опытов в каждой точке плана 2^n В результате получится N средних значений $(\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_k)$. Средними значениями отклика заполняют соответствующий столбец в матрице планирования и вычисляют коэффициенты b_i точно так же, как это делалось ранее.

2. Дисперсия y не зависит от абсолютной величины y . Это требование проверяется с помощью критерия однородности дисперсии в разных точках фазового пространства.

Нарушение этой предпосылки недопустимо. Требование однородности дисперсии используется для того, чтобы иметь право пользоваться средним значением y для определения коэффициентов b_j полинома.

Дисперсии в опытах однородны, если они не зависят от того, в какой точке фазового пространства проводится опыт. Из этого не следует, что все N дисперсий должны быть равны — достаточно лишь отсутствия значимого различия между ними, что проверяется, например, статистическим критерием Фишера, предназначенным для сравнения двух дисперсий. Критерий Фишера (F-критерий) представляет собой отношение большей дисперсии к меньшей. Полученная величина сравнивается с табличной величиной F-критерия (эти таблицы приводятся в книгах по прикладной статистике). Дисперсии однородны, если экспериментальное значение критерия Фишера не превышает табличного.

3. Значения факторов — неслучайные величины, т.е. факторы можно устанавливать на заданном уровне существенно точнее, чем разброс в значениях y_i .

4. Факторы не коррелированы, т.е. их можно устанавливать независимо друг от друга.

Гипотезу о нормальном распределении y при сомнении в этом можно проверить с помощью стандартного статистического теста с применением χ^2 -критерия (критерия Пирсона).

Итак, в условиях шумов, помех, в стохастических условиях определение коэффициентов b_j аппроксимирующего полинома методом факторного эксперимента состоит из следующих этапов:

- 1) составление плана эксперимента;
- 2) проведение эксперимента с повторением каждого опыта k раз;
- 3) проверка однородности дисперсии;
- 4) вычисление коэффициентов b_i , с проверкой их статистической значимости;
- 5) получение аппроксимирующего полинома со значимыми коэффициентами b_i ;
- б) проверка адекватности поверхности отклика.

Если какой-либо коэффициент окажется статистически незначимым, т.е. $b_i = 0$, то им пренебрегают.

В качестве примера рассмотрим принципы нахождения параметров аппроксимирующего полинома с использованием множественной линейной регрессии вида

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + \dots + b_px_p,$$

где x_i — внешние факторы, $i = 1, 2, \dots, p$.

Рассмотрим случай двухфакторного эксперимента, который легко можно обобщить и на $p > 2$.

Пусть X_1 и X_2 — независимые переменные, Y — зависимая случайная величина. В результате эксперимента имеем выборку (x_{1i}, x_{2i}, y_i) $i = 1, 2, \dots, n$ объемом n . Уравнение регрессии в этом случае описывает некоторую плоскость, именуемую плоскостью регрессии, и ищется в виде

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2. \quad (1.9.1)$$

Аналогично приведенному выше рассуждению, по методу наименьших квадратов получаем подходящие оценки коэффициентов b_i по данным эксперимента исходя из требования

$$R = \sum_{i=1}^n [y_i - (b_0 + b_1x_{1i} + b_2x_{2i})]^2 = \min.$$

Решая систему линейных уравнений

$$\frac{\partial R}{\partial b_j} = 0, \quad j = 0, 1, 2$$

относительно неизвестных коэффициентов b_i , получим их оценки

$$\hat{b}_1 = \frac{a(x_2^2)a(x_1, y) - a(x_1, x_2)a(x_2, y)}{a(x_1^2)a(x_2^2) - [a(x_1, x_2)]^2}, \quad (1.9.2)$$

$$\hat{b}_2 = \frac{a(x_1^2)a(x_2, y) - a(x_1, x_2)a(x_1, y)}{a(x_1^2)a(x_2^2) - [a(x_1, x_2)]^2}, \quad (1.9.3)$$

$$\hat{b}_0 = \bar{y} - \hat{b}_1\bar{x}_1 - \hat{b}_2\bar{x}_2, \quad (1.9.4)$$

где

$$a(x_j^2) = \sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x}_j)^2, \quad j = 1, 2;$$

$$a(x_j, y) = \sum_{i=1}^n (x_{ji} - \bar{x}_j)(y_i - \bar{y}), \quad j = 1, 2;$$

$$a(x_1, x_2) = \sum_{i=1}^n (x_{1i} - \bar{x}_1)(x_{2i} - \bar{x}_2).$$

Уравнение регрессии запишется в виде

$$\hat{y} = \hat{b}_0 + \hat{b}_1x_1 + \hat{b}_2x_2.$$

При этом остаточная дисперсия, т. е. дисперсия y_i относительно плоскости регрессии, равна

$$s^2 = \frac{1}{n - (p + 1)} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y})^2.$$

Для нахождения дисперсий коэффициентов уравнения регрессии воспользуемся выражениями (1.9.2) — (1.9.4). После преобразований получим

$$s_{\hat{b}_1}^2 = s^2 \frac{a(x_2^2)}{a(x_1^2)a(x_2^2) - [a(x_1x_2)]^2};$$

$$s_{\hat{b}_2}^2 = s^2 \frac{a(x_1^2)}{a(x_1^2)a(x_2^2) - [a(x_1x_2)]^2}.$$

Обобщение рассмотренной модели на многофакторный случай не связано с принципиальными трудностями, хотя при этом сильно усложняются расчеты. Если эксперимент спланирован таким образом, что матрицы планирования ортогональны (это условие рассмотрено в предыдущей главе), то для любого числа факторов коэффициенты уравнения регрессии вычисляются по формуле

$$\hat{b}_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i x_{ji}, \text{ а дисперсии}$$

$$s_{\hat{b}_j}^2 = s^2 \frac{1}{n}; j = 0, 1, 2, \dots, p.$$

Проверка адекватности моделей рекомендуется производить согласно методике, изложенной в /10/.

1.10 Выбор средств измерений

Правильный выбор средств измерений является необходимым условием получения достоверной измерительной информации /9/. Поэтому основное внимание при выборе средств измерений для решения заданной измерительной задачи уделяют обеспечению необходимой точности измерений в динамическом и частотном диапазонах изменения измеряемых параметров технических устройств. Одновременно учитывают и условия, в которых планируется использовать средства измерений, а также допустимую продолжительность измерений.

При анализе условий, в которых будут проводиться измерения, определяются: уровни механических воздействий на средства измерений (вибрации, удары, линейные ускорения и т. п.); значения климатических факторов (температура, влажность, атмосферное давление); наличие активно разрушающей среды, к воздействию которой не приспособлен измерительный прибор (агрессивные газы и жидкости, грибки); наличие сильных магнитных и электрических полей и защиты от них у выбираемых средств измерений.

В простых измерительных задачах, заключающихся в определении значений параметров несложных устройств, вопросы выбора и применения средств измерений решают, как

правило, эвристически, на основе практического опыта. В этом случае рекомендации носят общий характер и сводятся к необходимости проверки следующих условий:

- средства измерений должны обеспечивать измерение параметров устройств с необходимой точностью, быстродействием, в заданном диапазоне значений измеряемой физической величины, в определенных условиях окружающей среды (при фиксированном уровне внешних воздействующих факторов);

- средства измерений должны быть приемлемыми по стоимости, эргономическим, массогабаритным и другим характеристикам.

Однако усложнение технических устройств, необходимость точного определения значений тысяч и десятков тысяч параметров привело к тому, что для метрологического обеспечения эксплуатации сложных технических комплексов и систем потребовались многие сотни средств измерений. В связи с усложнением технических устройств, повышением уровня автоматизации и ростом их значения в народном хозяйстве возросла ответственность решений, принимаемых на основе измерительной информации и, как следствие, увеличилась цена допусаемых ошибок. Вследствие этого большую значимость приобрел правильный выбор средств измерений для метрологического обеспечения эксплуатации сложных технических комплексов и систем.

Рационально выбрать средства измерений эвристическими методами практически невозможно, поскольку во внимание принимается не только требуемые точность, быстродействие, диапазон измерений, но и надежность, стоимость, периодичность поверки средств измерений, стойкость их к внешним воздействующим факторам и др. Эти параметры определяют качество измерений, поэтому средства измерений выбирают с учетом их влияния на надежность находящегося в эксплуатации устройства.

Первоначально определяют типы средств измерений, пригодные по своему функциональному назначению, диапазонам измеряемых физических величин, стойкости к внешним воздействующим факторам, массогабаритным характеристикам для решения измерительных задач, возникающих при метрологическом обеспечении эксплуатации технического устройства. После того как выбраны измерительные приборы, пригодные для указанных в измерительной задаче условий, необходимо правильно оценить, какой из них обладает наименьшей избыточностью по точностным характеристикам. Стремление произвести измерение с большей, чем это необходимо, точностью приводит к удорожанию измерений. В то же время снижение требований к точности ухудшает достоверность результатов измерений и обесценивает их. Выбор прибора, не имеющего точностной избыточности, позволяет, как правило, обеспечить меньшие затраты на измерения. Известные

подходы к выбору средств измерений по точности основаны на рассмотрении двух различных случаев их использования: для измерения параметров устройств; для контроля параметров /9/.

В первом случае задача сводится к выбору такого средства измерений, с помощью которого достигается значение предела суммарной погрешности измерения параметров Δ_{ϕ} , не превышающее требуемое Δ_{TP} :

$$\Delta_{\phi} \leq \Delta_{TP} \quad (1.10.1)$$

Во втором случае средства измерений выбираются из условия, что вероятности ложного α_{01} и (или) необнаруженного отказа β_{01} контролируемого параметра не должны превышать допустимых значений:

$$\alpha_{01} \leq \alpha_{01}^D; \beta_{01} \leq \beta_{01}^D, \quad (1.10.2)$$

где $\alpha_{01}^D, \beta_{01}^D$ - допустимые значения условных вероятностей ложного и необнаруженного отказов.

Условные вероятности α_{01} и β_{01} , погрешность измерений и допуск на контролируемый параметр связаны следующим образом /9/:

$$\alpha_{01} = \int_{A_H}^{A_B} f(x) \left[\int_{-\infty}^{A_H + \varepsilon - x} f(y) dy + \int_{A_B - \varepsilon - x}^{\infty} f(y) dy \right] dx \Big/ \int_{A_H}^{A_B} f(x) dx; \quad (1.10.3)$$

$$\beta_{01} = \int_{-\infty}^{A_H} f(x) dx + \int_{A_H + \varepsilon - x}^{A_B - \varepsilon - x} f(y) dy + \int_{A_B}^{\infty} f(x) dx - \int_{A_H + \varepsilon - x}^{A_B - \varepsilon - x} f(y) dy \Big/ \int_{-\infty}^{A_H} f(x) dx + \int_{A_B}^{\infty} f(x) dx, \quad (1.10.4)$$

где x — действительное значение контролируемого параметра (случайная величина при измерениях параметра на различных устройствах в разные моменты времени); $f(x)$ — плотность вероятности распределения значений контролируемого параметра; y — значение погрешности измерений; $f(y)$ — плотность вероятности распределения значений погрешности измерений; A_H, A_B — соответственно нижняя и верхняя границы поля допуска контролируемого параметра; ε — сужение (расширение) поля допуска на результат измерения по сравнению с допуском на значение контролируемого параметра (образование контрольного допуска); это расширение (сужение) используют для перераспределения ошибок контроля (например, уменьшения β_{01} и одновременно увеличения α_{01} , и наоборот).

Следовательно, задаваясь значениями условных вероятностей ложного и необнаруженного отказов, можно устанавливать требования к погрешностям измерений параметров и на этой основе выбирать приемлемые по точности средства измерений. Задача выбора измерительного прибора сводится при этом к определению соотношения между

требуемым пределом допускаемой погрешности измерений и допуском на контролируемый параметр.

Исходными данными, необходимыми при выборе средств измерений по точности, являются:

- состав измеряемых и контролируемых параметров устройства; значения допусков на отклонения контролируемых параметров и допустимые значения суммарной погрешности определения значений измеряемых параметров;

- допускаемые значения условных вероятностей ложного и необнаруженного отказов для каждого из контролируемых параметров;

- законы распределения отклонений контролируемых параметров от своих номинальных значений.

При выборе средств измерений для контроля параметров надо рассчитать допускаемое значение суммарной погрешности измерений

$$\Delta_{TP} = |\delta_H| R, \quad (1.10.5)$$

где $|\delta_H|$ — абсолютное значение ширины поля допуска на результат измерения контролируемого параметра; R — допускаемое соотношение между погрешностью измерений и отклонением значений контролируемого параметра от номинала.

Значение R определяется отдельно по заданным допускаемым значениям условных вероятностей ложного и необнаруженного отказов с учетом законов распределения погрешностей измерений и значений контролируемого параметра.

На практике не всегда известны исходные данные, необходимые для решения задачи выбора средств измерений по точности: часто отсутствует информация о законах распределения контролируемых параметров и погрешности измерений, а имеются лишь сведения о ширине поля допуска на контролируемый параметр. В таких случаях средства измерений выбирают по коэффициенту точности K_T , характеризующему отношение ширины поля допуска на контролируемый параметр δ_H к пределу суммарной погрешности измерений:

$$K_T = \delta_H / \Delta, \quad (2.10.6)$$

так, чтобы обеспечить значение коэффициента точности больше допустимого. В зависимости от важности контролируемого параметра требуемое значение K_T выбирается в пределах $1.0 \dots 2.0$.

При этом необходимо ориентироваться на определенную, лучше всего стандартизованную или аттестованную методику измерения соответствующей физической величины или параметра устройства. При отсутствии таких методик следует рассмотреть

возможность выбора средств измерений из числа допущенных к применению соответствующими рекомендательными и ограничительными перечнями.

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНФОРМАЦИИ

2.1 Обобщенная математическая модель цифровых преобразователей перемещений

Современная теория цифровых преобразователей перемещения (*ЦПП*) создавалась в течение последних десятилетий усилиями многих научных коллективов и отдельных авторов [1-6,8]. Разработанные теоретические методы анализа и синтеза сыграли важную роль при создании широкой номенклатуры ЦПП, основанных на самых разнообразных физических принципах. В то же время, непрерывное ужесточение требований к главным эксплуатационным характеристикам преобразователей (точности, массо-габаритным показателям и надежности), требует более детального и всестороннего обоснования их технических возможностей в реальных условиях применения. Традиционные теоретические методы исследования не обеспечивают необходимой адекватности между реальными энерго-информационными процессами, протекающими в измерительных каналах ЦПП и их математическими моделями. Это обусловлено тем, что функция преобразования аналого-цифрового преобразователя (*ЦПП*) заменяется частной математической моделью его аналогового блока. При этом без достаточного обоснования делается допущение о том, что вид логического алгоритма формирования выходного кода не оказывает влияния на метрологические характеристики преобразователя в целом. Кроме того, не учитывается характер трансформации видов законов распределения (*ЗР*) входного перемещения и отдельных составляющих случайной погрешности при прохождении формируемых сигналов через нелинейный многоканальный измерительный тракт ЦПП. В результате информация о свойствах разрабатываемых преобразователей, получаемая с использованием известных подходов, обладает недостаточной достоверностью, что приводит к неоптимальным структурно-функциональным решениям и неоправданным экономическим издержкам на этапах разработки ТЗ, макетирования и производства ЦПП.

В связи с изложенным рассмотрим более общий подход к математическому моделированию ЦПП, позволяющий объединить все частные математические модели аналоговых, аналого-цифровых и цифровых структурных блоков в единое математическое

выражение, удобное для последующего анализа. Сущность предлагаемого подхода основана на представлении характеристики «перемещение — код» в виде уравнения идеального цифро-аналогового преобразования выходного кода, процессы изменения разрядных цифр которого заданы в виде логических функций от входного перемещения и точек действительных многомерных пространств параметров измерительного тракта ЦПП.

В качестве примера рассмотрим методику получения обобщенной математической модели волоконно-оптических цифровых преобразователей перемещений (ВОЦПП), принципы построения которых подробно изложены в /10/.

Как видно из обобщенных структурных схем преобразователей (рис. 2.1,2.2), работающих в режимах проходящего и отраженного излучения, ВОЦПП можно декомпозировать на три отдельных функциональных блока: 1 — блок формирования и преобразования аналоговых сигналов (БФАС); 2 — блок компараторов (БК), реализующий аналого-дискретное преобразование выходных сигналов БФАС; 3 — блок преобразования цифровых сигналов (БФПК).

В преобразователе на рис. 2.1 измеряемое перемещение x воздействует на подвижный кодовый элемент (КЭ), расположенный в оптико-механическом блоке (ОМБ). Оптическое излучение $P_1 \dots P_n$ от блока излучателя (БИ) с помощью передающих волоконно-оптических линий связи подводится к точкам считывания информации с КЭ, в качестве которых могут быть использованы двоичные кодовые маски, растровые сопряжения, комбинаторные шкалы и другие типы оптических модуляторов излучения /1/.

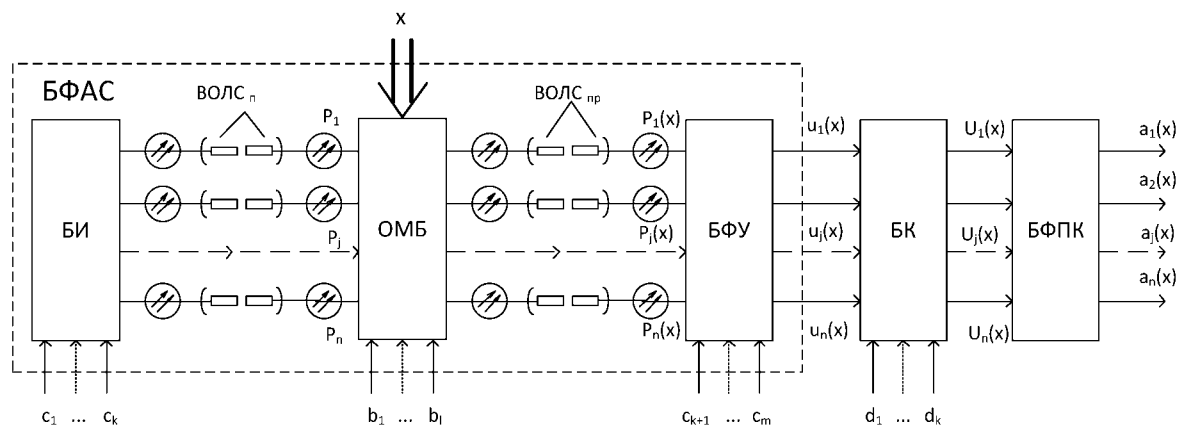


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема ВОЦПП экранного типа: БИ - блок излучателя, ОМБ - оптико-механический блок, БФУ - блок фотоусилителей, $\{c_i\}$, $\{b_i\}$, $\{d_i\}$ - множества конструктивных и внешних факторов, ВОЛС_п, ВОЛС_{пр} - передающая и приемная части волоконно-оптической линии связи

Функции считывающих элементов СЭ выполняют входные торцы световодов ВОЛС_{пр}, с помощью которых промодулированные оптические сигналы $P_1(x) \dots P_n(x)$ передаются в блок фотоусилителей БФУ. Выходные сигналы БФУ $u_1(x) \dots u_n(x)$ в блоке компараторов (БК) преобразуются в логические сигналы $U_1(x) \dots U_n(x)$, которые в блоке формирования и

преобразования кода (БФПК) преобразуются в цифровой эквивалент измеряемого перемещения.

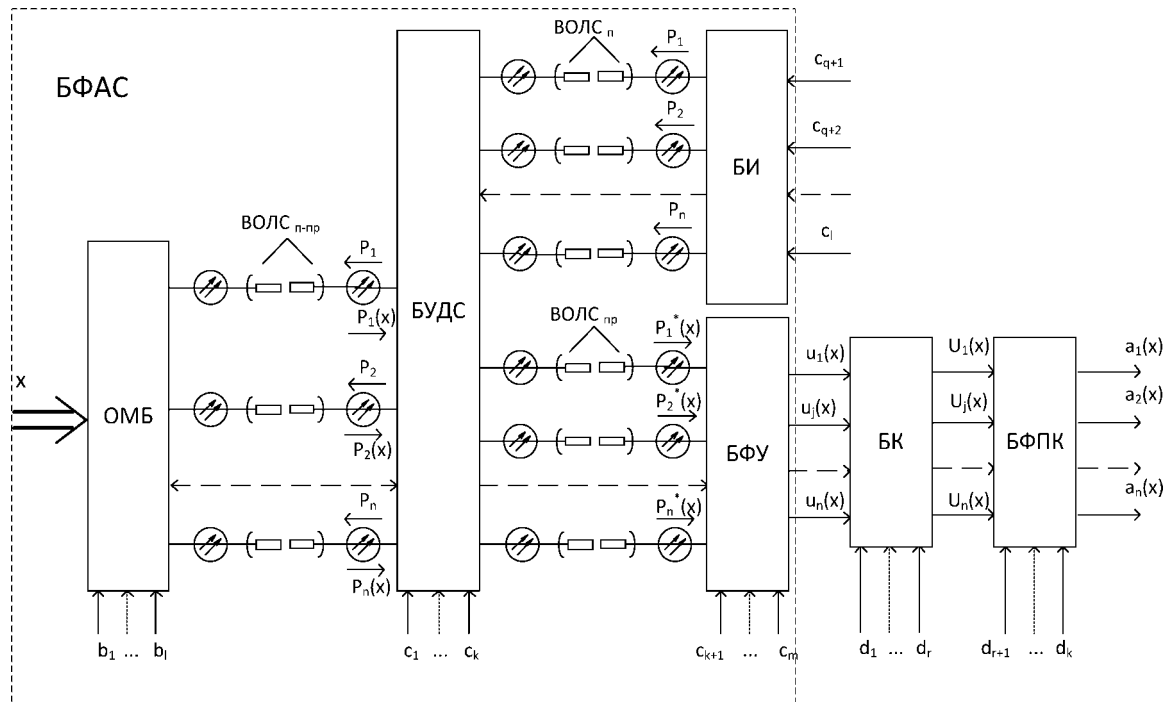


Рис.2. 2. Обобщенная структурная схема ВОЦПП отражательного типа: БИ - блок излучателя, ОМБ - оптико-механический блок, БУДС - блок устройств двунаправленной оптической связи, БФУ - блок фотоусилителей, $\{c\}$, $\{b\}$, $\{d\}$ - множества конструктивных и внешних факторов, ВОЛСп-пр - приемно-передающая часть волоконно-оптической линии связи

Особенностью преобразователя на рис. 2.2 является то, что ВОЛС в нем используется в режиме двунаправленной передачи оптических сигналов в сочетании с кодовым элементом отражательного типа. При этом функции подвода излучения от БИ к точкам считывания информации с КЭ и передачи промодулированного излучения в БФУ совмещены в одном световоде. Пространственное разделение встречных оптических потоков осуществляется в блоке устройств двунаправленной оптической связи (БУДС), который в простейшем случае представляет собой набор волоконно-оптических Y-ответвителей.

В соответствии с приведенными структурными схемами наиболее существенными энерго-информационными преобразованиями, протекающими в j -м измерительном канале ВОЦПП, являются: генерация излучения $P_{изл j}$ с помощью лазерных или светоизлучающих диодов; передача излучения по ВОЛС, эффективность которой оценивается энергетическим к.п.д. η_j ; пространственная модуляция оптических сигналов, которая задается нормированной функцией модуляции f_{mj} ; фотоэлектрическое преобразование на фотоприемнике с чувствительностью S_{pj} ; а также операция масштабирования $K_{y j}$

аналоговых сигналов; аналого-цифровое V_j и логическое преобразование электрических сигналов F_i , используемых при формировании разрядных цифр выходного кода /12,13/.

Пусть имеем ВОЦПП, вырабатывающий цифровой сигнал в позиционной системе счисления с основанием q . Результат аналого-цифрового преобразования, реализуемого в ВОЦПП, можно представить в виде кодового вектора размерности n : $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n) \in M_a$, где M_a — множество таких векторов. Каждой комбинации составляющих этого вектора в процессе преобразования ставится в соответствие вполне определенный номер N уровня квантования входного перемещения x . Десятичный эквивалент числа N может быть найден в результате суммирования значений каждого символа a_i с соответствующим весовым коэффициентом q_i /2/:

$$N = \sum_{i=0}^n a_i q_i. \quad (2.1.1)$$

В этом выражении $[N] = [a_i] = 1$. В реальных преобразователях символом a_i соответствуют определенные значения электрического напряжения и поэтому $[a_i] = [B]$. Следовательно, десятичный эквивалент кодовой комбинации в реальных ЦПП имеет размерность электрического напряжения, численное значение которого определено в десятичной системе счисления.

$$u_N = \sum_{i=0}^n a_i q_i \quad (2.1.2)$$

Представим теперь, что на выход ВОЦПП включен линейный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), преобразующий выходной код ВОЦПП в пропорциональный аналоговый квантованный сигнал электрического напряжения $u_{кв}$. Согласно /2/, выходной сигнал ЦАП равен:

$$u_{кв} = m \sum_{i=0}^n a_i q_i, \quad (2.1.3)$$

где m — безразмерный коэффициент пропорциональности, определяемый значением опорного напряжения ЦАП. Из сравнения (2.1.2) и (2.1.3) видно, что, при $m = 1$, $u_{кв} = u_N$. Поскольку операция определения N по (2.1.1) является линейной по отношению к кодовым комбинациям на выходе ВОЦПП, то сигнал u_N , а следовательно и $u_{кв}$, однозначно отображает выходной код ВОЦПП.

Полагая $a_i = a_i(x)$, получим выражение:

$$u_{кв}(x) = \sum_{i=0}^n a_i(x) q_i, \quad (2.1.4)$$

определяющее закон изменения выходного сигнала ЦАП в функции от входного перемещения x . Как правило, в условиях системного применения ВОЦПП, его выходная

информация должна иметь размерность измеряемого перемещения. Для приведения выходного сигнала ЦАП к размерности входной величины, его необходимо подвергнуть линейному преобразованию с коэффициентом пропорциональности $S = X_{max} / u_{max}$, $[S] = [x] / [V]$, где X_{max} — верхний предел диапазона преобразования ВОЦПП, u_{max} — максимальное значение выходного сигнала электронного ЦАП. В результате получаем:

$$X_{кв}(x) = mS \sum_{i=0}^n a_i(x) q_i. \quad (2.1.5)$$

Поскольку крутизна нормирующей прямой $y = m S x$ не влияет на координаты смены значений выходного кода, то для дальнейшего анализа в ряде случаев удобно принять $S = m = 1$.

Если значение весовых коэффициентов q_i и разрядных цифр a_i заданы идеально точно (идеальный ЦАП), то погрешность характеристики (2.1.5) определяется только позиционной точностью формирования символов выходного кода $a_i(x)$. Это позволяет заменить многоразрядный выходной код реального ВОЦПП эквивалентным по информативности одним аналоговым квантованным сигналом $X_{кв}(x)$, полученным в результате идеального цифро-аналогового преобразования «код — перемещение», и применить для его исследования хорошо разработанные теоретические методы /3,8/.

Реализация такого подхода в общем виде сводится к следующему. Пусть $R_\alpha^{n_\alpha}$ — действительные пространства конструктивных и схемотехнических параметров (далее — параметров) отдельных функциональных элементов ВОЦПП, причем каждое из этих пространств имеет свою размерность n_α , $\alpha = (p, \square, f, S, k, u, v)$ — индексы пространств, точки которых являются аргументами указанных выше частных математических моделей. Выделим области $D_\alpha^0 \subseteq R_\alpha^{n_\alpha}$ и $D_\alpha \subseteq R_\alpha^{n_\alpha}$ и точки $c_\alpha^0 \in D_\alpha^0$ и $c_\alpha \in D_\alpha$, координатами которых являются наборы номинальных $(c_{\alpha 1}^0, c_{\alpha 2}^0, \dots, c_{\alpha j}^0, \dots, c_{\alpha n_\alpha}^0)$ и действительных $(c_{\alpha 1}, c_{\alpha 2}, \dots, c_{\alpha j}, \dots, c_{\alpha n_\alpha})$ параметров, соответствующих идеальному и реальному ВОЦПП. Разности координат $\Delta c_{\alpha j} = c_{\alpha j}^0 - c_{\alpha j}$ представляют собой отклонения параметров от номинальных значений, являющихся следствием влияния инструментальных погрешностей и внешних факторов. Совокупность отклонений $(\Delta c_{\alpha 1}, \Delta c_{\alpha 2}, \dots, \Delta c_{\alpha j}, \dots, \Delta c_{\alpha n_\alpha})$ будем рассматривать как координаты точек $\Delta c_\alpha \in \Delta D_\alpha \subseteq R_\alpha$.

С учетом введенных обозначений, коэффициенты $a_i(x)$ в (2.1.5) можно рассматривать как некоторые логические функции F_i от упорядоченных наборов выходных сигналов компараторов $V = (V_1, V_2, \dots, V_k) \in M_V$ (M_V — множество таких наборов), отображающие логический алгоритм формирования i -го разряда выходного кода.

$$a_i = F_i(V). \quad (2.1.6)$$

Математическая модель процесса аналого-цифрового преобразования (компарирования) сигналов может быть зада в виде:

$$V_j(x, \mathbf{c}_\alpha^0, \Delta \mathbf{c}_\alpha) = \begin{cases} 1 & \text{при } \Delta u_j \geq 0 \\ 0 & \text{при } \Delta u_j < 0 \end{cases}, \quad (2.1.7)$$

где $\Delta u_j = u_j(x, \mathbf{c}_\alpha^0, \Delta \mathbf{c}_\alpha) - u_{Пj}(\mathbf{c}_j^0, \Delta \mathbf{c}_j)$, $u_{Пj} = const$ — порог срабатывания j -го компаратора.

Если операции V_j реализуются на основе взаимного сравнения j -го и m -го сигналов, то

$$\Delta u_{jm} = u_j(x, \mathbf{c}_\alpha^0, \Delta \mathbf{c}_\alpha) - u_m(x, \mathbf{c}_\alpha^0, \Delta \mathbf{c}_\alpha), \quad (j, m) \in N.$$

Выражение (2.1.7) позволяет задавать выходные сигналы компараторов в положительной логике, наиболее распространенной в схемотехнике ВОЦПП. Кроме того, оно позволяет сформировать позиционно-зависимые логические сигналы $V_j(x, \mathbf{c}_\alpha^0, \Delta \mathbf{c}_\alpha)$, аргументами которых, кроме измеряемого параметра x , являются наборы номинальных значений параметров \mathbf{c}_α^0 и инструментальных погрешностей $\Delta \mathbf{c}_\alpha$ ВОЦПП.

Конкретный вид логических функций $F_i(\mathbf{V})$ и число логических переменных V_i определяется способом кодирования информации в ВОЦПП. В простейшем случае, когда преобразователь выполнен на основе маски натурального двоичного кода, для каждого разряда имеет место равенство

$$V_i = a_i.$$

В преобразователях с более сложным алгоритмом формирования выходного кода, в том числе с двухотчетной структурной схемой, аргументами функций $F_i(\mathbf{V})$ могут быть не только сигналы i -х компараторов, но и сигналы других разрядов, а также цифровые сигналы согласующих и управляющих каналов. Таким образом, выражение (2.1.7) определяет логическую модель формирования i -го разряда выходного кода, а уравнение:

$$X_{ка}(x) = \sum_{i=1}^n F_i(\mathbf{V}) \cdot q_i, \quad (2.1.8)$$

представляет собой логическую модель функционирования БФПК всего ВОЦПП. В общем случае выходные сигналы фотоусилителей, входящие в уравнение (2.1.5) в качестве аргументов функций V_j , могут быть описаны математической моделью БФАС, которая для j -го измерительного канала имеет вид:

$$u_j = u_{mj} f_{mj}(x, \mathbf{c}_f^0, \Delta \mathbf{c}_f) + u_{oj}(\mathbf{c}_u^0, \Delta \mathbf{c}_u), \quad (2.1.9)$$

где u_{mj} — амплитуда сигнала на выходе j -го фотоусилителя, f_{mj} — нормированная функция модуляции излучения в j -ой точке считывания, $\mathbf{c}_f^0, \Delta \mathbf{c}_f$ — конструктивные параметры j -ой кодовой дорожки и считывающего элемента, Δu_{oj} — напряжения дрейфа на выходе преобразователя фототока в напряжение, $\mathbf{c}_u^0, \Delta \mathbf{c}_u$ — параметры усилителя, определяющие номинальное значение, а также временные и температурные флуктуации напряжения

дрейфа. Для типовой схемы включения фотоприемника в гальваническом режиме амплитудное значение сигнала u_{mj} можно представить в виде:

$$u_{mj} = P_{излj}(c_p^0, \Delta c_p) \eta_j(c_\eta^0, \Delta c_\eta) S_{pj}(c_s^0, \Delta c_s) K_{yj}(c_k^0, \Delta c_k), \quad (2.1.10)$$

где: $P_{излj}$ — мощность оптического сигнала, вводимого в j -ый канал ВОЛС, S_{pj} — интегральная чувствительность фотоприемника, K_{yj} — коэффициент преобразования преобразователя ток — напряжения, η_j — коэффициент передачи оптической мощности от излучателя по j -му каналу ВОЛС к j -му фотоприемнику при $f_{mj} = 1$. Тогда математическая модель формирования аналогового электрического сигнала на выходе j -го фотоусилителя может быть получена в виде:

$$u_j(x, c_\alpha^0, \Delta c_\alpha) |_{\alpha \neq V} = P_{излj}(c_p^0, \Delta c_p) \eta_j(c_\eta^0, \Delta c_\eta) S_{pj}(c_s^0, \Delta c_s) K_{yj}(c_k^0, \Delta c_k) \times f_{mj}(x, c_f^0, \Delta c_f) + u_{0j}(c_u^0, \Delta c_u). \quad (2.1.11)$$

Функция $f_{mj}(x, c_f^0, \Delta c_f)$ определяет закон модуляции оптического сигнала в j -ом канале считывания с учетом номинальных значений геометрических параметров считывающих и кодовых элементов и инструментальных погрешностей их изготовления. В случае, когда освещенность равномерно распределена по площади считывающего элемента [$E(x,y) = const$], нормированная функция модуляции может быть задана выражением:

$$f_{mj} = S_j(x, c_f^0, \Delta c_f) / S_{0j}(c_f^0, \Delta c_f), \quad (2.1.12)$$

где $S_j(x, c_f^0, \Delta c_f)$ — функция изменения площади взаимного перекрытия областей кодового и считывающего элементов, $S_{0j}(c_f^0, \Delta c_f)$ — полная площадь считывающего элемента.

Описанный способ задания функции модуляции позволяет отобразить в выражении (2.1.11) индивидуальный характер нелинейных искажений формируемых аналоговых сигналов и, с учетом (2.1.7), наиболее адекватно отобразить причины возникновения и характер случайного проявления результирующей погрешности преобразования. Более подробно методики получения модуляционных функций будут рассмотрены ниже.

Таким образом, если все параметры измерительного тракта идеальны ($\Delta c_\alpha = 0$), а конкретный вид зависимостей (2.1.7), (2.1.8), (2.1.11) и (2.1.12) известен, то обобщенную математическую модель идеального ВОЦПП можно представить в виде:

$$X_{кв}^0(x) = m S \sum_{i=1}^n F_i[V^0(x, c_\alpha^0)] q_i, \quad \dots\dots\dots(2.1.13)$$

где $V^0 = (V^0_1, V^0_2, \dots, V^0_k) \in M_V$ — наборы выходных сигналов идеальных компараторов. Для линейного ВОЦПП эта характеристика имеет вид, показанный на рис. 2.3, а, кривая 3. Идеальный преобразователь свободен от инструментальных и динамических погрешностей,

инвариантен к воздействию ВЭФ и характеризуется только методической погрешностью квантования.

Влияние конструктивно-технологических факторов и ВЭФ может быть учтено введением соответствующих отклонений Δc_α параметров модели (2.1.11) от номинальных значений.

$$X_{кв}(x) = m S \sum_{i=1}^n F_i [V(x, c_\alpha^0, \Delta c_\alpha)] q_i. \quad (2.1.14)$$

Наибольшее распространение в технике цифрового преобразования перемещений получил натуральный двоичный код, что обусловлено его естественной информационной совместимостью с цифровыми сигналами, используемыми ЭВМ. Для двоичного кода $q_i = 2^i$, $a_i = 0$ или 1 . Находят также применение коды Грея, двоично-десятичные, комбинаторные и ряд других, которые можно достаточно легко преобразовать в натуральный двоичный код известными методами /2/.

Без ущерба для общности рассуждений в дальнейшем можно рассматривать ВОЦПП, работающие в двоичной системе счисления. Отметим, что в общем случае применяемая система счисления должна обеспечивать представление любого числа из заданного диапазона и единственность такого представления .

Выражение (2.1.14) является обобщенной математической моделью реального ВОЦПП, описывающей процесс дискретного изменения выходного сигнала $X_{кв}(x)$ при непрерывном изменении входного перемещения во всем диапазоне преобразования при наличии инструментальных погрешностей и ВЭФ. Она позволяет получать весьма обширную и глубокую информацию о свойствах ВОЦПП практически при любых способах их построения. Выражение (2.1.14) является интегральной характеристикой процесса преобразования в ВОЦПП, поскольку она учитывает вклад каждого разряда в выходной квантованный аналоговый сигнал. С ее помощью непрерывную входную величину можно представить в виде квантованного аналогового сигнала (рис.2.3, кривая 3), информационные и метрологические характеристики которого полностью совпадают с характеристикой выходного сигнала ВОЦПП, поскольку ЦАП — идеальное линейное звено.

Основной задачей математического моделирования ВОЦПП в динамическом режиме является определение допустимой скорости изменения входной величины, при которой обеспечивается истинная последовательность смены выходного кода и соответствующие показатели его точности и достоверности /3/. Необходимость исследования динамического режима обусловлена тем, что, несмотря на малую инерционность современных полупроводниковых излучателей и фотоприемников, наличие собственных

емкостей при большой скорости изменения входного перемещения может изменить амплитуду генерируемых сигналов и их постоянную составляющую. Аналогичным образом изменяются и частотные свойства применяемых операционных усилителей тока, аналоговых электронных компонентов, задержек распространения и дисперсии оптического сигнала в волоконно-оптических линиях связи, а также вида алгоритма цифрового преобразования информации в БФПК.

Для исследования динамических характеристик ВОЦПП обобщенная математическая модель может быть получена на основе выражения (2.1.14) в виде:

$$X_{кв}(t) = m S \sum_{i=1}^n F_i [V(x(t), c_{\alpha}^0, \Delta c_{\alpha}, c_{\tau})] q_i, \quad (2.1.15)$$

где $c_{\alpha} \in D_{\alpha} \subseteq R_{\square \alpha}$ — точки действительного пространства динамических параметров элементной базы ВОЦПП.

2.2 Получение функции модуляции излучения в оптоэлектронном цифровом преобразователе угла

Взаимодействие оптических шкал при их взаимном смещении относительно друг друга широко используется при создании оптоэлектронных преобразователей информации для цифровых систем управления. При этом характер этого взаимодействия непосредственно определяет их основную информативную характеристику-функцию модуляции излучения под действием контролируемой величины. Примерами таких устройств являются, в частности, оптоэлектронные цифровые преобразователи угловых перемещений (ОЦПУ). Независимо от способа формирования выходного сигнала в основе их функционирования лежит модуляция оптического излучения одной (инкрементальные ОЦПУ) или несколькими (абсолютные ОЦПУ) кодовыми дорожками (КД) в пределах некоторых областей, определяемых конфигурациями считывающих элементов (СЭ).

Пример построения системы считывания информации в двухотсчётном ОЦПУ приведён на рис.2.4. Код грубого отсчёта (ГО) в нём формируются с помощью шестиразрядной инверсной маски кода Грея и считывающих элементов СЭ_{ГО}. Код точного отсчёта (ТО) образуется с использованием двух считывающих элементов СЭ_{ТО}. Формирование кода ТО производится путем интерполяции периода периферийной КД, который в четыре раза меньше периода младшей дорожки кода Грея /18/.

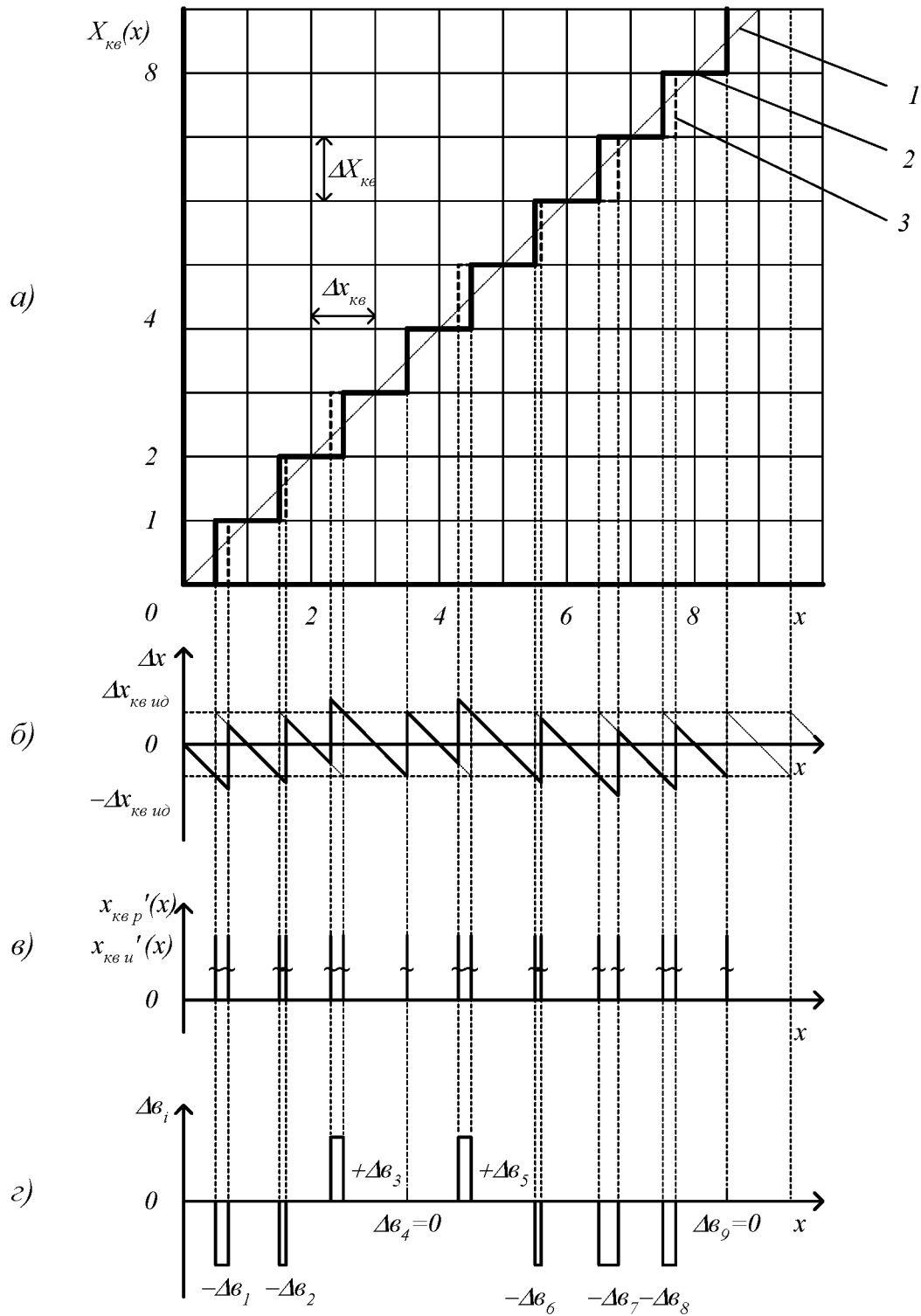


Рис.2.3. Выходные характеристики ВОЦП (а): 1 - нормирующая прямая $y = x$, 2, 3 - идеальная и реальная функции преобразования соответственно и методы получения суммарной погрешности (б) и погрешности воспроизведения уровней квантования (в и г)

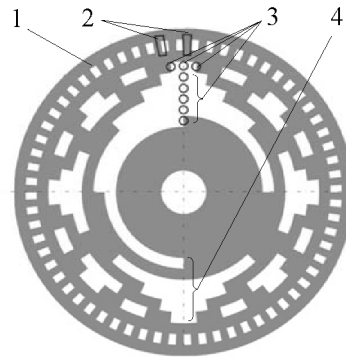


Рис. 2.4 – Топология кодового диска со считывающими элементами грубого (ГО) и точного (ТО) отсчётов: 1 – кодовая дорожка ТО, 2 – СЭ_{ТО}, 3 – СЭ_{ГО}, 4 – кодовые дорожки ГО

При использовании волоконно-оптического интерфейса считывание информации в обоих каналах производится с помощью волоконно-оптических элементов (рис.2.5). В канале грубого отсчёта считывание производится непосредственно с помощью световодов 1, 6 круглого сечения (рис.2,5а), а в канале точного отсчёта (рис. 2,5б) - с помощью двух градиентных цилиндрических линз 2, 5 и щелевой диафрагмы 4, форма которой совпадает с формой СЭ_{ТО} на рис.2.4.

Поиск вида функции модуляции излучения в оптических каналах реальных ОЦПУ сводится к определению площади пересечения кодового элемента (КЭ) и считывающего элементов в процессе их взаимного углового перемещения.

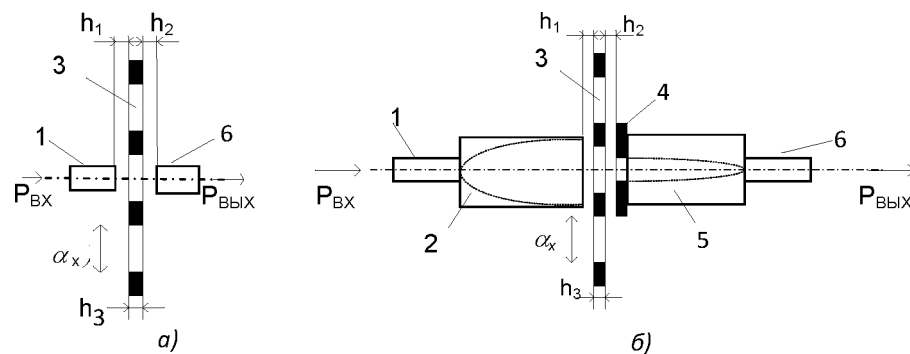


Рис.2.5 – Модуляция оптического излучения кодовыми дорожками а) грубого отсчёта (ГО), б) точного отсчёта (ТО) при использовании волоконно-оптического интерфейса: 1 – передающий световод; 2 – коллимирующая градиентная цилиндрическая линза (ГЦЛ); 3 – кодовая дорожка (КД); 4 – щелевая диафрагма; 5 – фокусирующая ГЦЛ; 6 – приёмный световод.

Процессы изготовления и установки на валу только кодового диска приводят к появлению минимум десяти инструментальных погрешностей по каждой кодовой дорожке. Следовательно, число факторов, подлежащих анализу в многоурядных ОЦПУ, может составлять десятки наименований. Кроме того, случайный разброс начальных фаз смещений, биений, отклонения геометрических формы и размеров кодовых и считывающих элементов приводят к нелинейности функции модуляции, вид которой изменяется на каждом периоде формируемых сигналов. При этом вид этой функции становится настолько сложным, что нахождение простого аналитического выражения, описывающего ее поведение во всем диапазоне преобразования, становится практически нереальной задачей.

Для получения и исследования функции модуляции излучения используются как аналитические методы, основанные на применении двумерного пространственного преобразования Фурье /1/, так и численные методы, базирующиеся на теории R-функций и аналитической геометрии на плоскости /5,16/. Однако существующие методы не обеспечивают необходимой адекватности модели и объекта, отличаются громоздкостью и большими вычислительными затратами даже при использовании современных ЭВМ.

В /14/ была показана принципиальная возможность получения функции модуляции излучения в ОЦПУ с использованием аппарата преобразования Радона, широко применяемого в задачах цифровой обработки изображений. Однако в /14/ изложена методика получения функции модуляции без учёта комплекса инструментальных погрешностей, характерных для реальных ОЦПУ. В связи с этим для исследователей представляет интерес научный и практический интерес дальнейшее развитие методики – синтеза функции модуляции, основанной на использовании методов аналитической геометрии и локального веерного преобразования Радона (ЛВП) и позволяющей в максимальной степени учесть комплекс инструментальных погрешностей ОЦПУ.

Постановка задачи. В реальном случае, из-за наличия инструментальных погрешностей, базовые окружности КД и СЭ приобретают вид эллипсов с различными начальными смещениями от начала координат и углами наклона собственных осей к координатным осям системы ХОУ (рис.2.6). Следовательно, для задания областей СЭ_{*j*} необходимо знать вид уравнений образующих линий их геометрических контуров.

- область *i*-го КЭ, принадлежащей *j*-й КД;
- определить область перекрытия *j*-го СЭ с *i*-м КЭ *j*-й КД;
- вычислить площадь перекрытия $S_{ij}(\alpha)$;

- вычислить функцию модуляции $F_{ij} = \frac{S_{ij}(\alpha)}{S_{сэj}}$, (2.2.1)

где $S_{сэj}$ — полная площадь j -того СЭ.

Верхние и нижние границы СЭ $_j$ и КД $_i$ представляют собой дуги эллипсов, а их боковые границы — отрезки прямых. Поэтому задача определения СЭ $_j$ сводится к отысканию координат точек M_j, N_j, P_j и Q_j и M_{ij}, N_{ij}, P_{ij} и Q_{ij} с учетом всей совокупности инструментальных погрешностей, возникающих при изготовлении и сборке оптико-механического узла ОЦПУ.

Определение области СЭ $_j$. Рассмотрим вначале алгоритм нахождения точки, принадлежащей радиальной границе СЭ, образованной одним из эллипсов, а затем распространим полученные результаты на все вершинные точки M_j, N_j, P_j, Q_j .

Пусть в некоторой системе $X'O'Y'$ оси эллипса расположены на осях координат и центр эллипса совпадает с началом координат O' . Положим большую полуось равную a и малую полуось равную b (см. рис.2.6). Тогда уравнение эллипса в параметрической форме в декартовой прямоугольной системе координат имеет вид [24]:

$$\begin{cases} x(\varphi) = a \cos \varphi \\ y(\varphi) = b \sin \varphi \end{cases} \quad (2.2.2)$$

Пусть точка M принадлежит эллипсу и луч $O'M$ составляет некоторый угол φ осью Ox' с образующим эллипсом, а система координат $X'O'Y'$ повернута на угол γ и её начало координат O' смещено на x_0, y_0 , относительно исходной системы координат XOY (рис.2.6).

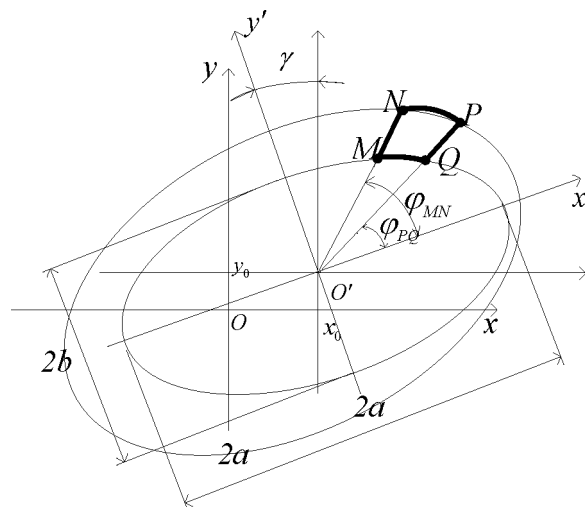


Рис.2.6 – Формирование координат вершины СЭ $_j$

Для преобразования координат при переходе из одной системы в другую воспользуемся формулами /24/:

$$\begin{cases} x' = x \cos \gamma + y \sin \gamma + x_0 \\ y' = -x \sin \gamma + y \cos \gamma + y_0 \end{cases} \quad (2.2.3).$$

Тогда (2.2.2) с учётом (2.2.3) приобретёт вид:

$$\begin{cases} x'(\varphi) = a \cos \varphi \cos \gamma + b \sin \varphi \sin \gamma + x_0 \\ y'(\varphi) = -a \cos \varphi \sin \gamma + b \sin \varphi \cos \gamma + y_0 \end{cases} \quad (2.2.4).$$

Выражение (2.2.4) позволяет получить декартовы координаты точек, принадлежащих эллипсу. При этом учитывается влияние погрешностей изготовления и установки СЭ на корпусной детали оптико-механического блока (смещения x_0, y_0). Учитывая последнее, x_0, y_0 можно представить как:

$$\begin{cases} x_0 = \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y_0 = \sum_{k=1}^3 y_{0k} \end{cases} \quad (2.2.5),$$

где x_{0k}, y_{0k} - составляющие суммарного смещения (центра системы координат $X'O'Y'$ в системе координат XOY) центра образующего эллипса, посадочного отверстия СЭ и посадочной поверхности корпусной детали соответственно. При этом выражение (2.2.4) обретёт вид:

$$\begin{cases} x'(\varphi) = a \cos \varphi \cos \gamma + b \sin \varphi \sin \gamma + \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y'(\varphi) = -a \cos \varphi \sin \gamma + b \sin \varphi \cos \gamma + \sum_{k=1}^3 y_{0k} \end{cases} \quad (2.2.6).$$

Если все СЭ_{*j*} выполнены на одном основании, то величина смещения (x_0, y_0) одинакова для всех считывающих элементов, применяемых для съема информации с кодовых дорожек, расположенных на разных радиусах.

С учетом полученных соотношений область СЭ_{*j*} может быть задана декартовыми координатами четырех точек:

$$\begin{cases} x_{Mj} = a_{MjQj} \cos \varphi_{Mj} \cos \gamma_{Mj} + b_{MjQj} \sin \varphi_{Mj} \sin \gamma_{Mj} + \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y_{Mj} = -a_{MjQj} \cos \varphi_{Mj} \sin \gamma_{Mj} + b_{MjQj} \sin \varphi_{Mj} \cos \gamma_{Mj} + \sum_{k=1}^3 y_{0k} \end{cases} \quad (2.2.7.1)$$

$$\begin{cases} x_{Nj} = a_{NjPj} \cos \varphi_{Nj} \cos \gamma_{Nj} + b_{NjPj} \sin \varphi_{Nj} \sin \gamma_{Nj} + \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y_{Nj} = -a_{NjPj} \cos \varphi_{Nj} \sin \gamma_{Nj} + b_{NjPj} \sin \varphi_{Nj} \cos \gamma_{Nj} + \sum_{k=1}^3 y_{0k} \end{cases} \quad (2.2.7.2)$$

$$\begin{cases} x_{P_j} = a_{N_j P_j} \cos \varphi_{P_j} \cos \gamma_{P_j} + b_{N_j P_j} \sin \varphi_{P_j} \sin \gamma_{P_j} + \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y_{P_j} = -a_{N_j P_j} \cos \varphi_{P_j} \sin \gamma_{P_j} + b_{N_j P_j} \sin \varphi_{P_j} \cos \gamma_{P_j} + \sum_{k=1}^3 y_{0k} \end{cases} \quad (2.2.7.3)$$

$$\begin{cases} x_{Q_j} = a_{M_j Q_j} \cos \varphi_{Q_j} \cos \gamma_{Q_j} + b_{M_j Q_j} \sin \varphi_{Q_j} \sin \gamma_{Q_j} + \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y_{Q_j} = -a_{M_j Q_j} \cos \varphi_{Q_j} \sin \gamma_{Q_j} + b_{M_j Q_j} \sin \varphi_{Q_j} \cos \gamma_{Q_j} + \sum_{k=1}^3 y_{0k} \end{cases} \quad (2.2.7.4).$$

Заметим, что в большинстве случаев выполняются следующие соотношения $\varphi_{M_j} = \varphi_{N_j}$, $\varphi_{P_j} = \varphi_{Q_j}$, $\varphi_{M_j} + \gamma_{M_j} \neq \varphi_{N_j} + \gamma_{N_j}$ и $\varphi_{P_j} + \gamma_{P_j} \neq \varphi_{Q_j} + \gamma_{Q_j}$.

Однако, при изготовлении радиальных границ $CЭ_j$ в виде сектора «эллиптического» кольца за один проход режущего инструмента можно положить $\varphi_{P_j} + \gamma_{P_j} = \varphi_{Q_j} + \gamma_{Q_j} = \varphi_j$, $\varphi_{M_j} + \gamma_{M_j} = \varphi_{N_j} + \gamma_{N_j}$. Также можно записать $\varphi_{P_j} = \varphi_{N_j} = \varphi_j + \Delta\varphi_j$, где $\Delta\varphi_j$ номинальный угловой размер $CЭ_j$.

Определение области кодового элемента $KЭ_{ij}$. Специфика математического описания вершинных точек для каждого i -го КЭ, принадлежащего j -ой кодовой дорожке, заключается в учете номинальных значений углов и радиусов, определяющих их границы, а также инструментальных погрешностей их изготовления, установки на вал и стыковки с объектом измерения. Смещения координат, вызванные радиальными биениями подшипников, биениями самого вала, несоосностью валов преобразователя и объекта, могут быть учтены выражениями:

$$\begin{cases} x_{PB} = \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \cos (\alpha + \alpha_m) \\ y_{PB} = \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \sin (\alpha + \alpha_m) \end{cases}, \quad (2.2.8),$$

где α — угол поворота вала объекта измерения, α_m — начальная фаза (первичное угловое смещение), r_{PBm} — амплитуда радиальных биений соответствующего узла.

Дополнительную погрешность смещения, возникающую при установке вала в подшипниках можно учесть, дополнив в выражении (2.2.5) каждую координату четвертым слагаемым — x_{04} и y_{04} соответственно. Тогда получаем:

$$\begin{cases} x_0 = \sum_{l=1}^4 x_{0l} \\ y_0 = \sum_{l=1}^4 y_{0l} \end{cases}. \quad (2.2.9)$$

По аналогии принципом формирования координат вершин $CЭ_j$ с учётом соотношений (2.2.7.1-2.2.7.4) и (2.2.8) координаты вершин $KЭ_{ij}$ могут быть представлены в виде:

$$\begin{cases} x_{M_{ij}} = a_{M_{ij}Q_{ij}} \cos(\varphi_{M_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{M_{ij}} + b_{M_{ij}Q_{ij}} \sin(\varphi_{M_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{M_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \cos(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 x_{0l} \\ y_{M_{ij}} = -a_{M_{ij}Q_{ij}} \cos(\varphi_{M_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{M_{ij}} + b_{M_{ij}Q_{ij}} \sin(\varphi_{M_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{M_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \sin(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 y_{0l} \end{cases} \quad (2.2.10.1)$$

$$\begin{cases} x_{N_{ij}} = a_{N_{ij}P_{ij}} \cos(\varphi_{N_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{N_{ij}} + b_{N_{ij}P_{ij}} \sin(\varphi_{N_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{N_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \cos(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 x_{0l} \\ y_{N_{ij}} = -a_{N_{ij}P_{ij}} \cos(\varphi_{N_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{N_{ij}} + b_{N_{ij}P_{ij}} \sin(\varphi_{N_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{N_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \sin(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 y_{0l} \end{cases} \quad (2.2.10.2)$$

$$\begin{cases} x_{P_{ij}} = a_{N_{ij}P_{ij}} \cos(\varphi_{P_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{P_{ij}} + b_{N_{ij}P_{ij}} \sin(\varphi_{P_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{P_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \cos(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 x_{0l} \\ y_{P_{ij}} = -a_{N_{ij}P_{ij}} \cos(\varphi_{P_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{P_{ij}} + b_{N_{ij}P_{ij}} \sin(\varphi_{P_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{P_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \sin(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 y_{0l} \end{cases} \quad (2.2.10.3)$$

$$\begin{cases} x_{Q_{ij}} = a_{M_{ij}Q_{ij}} \cos(\varphi_{Q_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{Q_{ij}} + b_{M_{ij}Q_{ij}} \sin(\varphi_{Q_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{Q_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \cos(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 x_{0l} \\ y_{Q_{ij}} = -a_{M_{ij}Q_{ij}} \cos(\varphi_{Q_{ij}} + \alpha) \sin \gamma_{Q_{ij}} + b_{M_{ij}Q_{ij}} \sin(\varphi_{Q_{ij}} + \alpha) \cos \gamma_{Q_{ij}} + \sum_{m=1}^3 r_{PBm} \sin(\alpha + \alpha_m) + \sum_{l=1}^4 y_{0l} \end{cases} \quad (2.2.10.4).$$

Таким образом, предложенное математическое описание вершинных точек $CЭ_j$ и $KЭ_{ij}$ позволяют учесть большинство источников инструментальных погрешностей только по одной кодовой дорожке. Для многоразрядных преобразователей число учитываемых факторов увеличивается пропорционально числу кодовых дорожек.

Использование локального веерного преобразования Радона для нахождения площади взаимного перекрытия $KЭ$ и $CЭ$. В реальных преобразователях КД, расположенные на измерительном валу, вращаются относительно $CЭ$. Для построения математической модели удобнее неподвижно зафиксировать изображение КД в некоторой плоскости $ХОУ$ и перемещать относительно нее считывающий элемент. При этом начало координат совместим с центром КД.

Представим КД в виде дискретизированного оптического изображения /14,15/, состоящего из чередующихся участков с резко отличающимися яркостными характеристиками (рис.2.7). Прозрачным элементам соответствует нормированное значение яркости в каждой точке, равное – 1, а непрозрачным – 0.

Рассмотрим применение локального веерного преобразования Радона (ЛВПР) для $CЭ$ в виде сектора кольца, ограниченного окружностями с радиусами r_4, r_3 и двумя лучами, выходящими из начала координат, угол между которыми равен $\Delta\varphi$ (рис.2.7,а).

Площадь пересечения $CЭ_j$ и $KЭ_{ij}$. можно представить в виде ЛВПР /14/:

$$S_{II} = \iint_{\Omega(t, \varphi)} e(t \cos \varphi, t \sin \varphi) \quad (2.2.11),$$

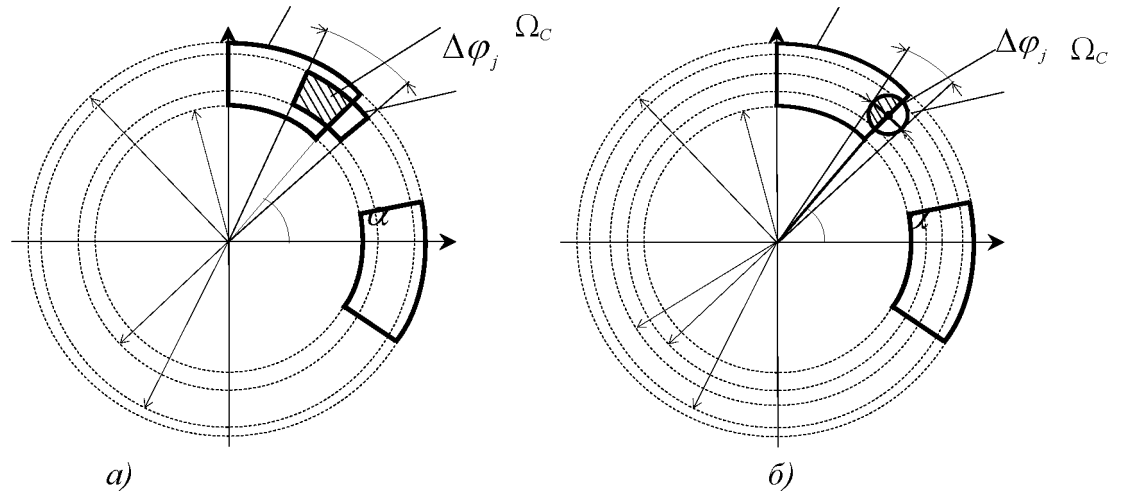


Рис.2.7 – Взаимодействие кодовой шкалы с а - секториальным, б - круглым СЭ

где $\Omega(t, \varphi)$ - область взаимного перекрытия СЭ_{*j*} и КЭ_{*ij*}, а t и φ параметры интегрирования по радиусу и углу соответственно. Подынтегральное выражение представляет собой единичную функцию яркости вида:

$$e = \begin{cases} 1, & \text{при } t \cos \varphi, t \sin \varphi \in \Omega_{\text{КЭ}} \cap \Omega_{\text{СЭ}} \\ 0, & \text{при } t \cos \varphi, t \sin \varphi \notin \Omega_{\text{КЭ}} \cap \Omega_{\text{СЭ}} \end{cases} \quad (2.2.12),$$

заданную в диапазоне изменения параметра $t \in [r_3, r_4]$, где $\Omega_{\text{КЭ}} \cap \Omega_{\text{СЭ}}$ - область пересечения СЭ_{*j*} и КЭ_{*ij*}.

В случае круглого СЭ диаметром d , центр которого удалён на расстояние r от центра КД (рис.2.7,б): $r_3 = r - \frac{d}{2}$, а $r_4 = r + \frac{d}{2}$, $t \in \left[r - \frac{d}{2}, r + \frac{d}{2} \right]$ соответственно.

Дискретизируя изображение по радиусу и по углу /14/, получаем:

$$N(\alpha) = \sum_{k=1}^p \sum_{l=1}^q e[l t_0 \cos(\alpha + k \Delta \varphi_0), l t_0 \sin(\alpha + k \Delta \varphi_0)] \quad (2.2.13),$$

где $t_0 = \frac{r_{\text{КД}}}{q}$, шаг дискретизации изображения по радиусу, а $\Delta \varphi_0 = \frac{2\pi}{p}$, шаг

дискретизации изображения по углу, α - угол поворота СЭ (текущее положение кодового диска), $r_{\text{КД}}$ - внешний радиус кодового диска.

Очевидно, что найденная сумма «радиальных пикселей» $N(\alpha)$ пропорциональна площади перекрытия областей $\Omega_{\text{КЭ}}$ и $\Omega_{\text{СЭ}}$. Тогда площадь взаимного перекрытия

прозрачных участков КД и СЭ (рис. 4) $S(\alpha)$ можно представить в виде дискретного

$$\text{ЛВП: } S(\alpha) = \left(\sum_{k=1}^p \sum_{l=1}^q e [l t_0 \text{Cos}(\alpha + k\Delta\varphi_0), l t_0 \text{Sin}(\alpha + k\Delta\varphi_0)] \right) \times S_0, \quad (2.2.14)$$

где S_0 - площадь «радиального пикселя».

Значения параметров q и p определяются с требуемой точностью получения $S(\alpha)$ и фактически являются оптическим разрешением при дискретизации (сканировании) изображения КЭ (кодированного диска) и СЭ.

Для выявления точек, учитывающихся в (14) и исключения полного перебора массива e_i , принадлежащих $\Omega_{\text{КЭ}} \cap \Omega_{\text{СЭ}}$ вычислим базовую матрицу знаковых функций для точки (x_{0j}, y_{0j}) , заведомо лежащей внутри области СЭ_{*j*}. В случае секториальной формы СЭ, в качестве такой точки можно использовать точку, лежащую на середине отрезка, начало и конец которого принадлежат дугам образующих эллипсов и находятся на угловом расстоянии $\frac{\Delta\varphi_j}{2}$ от начала СЭ_{*j*}.

Для определения координат этой точки воспользуемся выражениями /24/:

$$\begin{cases} x_{0j} = \frac{x_{M_j Q_j} + x_{N_j P_j}}{2} \\ y_{0j} = \frac{y_{M_j Q_j} + y_{N_j P_j}}{2} \end{cases} \quad (2.2.15)$$

где $x_{M_j Q_j}$, $y_{M_j Q_j}$, $x_{N_j P_j}$, $y_{N_j P_j}$ - координаты точек середины дуг $M_j Q_j$ и $N_j P_j$

соответственно. Координаты $x_{M_j Q_j}$, $y_{M_j Q_j}$, $x_{N_j P_j}$, $y_{N_j P_j}$ вычисляются по аналогии с

координатами точек M_j , N_j , P_j , Q_j . Тогда (2.2.15) обретёт вид:

$$\begin{cases} x_{0j} = \frac{(a_{M_j Q_j} \text{Cos} \gamma_{M_j Q_j} + a_{N_j P_j} \text{Cos} \gamma_{N_j P_j}) \text{Cos} \psi_j + (b_{M_j Q_j} \text{Sin} \gamma_{M_j Q_j} + b_{N_j P_j} \text{Sin} \gamma_{N_j P_j}) \text{Sin} \psi_j + \sum_{k=1}^6 x_{0k}}{2} \\ y_{0j} = \frac{-(a_{M_j Q_j} \text{Sin} \gamma_{M_j Q_j} + a_{N_j P_j} \text{Sin} \gamma_{N_j P_j}) \text{Cos} \psi_j + (b_{M_j Q_j} \text{Cos} \gamma_{M_j Q_j} + b_{N_j P_j} \text{Cos} \gamma_{N_j P_j}) \text{Sin} \psi_j + \sum_{k=1}^6 y_{0k}}{2} \end{cases} \quad (2.2.16),$$

где $\psi_j = \varphi_j + \frac{\Delta\varphi_j}{2}$.

Матрицу знаковых функций вычислим, находя разности между y_{0j} и уравнениями границ области СЭ_{*j*} при $x = x_{0j} / 18$ /:

$$\begin{pmatrix} \text{sign}[y_{0j} - y_{M_j N_j}(x_{0j})] \\ \text{sign}[y_{0j} - y_{P_j Q_j}(x_{0j})] \\ \text{sign}[y_{0j} - y_{M_j Q_j}(x_{0j})] \\ \text{sign}[y_{0j} - y_{N_j P_j}(x_{0j})] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{sign}[\Delta y_{M_j N_j}(x_{0j})] \\ \text{sign}[\Delta y_{P_j Q_j}(x_{0j})] \\ \text{sign}[\Delta y_{M_j Q_j}(x_{0j})] \\ \text{sign}[\Delta y_{N_j P_j}(x_{0j})] \end{pmatrix} \quad (2.2.17),$$

где $y_{M_j N_j}(x)$ и $y_{P_j Q_j}(x)$ - прямые проходящих через точки M, N и P, Q , а $y_{M_j Q_j}(x)$ и $y_{N_j P_j}(x)$ - дуги эллипсов с известными параметрами.

Для выпуклого многоугольника, матрица знаковых функций одинакова для всех точек, находящихся внутри $CЭ_j$. Для точек, лежащих вне области $CЭ_j$, получаемая матрица знаковых функций не совпадает с базовой хотя бы в одной позиции. Рассуждения, приведённые для секториального $CЭ$, будут справедливы и для $KЭ$.

Следовательно, условие принадлежности точки к области $\Omega_{KЭ} \cap \Omega_{CЭ}$ в случае секториальной формы $CЭ$ с учётом (2.2.17) запишется:

$$\left\{ \begin{array}{l} (x, y) \in \Omega_{KЭ_{ij}} \\ (x, y) \in \Omega_{CЭ_j} \end{array} \right. = \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{l} \text{sign} [y - y_{M_j N_j}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{P_j Q_j}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_j Q_j}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{N_j P_j}(x_{oj})] \end{array} \right) \end{array} \right. = \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} \text{sign} [\Delta y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{P_y Q_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{M_y Q_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{N_y P_y}(x_{oj})] \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{l} \text{sign} [\Delta y_{M_j N_j}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{P_j Q_j}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{M_j Q_j}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{N_j P_j}(x_{oj})] \end{array} \right) \end{array} \right. \quad (2.2.18)$$

поэтому такую точку не следует учитывать в выражении (2.2.14).

Для эллиптической (круглой) формы $CЭ$ в (2.2.18) второе предикатное уравнение приобретёт вид двух алгебраических уравнений и неравенства:

$$\left\{ \begin{array}{l} (x, y) \in \Omega_{KЭ_{ij}} \\ (x, y) \in \Omega_{CЭ_j} \end{array} \right. = \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [y - y_{M_y N_y}(x_{oj})] \end{array} \right) \\ \left(\begin{array}{l} \text{sign} [\Delta y_{M_y N_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{P_y Q_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{M_y Q_y}(x_{oj})] \\ \text{sign} [\Delta y_{N_y P_y}(x_{oj})] \end{array} \right) \\ x_j = a_j \text{Cos } \varphi_j \text{Cos } \gamma_j + b_j \text{Sin } \varphi_j \text{Sin } \gamma_j + \sum_{k=1}^3 x_{0k} \\ y_j = -a_j \text{Cos } \varphi_j \text{Sin } \gamma_j + b_j \text{Sin } \varphi_j \text{Cos } \gamma_j + \sum_{k=1}^3 y_{0k} \\ x_j^2 / a_j^2 + y_j^2 / b_j^2 \leq 1 \end{array} \right. \quad (2.2.19).$$

Площадь секториального $CЭ$ вычисляется аналогично площади $\Omega_{KЭ} \cap \Omega_{CЭ}$ с учётом условия (2.2.18). В случае круглого (эллиптического) $CЭ$ его площадь элементарно вычисляется по формуле /24/:

$$S_{CЭ_j} = \pi a_{CЭ_j} b_{CЭ_j} \quad (2.2.20).$$

Тогда функция модуляции излучения на j -й дорожке на i -м периоде с учётом (2.2.21), (2.2.7.1-2.2.7.4, 2.2.10.1-2.2.10.4, 2.2.17-2.2.20) определяется в виде:

$$F_{ij}(\alpha) = \frac{\left(\sum_{k=1}^p \sum_{l=1}^q e[t_l \cos(\alpha + k\Delta\varphi_0), t_l \sin(\alpha + k\Delta\varphi_0)] \right) \times 2S_0}{S_{сэ}}, \quad (2.2.22).$$

Заметим, что в общем случае систему моделируемых оптических сигналов в ОЦПУ с произвольной конфигурацией СЭ и КЭ можно представить в виде матрицы функций модуляции размерностью $2^N \times N$:

$$\|F_{ij}\| = \begin{pmatrix} F_{11} & \dots & F_{1N} \\ \dots & \dots & \dots \\ F_{2^{N_1}} & \dots & F_{2^{N_N}} \end{pmatrix} \quad (2.2.23).$$

В выше приведённых рассуждениях, мы подразумевали равномерное распределение излучения при вводе его в СЭ, а следовательно, и некую нормированную яркость на монохромном изображении кодового элемента. В том случае, когда неравномерностью распределения излучения по площади СЭ пренебречь нельзя, выражение (2.2.12) можно использовать в виде:

$$e = \begin{cases} E(t, \varphi), & \text{при } t \cos \varphi, t \sin \varphi \in \Omega_{КЭ} \cap \Omega_{СЭ} \\ 0, & \text{при } t \cos \varphi, t \sin \varphi \notin \Omega_{КЭ} \cap \Omega_{СЭ} \end{cases}. \quad (2.2.24),$$

где $E(t, \varphi) = g(t \cos \varphi, t \sin \varphi) \times e_0$ — функция распределения освещенности по площади СЭ, а g — весовой коэффициент (яркость каждого конкретного элементарного изображения — пикселя).

Рассмотренная методика получения функции модуляции может быть распространена на широкий класс оптических кодирующих устройств, так и устройств иной физической природы.

Дальнейшее развитие модели связано с учетом в них неоднородности и нестационарности излучения, вызванное влиянием дифракционных эффектов и внешних эксплуатационных факторов.

2.3 Математическая модель дискретно-фазовых преобразователей перемещений.

Обеспечение высокой надёжности вращающихся узлов (ВУ) изделий машиностроения, например, энергетических установок (ЭУ) на базе турбоагрегатов, увеличение их эксплуатационного ресурса и снижение эксплуатационных расходов основано на использовании информации о фактическом состоянии их нагруженных вращающихся конструктивных элементов. По этой причине разработка эффективных автоматизированных средств диагностики и контроля текущего состояния элементов

вращающихся силовых узлов ЭУ является актуальной научно-технической задачей. При этом основными диагностическими параметрами являются статические и динамические угловые и линейные перемещения (УЛП) этих элементов, вызванные статической закруткой, изгибом и крутильными колебаниями элементов ВУ ЭУ.

В качестве примера на рис.2.8,а схематически представлена ступень лопаточной ЭУ. Здесь элементы конструкции ротора (диск колеса и вал) при их вращении совершают угловые статические (в виде закрутки) и динамические (в виде колебаний) перемещения относительно оси вала OO , а также линейные перемещения в направлении осей X и Y . Под действием рабочего тела (газовоздушной смеси или жидкости) на лопатки ЭУ их торцы подвергаются осевым перемещениям (ОП) вдоль оси X и радиальным перемещениям (в пределах рабочего зазора - РЗ) вдоль оси Y (рис.2.8,б). Торцевое перемещение лопатки в результате закрутки её пера может совершать статические и динамические угловые перемещения (УП), в пределах некоторого угла φ (рис.2.8,в) в плоскости XOZ . Кроме этого, в результате изгибных перемещений (ИП) пера лопатки её торец перемещается вдоль оси Z (рис.2.8,г). При этом (см. боковую проекцию на рис.2.8,г) нормаль торца лопатки отклоняется от исходного состояния на угол α . В корпусе ЭУ над траекторией движения торцов лопаток установлен преобразователь перемещений (ПП), чувствительный элемент (ЧЭ) которого изображён на рис.2.8,в.

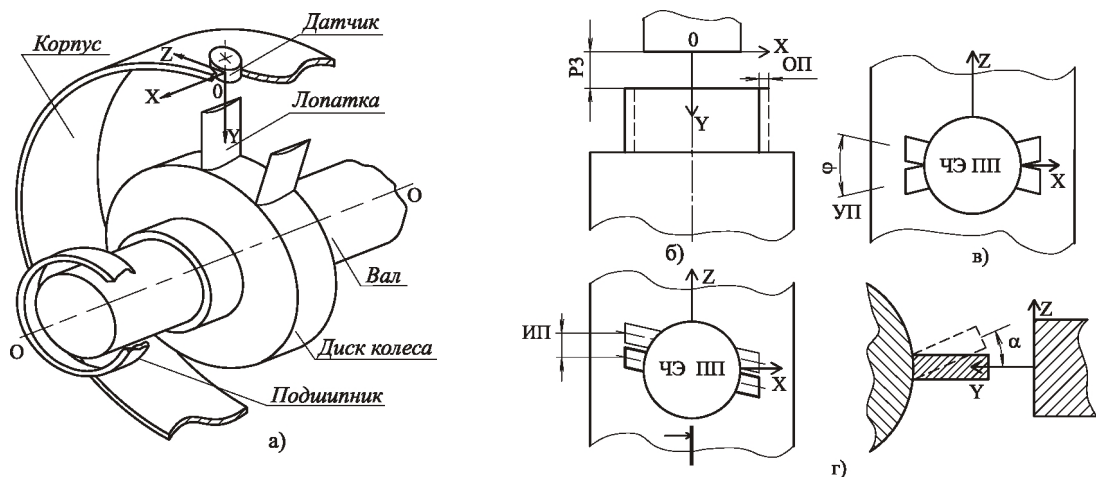


Рис.2.8. Элементы ротора лопаточной энергетической установки (а) и развёртка лопаточного венца с линейными (б) и угловыми (в, г) перемещениями лопаток

На практике, как для оперативного, так и длительного контроля УЛП элементов ВУ ЭУ чаще всего применяется бесконтактный дискретно-фазовый метод (ДФМ) /21/.

Сущность ДФМ основана на преобразовании дискретных значений (фаз) перемещений контролируемых элементов (торцов лопаток, рис.1) в пределах каждого оборота ротора T_p ВУ в пропорциональные временные интервалы Δt_i между опорным и информационным импульсами. Значения длительностей Δt_i накапливаются на интервале $T \gg nT_p, n \gg 1$, n - число оборотов ротора ВУ. В результате из массива накопленных данных выделяются $\Delta t_{max} \sim y_{max}$, $\Delta t_{min} \sim y_{min}$ и $\Delta t_{cp} \sim y_{cp}$, где y_{max}, y_{min}, y_{cp} - максимальное, минимальное и среднее значения контролируемого перемещения за время накопления (усреднения) информации.

Особенность дискретно-фазовых преобразователей заключается в том, что значения дискретных фаз перемещений формируются с помощью расположенного в технологическом отверстии корпуса энергетической установки (ЭУ) одноканального или двухканального первичного преобразователя, в котором конструктивно и функционально интегрированы объект контроля, источник и приёмник зондирующего излучения (ЗИ) оптического или радиоволнового диапазона, а также электронные узлы первичной обработки сигналов. Использование оптического и радиоволнового диапазонов для формирования ЗИ, объективно несёт в себе бóльшие возможности информативного взаимодействия с контролируемым объектом по сравнению с традиционной реализацией ДФМ [20,21]. Однако детальные исследования комплекса эксплуатационных характеристик ДФПП невозможны без решения основной проблемы теории преобразователей рассматриваемого класса - разработки их обобщённой математической модели (ОММ).

Угловое перемещение контролируемого элемента α (рис.2.8,г) является наиболее общим случаем при рассмотрении УЛП ВУ ЭУ, поэтому на его примере рассмотрим построение ОММ.

Методика формирования обобщённой математической модели ДФПП. Для получения ОММ необходимо получить математические модели процессов формирования и преобразования сигналов в их аналоговых, аналого-цифровых и цифровых функциональных элементах. К таким процессам относятся:

- формирование опорного и информационного сигналов;
- преобразование информативного временного интервала в код, а именно:
- компарирование сигналов и формирование прямоугольного импульса, длительность которого пропорциональна измеряемой величине;
- генерация прямоугольных тактовых импульсов;

- формирование «пачки» прямоугольных импульсов, количество которых пропорционально измеряемому временному интервалу;
- определение значений разрядных цифр.

Формирование математических моделей опорного и информационного сигналов. В случае использования двухканального ПП информативные временные интервалы определяют угловые положения α контролируемых элементов ВУ. В основу таких ДФПП положен физический принцип зависимости отражающих свойств поверхностей материалов от качества их обработки и частоты электромагнитного излучения. Сущность заключается в том, что пространственное положение максимума индикатрисы потока, отражённого от поверхности контролируемого элемента зеркально ($\lambda > 8h$, где λ - длина волны ЗИ, а h - высота микронеровностей ПКО – поверхности контролируемого объекта), определяется его угловым положением α . Индикатриса диффузно отражённого потока ($\lambda < h$) имеет практически круговой вид и поэтому положение её максимума в малой степени зависит от угловой ориентации отражающего участка. Таким образом, если зафиксировать во времени положения максимумов индикатрис обоих потоков, отражённых от поверхности контролируемого элемента, то по временному интервалу между ними можно судить о величине его углового перемещения α . Отражённые потоки ЗИ с помощью первичных электронных устройств преобразуются в импульсные электрические сигналы $u_{инф}(t)$ и $u_{он}(t)$, временные положения максимальных значений которых $u_{инф}^{max}(t)$ и $u_{он}^{max}(t)$ определяют информационные временные интервалы:

$$\Delta t = \tau = \arg u_{инф}^{max} - \arg u_{он}^{max} \sim \alpha \quad (2.3.1).$$

Для описания процессов получения $u_{инф}(t)$ и $u_{он}(t)$ введём в рассмотрение совокупности номинальных $(c_{r1}^0, c_{r2}^0, \dots, c_{rj}^0, \dots, c_{rk_m}^0)$ и фактических $(c_{r1}, c_{r2}, \dots, c_{rj}, \dots, c_{rk_m})$ значений конструктивных, схмотехнических и энергетических параметров, соответствующих идеальному и реальному ДФПП. В этих выражениях $r = \{p, f, s, g, \lambda, h\}$ - обобщённый индекс, определяющий вид используемых частных математических моделей, а именно, p - индекс, обозначающий параметры мощности P ЗИ с длиной волны λ , f - индекс нормированной функции F пространственной модуляции ЗИ, s - индекс крутизны S энергетического преобразования потока ЗИ в ток приёмного устройства, g - индекс, обозначающий схмотехнические и технологические параметры электронных устройств, h - индекс, характеризующий высоту микронеровностей ПКО.

Разности $\Delta c_{rj} = c_{rj}^0 - c_{rj}$ образуют совокупность $(\Delta c_{r1}, \Delta c_{r2}, \dots, \Delta c_{rj}, \dots, \Delta c_{rk})$ отклонений параметров от номинальных значений, являющихся следствием влияния

инструментальных погрешностей и внешних факторов. С учётом введённых обозначений математическая модель формирования информационного и опорного аналоговых электрических сигналов от воздействия ЗИ j -той элементарной площадки излучателя без учёта погрешностей энергоинформационных преобразований, получена в виде:

$$u_{инфj}(\alpha, \Omega t) = P_j(c_p^0, \Delta c_p, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) F_j(\alpha, \Omega t, c_f^0, \Delta c_f, c_h^0, \Delta c_h) |_{\lambda > 8h} S_j(c_s^0, \Delta c_s, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) Z_n \quad (2.3.2),$$

$$u_{онj}(\alpha, \Omega t) = P_j(c_p^0, \Delta c_p, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) F_j(\alpha, \Omega t, c_f^0, \Delta c_f, c_h^0, \Delta c_h) |_{\lambda < h} S_j(c_s^0, \Delta c_s, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) Z_n \quad (2.3.3).$$

Суммирование воздействий потоков ЗИ всех элементарных излучателей после отражения от ПКО по всем элементарным площадкам приёмника-преобразователя позволяет на основании (2.3.2 и 2.3.3) получить информационный и опорный электрические сигналы в виде:

$$u_{инф}(\alpha, \Omega t) = \left\{ \sum_{j=1}^N P_j(c_p^0, \Delta c_p, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) F_j(\alpha, \Omega t, c_f^0, \Delta c_f, c_h^0, \Delta c_h) |_{\lambda > 8h} \sum_{k=1}^K S_k(c_s^0, \Delta c_s, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) \right\} Z_n \times \\ \times \left[\sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K \xi_{jk}(\Delta c_p, \Delta c_f, \Delta c_s) + 1 \right] + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K \psi_{jk}(\Delta c_p, \Delta c_f, \Delta c_s) \quad (2.3.4),$$

$$u_{он}(\alpha, \Omega t) = \left\{ \sum_{j=1}^N P_j(c_p^0, \Delta c_p, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) F_j(\alpha, \Omega t, c_f^0, \Delta c_f, c_h^0, \Delta c_h) |_{\lambda < h} \sum_{k=1}^K S_k(c_s^0, \Delta c_s, c_\lambda^0, \Delta c_\lambda) \right\} Z_n \times \\ \times \left[\sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K \xi_{jk}(\Delta c_p, \Delta c_f, \Delta c_s) + 1 \right] + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K \psi_{jk}(\Delta c_p, \Delta c_f, \Delta c_s) \quad (2.3.5),$$

где α - угловое положение ПКО; Z_n - сопротивление нагрузки; t - текущее время, Ω - частота вращения контролируемого элемента, ξ_{jk} - мультипликативная и ψ_{jk} - аддитивная составляющие погрешности энергоинформационного взаимодействия ЗИ с ПКО; N количество элементарных излучателей, формирующих ЗИ, K - количество элементарных приёмных элементов.

Формирование обобщённой математической модели преобразователя временного интервала в код. При построении обобщённой математической модели время-импульсного цифрового преобразователя $N(\alpha)$ необходимо учесть наиболее существенные процессы, которые влияют на точность преобразования. К ним относятся процессы генерации счётных импульсов, компарирования сигналов, логической обработки и счёта импульсов.

Выходной сигнал генератора тактовых импульсов (ГТИ) в соответствии с [6] представим в виде:

$$u_z = \begin{cases} 1 & \text{при } iT_z \leq t \leq (2i+1)\frac{T_z}{2} \\ 0 & \text{при } (2i+1)\frac{T_z}{2} \leq t \leq (i+1)T_z, \end{cases} \quad (2.3.6),$$

где $i = 0, 1, 2, \dots, N$ - номер периода колебаний ГТИ.

Временные моменты начала инкрементирования счётчика и его остановки определяются в результате сравнения информационного и опорного сигналов, определяемых выражениями (2.3.4), (2.3.5), с пороговыми напряжениями компараторов u_{n1} и u_{n2} :

$$u_{\kappa 1} = \begin{cases} 0 & \text{при } u_{\text{инф}}(t) \leq u_{n1} \\ 1 & \text{при } u_{\text{инф}}(t) > u_{n1} \end{cases} \quad (2.3.7),$$

$$u_{\kappa 2} = \begin{cases} 0 & \text{при } u_{\text{он}}(t) \leq u_{n2} \\ 1 & \text{при } u_{\text{он}}(t) > u_{n2} \end{cases} \quad (2.3.8).$$

Импульс напряжения, длительность которого пропорциональна входной измеряемой величине, определится как: $u_{\tau}(\alpha) = u_{\kappa 1} \wedge u_{\kappa 2}$. Тогда сигнал («пачка» импульсов) на входе счётчика: $u_{\text{сч}}(\alpha) = u_{\kappa 1} \wedge u_{\kappa 2} \wedge u_z$ также является функцией выражений (2.3.4) и (2.3.5). Иными словами $u_{\text{сч}} = f(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r)$.

Модель i -ой разрядной цифры двоичного счётчика /2/: $a_i^{n+1} = \overline{T^n a_i^n} + T^n \overline{a_i^n}$, где T^n - фронт или потенциальный уровень напряжения счётном входе Т-триггера, изменяющие состояние i - разряда счётчика. Учитывая, что $T^n = u_{\text{сч}}^n$, выражения для значений разрядных цифр асинхронного двоичного счётчика определяются в виде:

$$\begin{aligned} a_0^{n+1} &= u_{\text{сч}}^n \cdot \overline{a_0^n} + \overline{u_{\text{сч}}^n} \cdot a_0^n \\ a_1^{n+1} &= a_0^{n+1} \cdot \overline{a_1^n} + \overline{a_0^{n+1}} \cdot a_1^n \\ a_2^{n+1} &= a_1^{n+1} \cdot \overline{a_2^n} + \overline{a_1^{n+1}} \cdot a_2^n \\ &\dots \dots \dots \\ a_{m-1}^{n+1} &= a_{m-2}^{n+1} \cdot \overline{a_{m-1}^n} + \overline{a_{m-2}^{n+1}} \cdot a_{m-1}^n \end{aligned} \quad (2.3.9)$$

Значения разрядных цифр a_i также зависят от $(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r)$ и их можно представить в виде логических функций действительных аргументов: $a_i = \{0(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r), 1(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r)\}$.

В теории кодирования полученную кодовую комбинацию обозначают кодовым вектором \vec{a} с размерностью m : $\vec{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{m-1})$, представляемого в виде многомерного куба. Сложность интерпретации полученного результата не позволяет построить наглядные методы оценки основных метрологических эксплуатационных характеристик

ДФПП и исследовать его технические возможности. Поэтому предлагается математическую модель ДФПП дополнить уравнением преобразования идеального ЦАП, включенного на выход ДФПП. В этом случае выходной код реального ДФПП, с учётом полученных соотношений для отдельных разрядов, представляется в виде обобщённого уравнения преобразования:

$$N_p^{n+1}(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r) = u_{c_i}^n(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r) \cdot \overline{a_0^n} + \overline{u_{c_i}^n(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r)} \cdot a_0^n + \sum_{i=1}^{m-1} a_i^{n+1}(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r) \cdot 2^i \quad (2.3.10).$$

Уравнение (2.3.10) определяет весь комплекс метрологических характеристик реального ДФПП.

Приравнявая $\Delta \mathbf{c}_r = 0$, т.е. исключая влияние инструментальных погрешностей, можно получить обобщённое уравнение преобразования идеального ДФПП:

$$N_u^{n+1}(\alpha, \mathbf{c}_r^0) = u_{c_i}^n(\alpha, \mathbf{c}_r^0) \cdot \overline{a_0^n} + \overline{u_{c_i}^n(\alpha, \mathbf{c}_r^0)} \cdot a_0^n + \sum_{i=1}^{m-1} a_i^{n+1}(\alpha, \mathbf{c}_r^0) \cdot 2^i \quad (2.3.11).$$

Числовой массив значений инструментальной погрешности определения углового перемещения α может быть найден по разности: $\Delta N(\alpha) = N_p^{n+1}(\alpha, \mathbf{c}_r^0, \Delta \mathbf{c}_r) - N_u^{n+1}(\alpha, \mathbf{c}_r^0)$, которая представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых определяет значения погрешности в k -ой точке смены выходного кода, а полярность определяет её знак.

Рассмотренная математическая модель позволяет получать оценки метрологических характеристик ДФПП, включающих в себя:

- законы распределения суммарной погрешности;
- влияние на суммарную погрешность отдельных её составляющих;
- достоверность преобразований и др.

Программное моделирование $N_u(\alpha)$ и $N_p(\alpha)$ позволяет в соответствии с методикой, изложенной в [16,17] получать результаты, отображающие функции влияния отклонений отдельных параметров на результирующую погрешность преобразования.

2.4 Математическая модель ПНК параллельного преобразования

ПНК параллельного преобразования [6] представляет собой набор компараторов SU_1 - SU_n , один из входов которых подключен к источнику измеряемого сигнала, а другие – к соответствующим точкам резистивной матрицы (РМ), состоящей из $2^n = m$ одинаковых резисторов R . Это позволяет создать шкалу опорных напряжений на вторых входах

компараторов $u_i = \frac{u_0}{m}i$, где i — порядковый номер компаратора, m — общее число компараторов, u_0 — напряжение источника опорного сигнала.

Структурная схема прибора показана на рис.2.9. Выходной сигнал i -го компаратора может быть задан уравнением:

$$e_i = \begin{cases} 1 & u_x \geq u_{\text{нор}i} \\ 0 & u_x < u_{\text{нор}i} \end{cases}.$$

Если $u_x \leq i \frac{U_{\text{обр}}}{m}$, то выходные сигналы i -тых компараторов равны нулю.

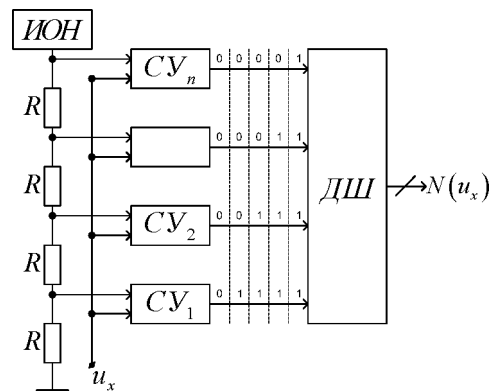


Рис.2.9 Цифровой вольтметр параллельного преобразования

При последовательном срабатывании компараторов совокупность их выходных сигналов можно интерпретировать как единичный код (ЕК) входного напряжения $e = \{e_1, e_2, \dots, e_m\}$, где $e_i = \overline{0,1}$. Особенность единичного кода заключается в том, что две любые соседние кодовые комбинации отличаются между собой только числом единиц в записи кодовой комбинации. Например, кодовые комбинации 0000,0001, 0011,0111, 1111 соответствуют десятичным числам 0,1,2,3,4.

Для получения выходного двоичного кода (ДК) удобно сначала преобразовать единичный код в единичный позиционный код (ЕПК), в соответствии с алгоритмом:

$$\begin{cases} b_i = e_i \overline{e_{i+1}}, & i = 1 \dots (m-1) \\ b_m = e_m \overline{e_0} \end{cases}$$

Отличие ЕПК от ЕК заключается в том, что каждая кодовая комбинация содержит $m-1$ ноль и одну единицу, вес которой определяется ее местом в записи кодовой комбинации. Например, десятичным числам 0,1,2,3,4 соответствуют кодовые комбинации в ЕПК: 0000, 0001,0010,0100,1000.

Таблица истинности, отражающая связь между разрядными цифрами ЕК, ЕПК и ДК, приведена ниже (табл.2.1).

С использованием таблицы истинности можно получить логические уравнения, устанавливающие связь между значениями разрядных цифр ДК и ЕПК в дизъюнктивно-нормальной форме:

$$a_0 = b_1 + b_3 + b_5 + b_7$$

$$a_1 = b_2 + b_3 + b_6 + b_7$$

$$a_2 = b_4 + b_5 + b_6 + b_7.$$

Соответствие между цифрами ЕК и ЕПК .Таблица 2.1

N_{10}	Единичный код							Единичный позиционный код							Двоичный код		
	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6	e_7	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	2^2	2^1	2^0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
3	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
5	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
6	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

Пользуясь известными правилами булевой алгебры, полученные выражения можно представить в конъюнктивно- нормальной форме:

$$a_0 = \overline{b_1 b_3 b_5 b_7}$$

$$a_1 = \overline{b_2 b_3 b_6 b_7}$$

$$a_2 = \overline{b_4 b_5 b_6 b_7}$$

Полученные логические уравнения реализуются в дешифраторе ДШ вольтметра. Порог чувствительности прибора равен порогу срабатывания младшего компаратора

$u_{пор.} = \frac{u_0}{m}$, а верхний предел измерения определяется значением опорного напряжения u_0 .

Таким образом, полученные значения разрядных цифр выходного кода выражены в виде логических функций действительных переменных, влияющих на точность работы ПНК: номиналов элементов резистивной матрицы, опорного напряжения, параметров неидеальности сравнивающего устройства. Это позволяет применить машинные методы анализа метрологических характеристик преобразователей информации, использующих в

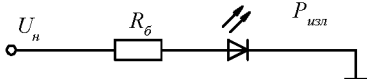
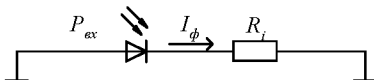
своем составе ПНК.

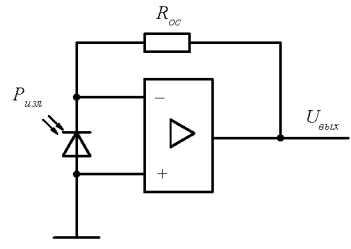
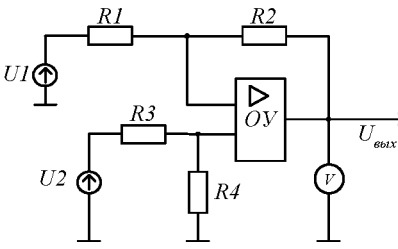
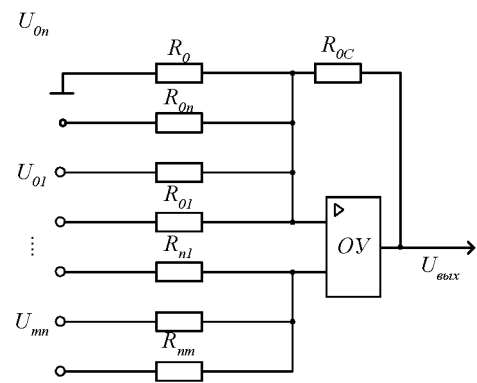
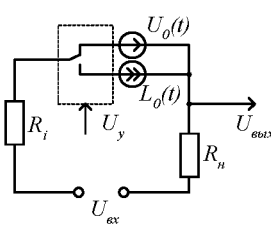
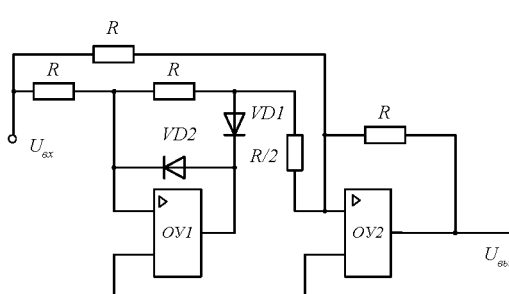
2.5 Некоторые другие частные математические модели оптоэлектронных ЦПУ

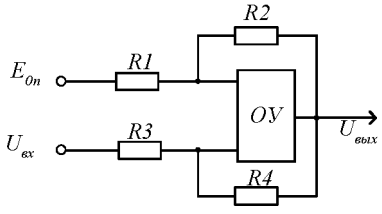
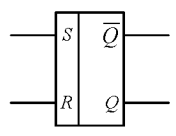
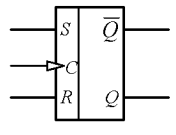
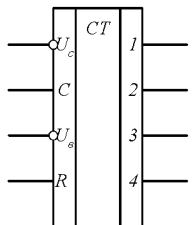
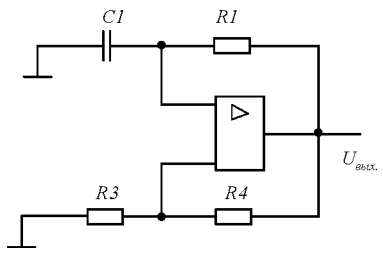
К числу наиболее типичных операций, решаемых с помощью электронных блоков ВОЦПП, относятся: преобразование оптической мощности в фототок, преобразование фототока в напряжение, масштабирование и смещение сигналов, функциональная фильтрация, суммирование и сравнение сигналов с постоянным пороговым уровнем или между собой и др.

Приведем модели этих устройств, учитывающих неидеальности используемой электронной базы. (см. таблицу 2.2)

Таблица 2.2

№ п/п	Функциональное назначение, схема	МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ
1	2	3
Аналоговые функциональные элементы		
1.	Генерация излучения. 	$P_{изл} = K_u(t) K_u(t^0) I_n P_0(t^0); *$ $K_u(t^0) = K_u(0) - K_u t^0;$ $K_u(t^0) = K_0 e^{-t/\tau};$ $P_0(t) = -P_0(0) + K_p t;$ $S_{\square}(t^0) = -\square(0) + K_{\square} t;$ $I_{\theta} = I_0 \cos \theta;$ $R_{\sigma} = R_0(1 + \square t^0).$
2.	Фотоэлектрическое преобразование. 	$I_{\phi} = S_P P,$ $S_P = f(T^0, t).$
3.	Преобразование фототока в напряжение.	$U_{вых} = I_{\phi} R_{oc} = P_{изл} S_P R_{oc};$ $U_{вых} = P_{изл} S_P R_{oc} + U_{см} + \square_{icm} R_{oc};$ $S_P = T K S_P t^0;$ $U_{см}(t) = T K e_{см} t^0;$ $\square_{ивх}(t) = T K \square_{ивх} t^0.$

		
<p>4.</p>	<p>Масштабирование и смещение сигнала.</p> 	$U_{облх} = U_2 \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{M_{сф}}\right) - U_1 \frac{R_2}{R_1},$
<p>5.</p>	<p>Суммирование аналоговых сигналов.</p> 	$U_{облх} = \left[\left(\frac{1}{R_{oc}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{oi}} \right) \left(\frac{1}{R_n} + \sum_{j=1}^m \frac{1}{R_{oj}} \right) \right] \times$ $\times \sum_{j=1}^m \frac{R_{oc} U_{эx j}}{R_{nj}} - \sum_{i=1}^n \frac{R_{oc} U_{эx i}}{R_{oi}};$ $\frac{1}{R_n} = \left(\frac{1}{R_{oc}} \right) / \left(1 - \sum_{i=1}^n K_{oi} - \sum_{j=1}^m K_{oj} \right).$
<p>6.</p>	<p>Коммутация аналоговых сигналов.*</p> 	$U_{облх} = \begin{cases} (U_{эx} - U_0) \frac{R_n}{R_n + R_3 + R_i}, & \text{при } U_y = 1 \\ \frac{U_{эx} R_n}{R_n + R_p + R_x} + i_0 R_n, & \text{при } U_y = 0 \end{cases}$
<p>7.</p>	<p>Прецизионное выпрямление сигналов.*</p> 	$U_{облх} = U_{эx} = \begin{cases} - \left[U_{эx} \frac{(R_{oc} + R_{оо1}) R_{оо1}}{R_n + R_3 + R_i} + \Delta i_{эx1} R + U_{см1} \right] \frac{2R}{R} - \frac{U_{эx} R}{R} + \\ + \Delta i_{эx2} R_{эx2} + U_{см2}, & \text{при } U_{эx} > 0 \\ - \left[U_{эx} \frac{(R_{oc} + R_{оо1}) R_{оо1}}{R_n + R_3 + R_i} + \Delta i_{эx1} R + U_{см1} \right] \frac{2R}{R} - \frac{U_{эx} R}{R} + \\ + \Delta i_{эx2} R_{эx2} + U_{см2}, & \text{при } U_{эx} < 0 \end{cases}$

<p>8.</p>	<p>Компарирование сигналов.</p> 	$U = \begin{cases} 1 \text{ при } U \geq U_{\text{ex cp}} = \frac{R2(R3+R4)}{R4(R1+R2)} U_{\text{on}} - \frac{R3}{R4} U_{\text{вых}} "1" \\ 0 \text{ при } U < U_{\text{ex onm}} = \frac{R2(R3+R4)}{R4(R1+R2)} U_{\text{on}} - \frac{R3}{R4} U_{\text{вых}} "0" \end{cases}$ <p>где: $R4 = R3 (U_{\text{вых}} "1" - U_{\text{вых}} "0") / (U_{\text{ex cp}} - U_{\text{ex onm}})$, $R3$ — входное сопротивление.</p>
<p>Цифровые функциональные элементы</p>		
<p>9.</p>	<p>RS-триггеры.</p> 	$\left. \begin{aligned} Q^{n+1}(x) &= S^n(x+1) + R^n(x) \cdot Q^n(x) \\ R^n(x) \cdot S^n(x) &= 0 \end{aligned} \right\}$
<p>10.</p>	<p>Счетный триггер.</p> 	$Q_i^{n+1}(x) = \overline{U_i^n}(x) \cdot Q_i^n(x) + U_i^n(x) \cdot \overline{Q_i^n}(x)$
<p>11.</p>	<p>Реверсивный счетчик.*</p> 	$\left. \begin{aligned} \alpha_m^{n+1}(x) &= \overline{T_m^n} \alpha_m^n(x) + T_m^n \overline{\alpha_m^n}(x) \\ \text{где } T_m^n &= U_0 \prod_{i=1}^{m-1} \alpha_i^{n+1}(x) + U_c \prod_{i=1}^{m-1} \overline{\alpha_i^{n+1}}(x) \end{aligned} \right\}$
<p>12.</p>	<p>Одновибратор.</p> 	$U(x) = \left \frac{\partial U(x)}{\partial x} \right = \delta(x - i\Delta x)$
<p>13.</p>	<p>Многоканальный коммутатор аналоговых сигналов.</p>	$u_{\text{вых}} = U_1(x) u_1(x) + U_2(x) u_2(x) + U_3(x) u_3(x).$
<p>14.</p>	<p>Многоразрядный сумматор по модулю</p>	$N_{2\Sigma}(x) = N_1(x) \oplus N_2(x) = \sum_{i=1}^n [a_i(x) \oplus b_i(x)] \cdot 2^i$

	2.	
15.	Полный сумматор.	$N_{\Sigma} = N_1(x) + N_2(x) = \sum_{i=1}^m [a_i(x) + b_i(x) + P_{i-1}] \cdot 2^i$
16.	Преобразователь кода Грея в двоичный код.	$N_{ПДК}(x) = a_m(x) \cdot 2^m + \sum_{i=1}^{m-1} [b_i(x) \oplus a_{i+1}(x)] \cdot 2^i$
17.	Преобразователь ЕПК в ПДК.*	$N_{ЕПК} = e_1, e_2, \dots, e_m, \begin{cases} e_i = 1; \\ e_{j \neq i} = 0. \end{cases}$ $\left. \begin{aligned} a_0 &= \overline{e_2 \cdot e_4 \cdot e_6 \cdot e_8 \cdot e_{10} \cdot e_{12} \cdot e_{14} \cdot e_{16}} \\ a_1 &= \overline{e_3 \cdot e_4 \cdot e_7 \cdot e_8 \cdot e_{11} \cdot e_{12} \cdot e_{15} \cdot e_{16}} \\ a_2 &= \overline{e_5 \cdot e_6 \cdot e_7 \cdot e_8 \cdot e_{13} \cdot e_{14} \cdot e_{15} \cdot e_{16}} \\ a_3 &= \overline{e_9 \cdot e_{10} \cdot e_{11} \cdot e_{12} \cdot e_{13} \cdot e_{14} \cdot e_{15} \cdot e_{16}} \end{aligned} \right\}$ $a_m(e_1 \dots e_n) = \prod_{k=0}^{2^M - 1} \prod_{j=2^m(1+2k)}^{2^M - 1 - j - 2^{m+i}(k+1) - 1} e_{jk}$ <p>$M = \overline{0, R}, R \in N, M = \log_2 q - 1, q - \text{число уровней квантования ПНК}, m - \text{номер текущего разряда выходного кода}$</p>
18.	Преобразователь напряжения в код параллельного преобразования.*	$N_{ЕК} = U_1, U_2, \dots, U_m, \begin{cases} U_i = 1, i > 0; \\ U_{j < i} = 0, i = \overline{1, m}. \end{cases}$ $u_{\text{ном}}(x) = \frac{u_o i R}{n R} = u_o \frac{i}{n}$ $U_i(x) = \text{sign}[u(x), u_{o_i}] = \begin{cases} 1 & \text{при } u(x) \geq u_o \frac{i}{n} \\ 0 & \text{при } u(x) \leq u_o \frac{i}{n} \end{cases}$ $\begin{cases} e_i(x) = U_i(x) \overline{U_{i+1}(x)} \\ e_m(x) = U_m(x) U_1(x) \end{cases}, \text{при } i = \overline{1, \dots, m-1}.$
19.	Цифро-аналоговый преобразователь с суммированием весовых коэффициентов.	$U_{KB}(x) = m \sum_i b_i(x) 2^i (1 \pm \gamma_i)$

2.6 Методы и результаты анализа метрологических характеристик АЦП по обобщенной модели

В качестве примера рассмотрим как с помощью математических моделей (2.1.13) и (2.1.14) можно теоретическими методами получать следующую информацию о свойствах проектируемого ВОЦПП.

1. Определение правильности построения функциональной схемы на стадии ее разработки. Критерий правильности функциональной схемы может быть получен с использованием математической модели идеального ВОЦП (2.1.13):

$$X_{кв\ i}^0(x) - X_{кв\ i-1}^0(x) = \Delta X_{кв}^0 = const > 0, \quad (2.6.1)$$

где: $\Delta X_{кв}^0$ — расчетный шаг квантования входного перемещения, отсчитанный по оси ординат (рис. 3), $X = 0 \dots X_{max}$.

Это означает, что для любого значения i разность между двумя последовательными отсчетами, полученными по (2.1.13) должна быть равна номинальному шагу квантования по уровню входного сигнала (единице младшего разряда выходного кода). Аналогичный критерий для реального преобразователя имеет вид:

$$X_{кв\ i+1}(x) - X_{кв\ i}(x) = \Delta X_{кв} = const > 0; \quad x_{i+1} = x_i^0 + \Delta x^0 \pm \Delta \epsilon_{i+1}, \quad (2.6.2)$$

где x_i^0 , Δx^0 — теоретические координаты смены кода и расчетный шаг квантования входного перемещения, $\Delta \epsilon_{i+1}$ — инструментальная погрешность.

2. Определение числовых характеристик погрешности воспроизведения уровней квантования $\Delta \epsilon_i$. Эта задача может быть решена двумя методами. Первый из них сводится к следующему. Продифференцируем (2.6.1) и (2.6.2) по x и результат дифференцирования представим в виде δ -функций в точках смены кода:

$$\frac{dX_{кв}^0(x)}{dx} = \delta^0(x - i\Delta x_{кв}^0) \quad (2.6.3)$$

$$\frac{dX_{кв}(x)}{dx} = \delta(x - i\Delta x_{кв}^0 + \Delta \epsilon_i), \quad (2.6.4)$$

где: $i = 0 \div 2^n$ — номер кванта выходного аналогового сигнала ЦАП, n — число разрядов выходного кода, $\Delta x_{кв}^0$ — расчетный шаг квантования по оси x (рис. 2.6).

Находя разность аргументов реальной и идеальной δ -функций во всем диапазоне преобразования, получаем массив погрешностей $\Delta \epsilon_i$ (рис.2.3, в):

$$\Delta \epsilon_i = arg \delta - arg \delta^0. \quad (2.6.5)$$

Второй способ нахождения массива погрешностей $\Delta \epsilon_i$ сводится к нахождению разности между обобщенными моделями реального и идеального преобразователей:

$$\Delta \epsilon(x) = X_{кв}(x) - X_{кв}^0(x), \quad (2.6.6)$$

Величина $\Delta \epsilon(x)$ представляет собой последовательность позиционных импульсных сигналов (рис.2.3,з), полярность которых определяет знак погрешности, а «длительность» — ее абсолютное значение. Эти методы достаточно просто реализуются на ЭВМ.

Располагая массивом погрешностей воспроизведения $\Delta\mathcal{E}_i$, можно легко рассчитать ее числовые характеристики, как случайной величины, определив ее математическое ожидание, среднеквадратическое отклонение, гистограмму распределения и другие параметры в соответствии с /3/.

3. Определение характеристик суммарной погрешности преобразования. Эта задача может быть решена путем нахождения разности между реальной функцией преобразования ВОЦП (2.1.14) и нормирующей прямой (рис.2.3, б).

$$\Delta_{\Sigma}(x) = X_{ке}(x) - m S x. \quad (2.6.7)$$

С помощью машинных методов анализа может быть рассчитана гистограмма распределения суммарной погрешности и ее числовые характеристики с учетом различных законов распределения входного перемещения.

4. Определение достоверности выходного кода $P(\Delta_{\Sigma})$ и информационной способности M выполняется путем вычисления вероятности /3/:

$$P(\Delta_{\Sigma}) = P(|\Delta_{\Sigma}| \leq \frac{360}{2^{N+1}}), \quad (2.6.8)$$

тогда:

$$M = P(\Delta_{\Sigma}) \cdot N, \quad (2.6.9)$$

где: N — расчетное значение информационной емкости ВОЦП [бит].

5. Определение функций влияния конструктивных и внешних факторов выполняется путем многократного вычисления с. к. о. результирующей погрешности при изменении какого-либо конструктивного или внешнего фактора в заданном диапазоне. При этом нетрудно получить графические зависимости с. к. о. суммарной погрешности от изменения какого-либо параметра:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Delta_{k_i}} &= f(\Delta_{k_i}) \\ \sigma_{\Delta_{B \Rightarrow \Phi_i}} &= f(\Delta_{B \Rightarrow \Phi_i}) \end{aligned} \right\}, \quad (2.6.10)$$

и на их основе рассчитать коэффициенты влияния погрешностей отдельных блоков и ВЭФ на результирующую погрешность ВОЦП по выражениям

$$A_i = \beta \frac{\partial \sigma}{\partial \Delta_{k_i}}; A_i^* = \beta \frac{\partial \sigma}{\partial \Delta_{B \Rightarrow \Phi_i}}, \quad (2.6.11)$$

где: β — коэффициент относительного рассеяния, зависящий от вида закона распределения погрешности. Или, в относительных единицах:

$$A_i = \beta_k \frac{\partial \sigma}{\partial \Delta_{k_i}} \frac{K_{iH}}{X_H}; A_i^* = \beta \frac{\partial \sigma}{\partial \Delta_{B \Rightarrow \Phi_i}} \frac{B \Delta \Phi_{iH}}{X_H}, \quad (2.6.12)$$

где: K_H, X_H — номинальные значения параметра и перемещения.

Отметим, что методы анализа характеристик ВОЦПП в динамическом режиме практически не отличаются от изложенных выше.

Таким образом, разработанные математические модели (2.1.13, 2.1.14, 2.1.15) обладают максимальным уровнем общности, так как в них одновременно учитываются параметры, характеризующие статический и динамический режимы работы преобразователей. Основные их преимущества перед известными моделями заключаются в том, что они позволяют количественно оценить влияние на результирующую погрешность преобразования множества инструментальных погрешностей измерительного тракта, вида логического алгоритма формирования выходного кода, конструктивных особенностей применяемых оптических модуляторов, а также вида ЗР входного перемещения и скорости изменения входной величины. Кроме того, они позволяют учесть процессы временной деградации радиоэлектронных компонентов и износа кинематических узлов ВОЦПП и на этой основе прогнозировать моменты наступления метрологических отказов.

По глубине, объему и достоверности получаемая с их помощью информация сравнима только с физическим экспериментом. Это позволяет создать качественно новое информационное обеспечение проектных и опытно-конструкторских работ по созданию широкого класса цифровых преобразователей перемещений. Высокая степень общности рассмотренного подхода к математическому моделированию ЦПП позволяет с успехом распространить его на цифровые преобразователи других физических параметров, например, давления жидкости и газа, температуры, объема, расхода веществ и других.

2.7 Примеры использования математических моделей для анализа метрологических характеристик ВОЦПП

При моделировании интегральных точностных и информационных характеристик волоконно-оптических цифровых преобразователей перемещений (ВОЦПП), первостепенное значение имеет погрешность воспроизведения уровней квантования E_B /3/. Множество значений погрешности E_{Bi} , каждое из которых представляет собой разность между соответствующими реальными и теоретическими координатами смены значений кода, по всей совокупности градаций ВОЦПП представляет собой генеральную совокупность случайных значений этой погрешности. Однако, моделирование функций преобразования во всем диапазоне изменения угла, с учетом инструментальных погрешностей и внешних эксплуатационных факторов (ВЭФ), и определение всех

действительных угловых координат смены значений кода, является весьма трудоемкой задачей, требующей для получения необходимой информации больших машинного времени даже при использовании современных персональных компьютеров. Поэтому важной задачей является разработка методики ускоренного моделирования точностных и информационных характеристик на основе метода выборочного контроля, разработанного для поверочных испытаний (ЦПУ) /8/. Согласно данной методике, генеральная совокупность погрешности E_B для ОЦПП с информационной емкостью N разбивается на N_B равных серий, причем $N_B = 2^k$ ($k < n$), где n — информационная емкостьверяемого ВОЦПП. Затем из каждой серии простым равновероятным случайным отбором выбирают по одному номеру координаты смены значений кода. После этого вычисляют присущее этой координате значение погрешности E_B . В качестве критерия представительности выборки предлагается обобщенный информационно-вероятностный критерий в виде достоверности кода:

$$P(E_B) = \int_{-0,5q}^{+0,5q} f(e_B) de_B \left[1 - \int_{-1,5q}^{-0,5q} f(e_B) de_B \right] \left[1 - \int_{0,5q}^{1,5q} f(e_B) de_B \right],$$

где $f(e_B)$ — плотность распределения вероятностей погрешности e_B ,

$q = 360/N$ — величина расчетного кванта, N — общее число уровней квантования, $N = 2^n$,

n — число разрядов выходного кода ВОЦПП.

Если статистические свойства выборки N_B эквивалентны статистическим свойствам генеральной совокупности значений E_B , то достоверность кода, вычисленная по выборке $P'_B(E_B)$, совпадает с достоверностью кода $P(E_B)$, найденной по генеральной совокупности:

$$P'_B(E_B) = P(E_B).$$

На практике, обычно, $P'_B(E_B) \neq P(E_B)$. Это несоответствие может быть охарактеризовано предельной относительной погрешностью нахождения достоверности с доверительной вероятностью 0,99:

$$\gamma_{P_{0,99}} = \frac{P'_B(E_B) - P(E_B)}{P(E_B)} = \frac{\Delta P(E_B)}{P(E_B)}$$

На рис. 2.10 приведен график зависимости объема выборки N_B от допустимой погрешности $\gamma_{P_{0,99}}$.

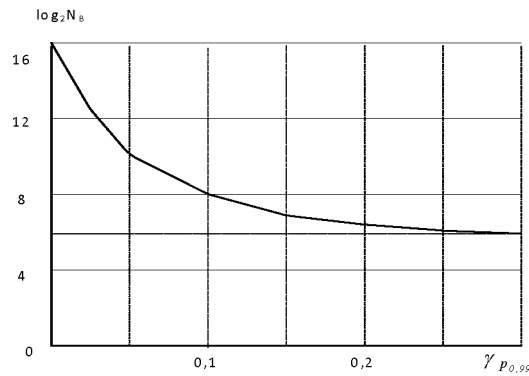


Рис.2.10 График зависимости объема выборки N_B от допустимой погрешности определения достоверности выходного кода с доверительной вероятностью 0,99

Из анализа результатов исследований /8/ следует:

- точность определения достоверности кода увеличивается по мере роста объема выборки N_B ;

- максимальный объем выборки, соответствующий погрешности $\gamma_{P_{0,99}} = 0,05$, составляет 1024 значения из генеральной совокупности. При этом закон распределения вероятностной величины $P'(E_B)$ близок к нормальному с минимальной дисперсией; точность определения $P'(E_B)$ практически не зависит от вида законов распределения погрешностей E_B и E_{KB} ;

- различие оценок мало и на практике им можно пренебречь.

Приведенные выводы могут служить теоретическим обоснованием методики выборочного моделирования точностных и информационных характеристик ВОЦПП. Переходя от «сплошного» моделирования функции преобразования ВОЦПП по обобщенной математической модели с последующим расчетом погрешностей E_{B_i} и обработкой результатов по методике /17/, к моделированию функции преобразования в N_B точках диапазона преобразования, можно получить корректные, в статистическом смысле, оценки точностных и информационных характеристик при существенном сокращении затрат машинного времени.

Моделирование двухотсчетных преобразователей должно осуществляться с учетом алгоритма согласования отчетов. Пусть, например, ВОЦПП содержит каналы грубого ($ГО$) и точного ($ТО$) отчетов, выполненных по принципу абсолютного отсчета и схему согласования позиционного типа /18/. Моделирование в этом случае производится в два этапа. На первом этапе выборочно моделируется канал ГО (маска кода Грея) в

соответствии с описанной выше методикой. Поскольку схема согласования отсчетов обрабатывает ошибки рассогласования в пределах $\pm 0,25x_0$, где x_0 — период изменения сигнала в младшем разряде ГО, то основной целью моделирования ГО является установление границ изменения погрешности воспроизведения уровней квантования $\Delta_{ВГО}$, которые не должны превышать $\pm 0,25x_0$, т. е.:

$$|\max\{\Delta_{Bi}\}| < 0,25x_0. \quad (2.7.1)$$

Если условие (2.7.1) не выполняется, то это означает, что в математическую модель заложены недопустимо большие значения отклонений конструктивных и эксплуатационных параметров, которые необходимо скорректировать в сторону их уменьшения. Если условие (2.7.1) выполнено, то в этом случае смена значений кода в ГО логически жестко привязана к изменениям кода в ТО. И поэтому в данном случае ни канал ГО, ни схема согласования отсчетов не влияют на погрешности воспроизведения уровней квантования всего ВОЦПП. Она определяется лишь погрешностью воспроизведения кода ТО.

Целью математического моделирования является получение функций влияния конструктивных и внешних факторов на с.к.о., математическое ожидание и вид закона распределения ($ЗР$) результирующей погрешности ($РП$) воспроизведения уровней квантования ВОЦПП.

Учитывая большой объем информации, необходимый для получения массива погрешностей воспроизведения и его статистической обработки были разработаны компьютерные программы на алгоритмическом языке *Turbo Pascal* /17/. В качестве объектов моделирования были выбраны ВОЦПП с различными способами формирования выходного кода – накапливающий, шкальный (код Грея), нониусный интерполятор и двухотсчетный преобразователь. В двухотсчетном преобразователе канал ГО выполнен на основе 6-разрядной маски инверсного кода Грея, а ТО – на основе формирования и цифровой обработки кусочно-линейного вида $y=|x|$. Коды ГО и ТО согласуются с помощью асинхронной схемы согласования отсчетов, обрабатывающей ошибки рассогласования в пределах $\pm 0,25$ периода старшего разряда ТО /18/.

Алгоритмы построения программ моделирования каналов ГО и ТО приведены на рис. 2.11, 2.12.

В результате проведенных расчетов получено функции влияния и гистограммы, отражающих количественное влияние комплекса конструктивных и внешних факторов на

параметры РП. Показательными в этом плане являются результаты моделирования двухотсчетного ВОЦП.

Вначале рассмотрим результаты моделирования, подтверждающие корректность построения компьютерной версии обобщенной математической модели. Выберем в качестве «тестовых» факторов такие, для которых функции влияния и вид ЗР известен по результатам опубликованных ранее теоретических и экспериментальных исследований. К ним относятся: 1) ошибка углового положения идеального СЭ относительно идеальной кодовой дорожки с равновеликими прозрачными и экранирующими участками (рис.2.13; 2.14), 2) влияния эксцентриситета кодового диска в зависимости от радиуса дорожки R (рис.2.15, 2.16), 3) биения подшипников (рис.2.17, 2.18), 4) влияния аддитивной составляющей аналогового сигнала на входе ПНК (рис.2.19, 2.20).

Из анализа (рис.2.13) следует, что изменение углового положения СЭ в пределах $\pm 50''$, при идеальных размерах СЭ и КД, с.к.о. РП составляет $0,27 \dots 0,28''$ (рис.2.13, а), а математическое ожидание изменяется от минус $50''$ до $+50''$, что полностью

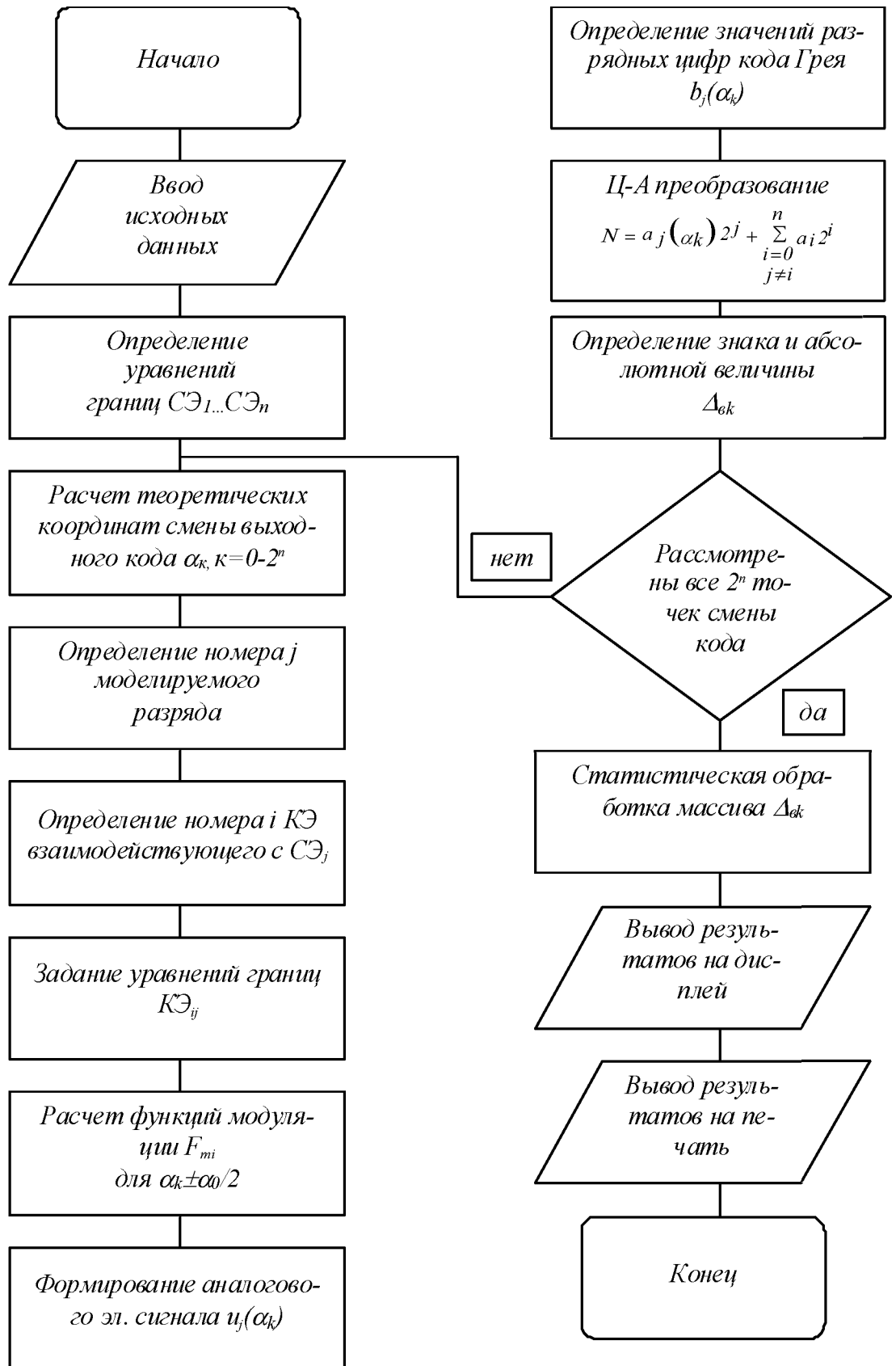


Рис.2.11. Алгоритм построения программы моделирования ВОЦПП на основе n -разрядной маски кода Грея

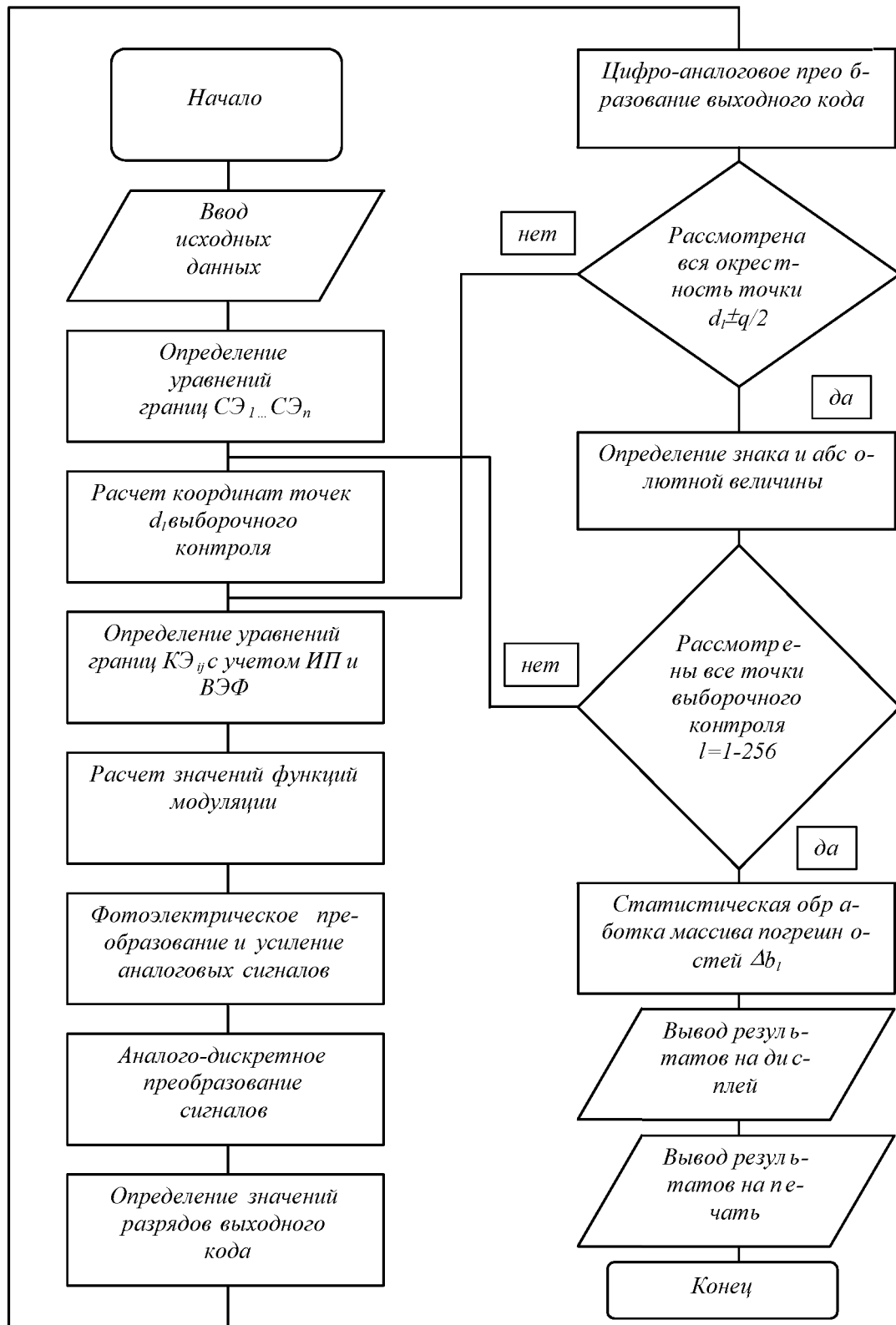


Рис.2.12 Алгоритм построения программы выборочного моделирования результирующей погрешности интерполяционных каналов ВОЦП.

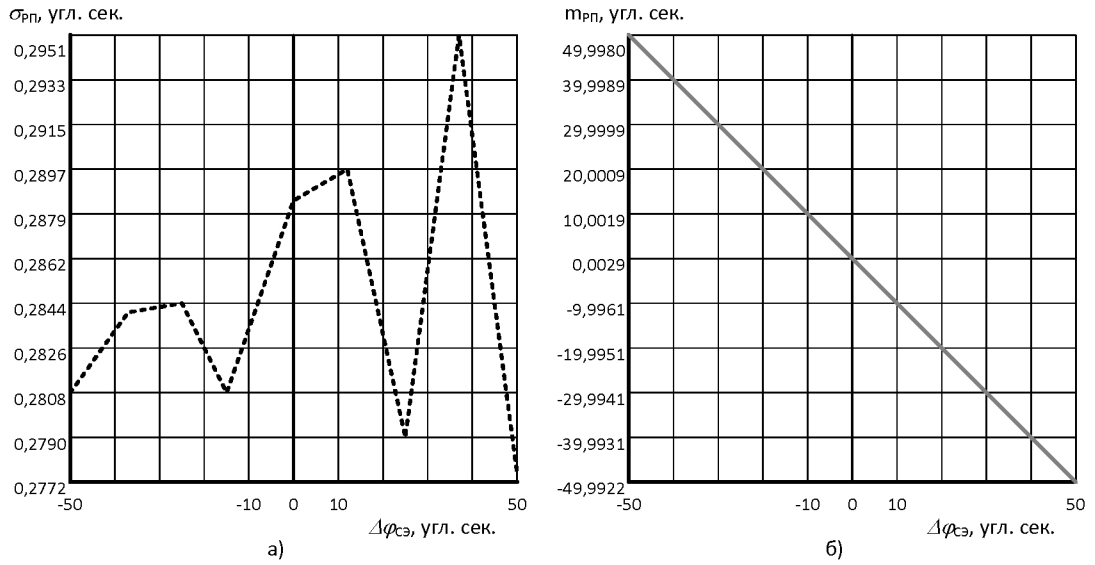


Рис.2.13. Функции влияния ошибки углового положения идеального СЭ относительно идеальной кодовой дорожки $\Delta\varphi_{СЭ}$ на С.К.О. (а) и математическое ожидание (б) РП.

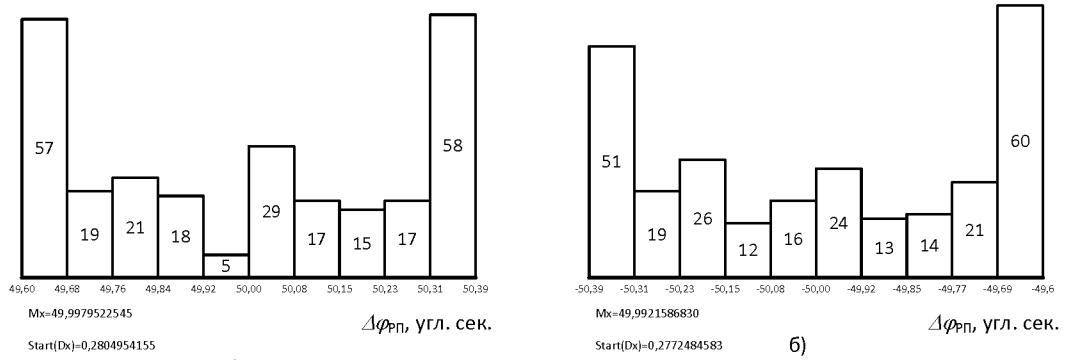


Рис.2.14. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для различных значений $\Delta\varphi_{СЭ}$

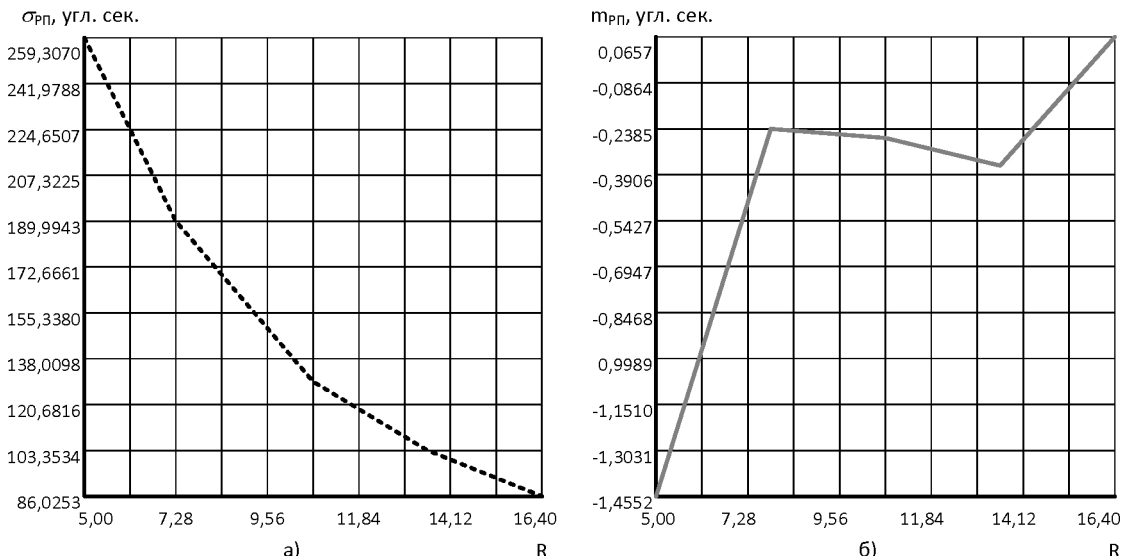


Рис.2.15. Функций влияния ошибки от эксцентриситета кодовой дорожки $\Delta\varphi_{ЭК}$ в зависимости от ее радиуса R ($\varepsilon=0,01$ мм) на С.К.О. (а) и математическое ожидание (б) РП.

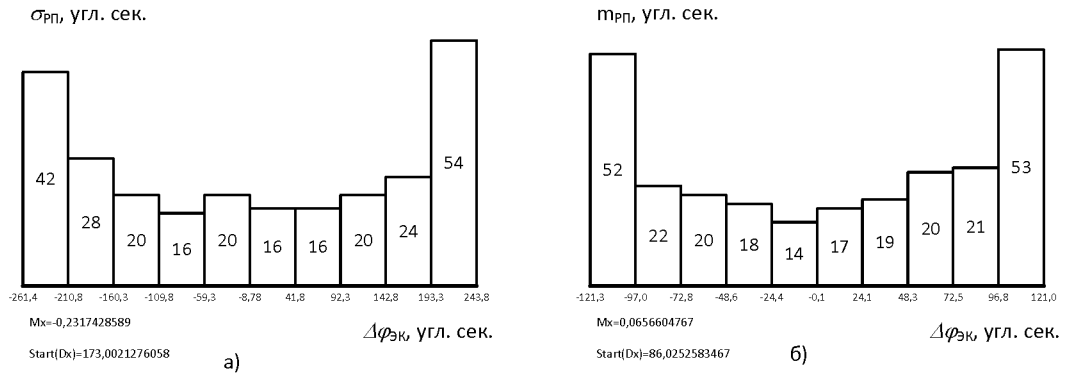


Рис. 2.16. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для различных значений R

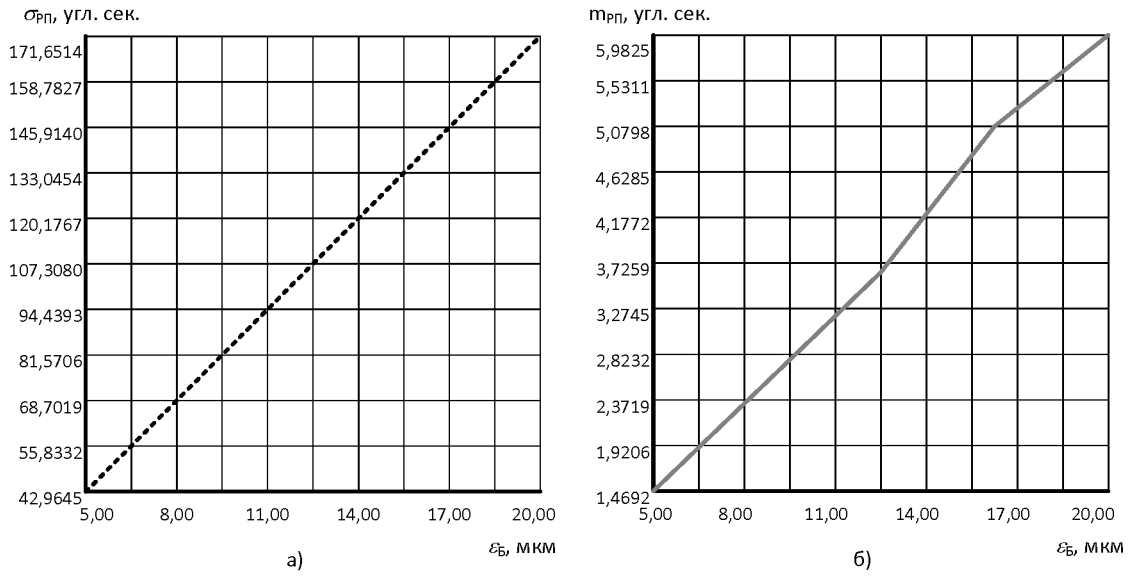


Рис.2.17. Функции влияния амплитуды ε_B биений подшипников $\Delta\varphi_B$ на С.К.О. (а) и математическое ожидание (б) РП.

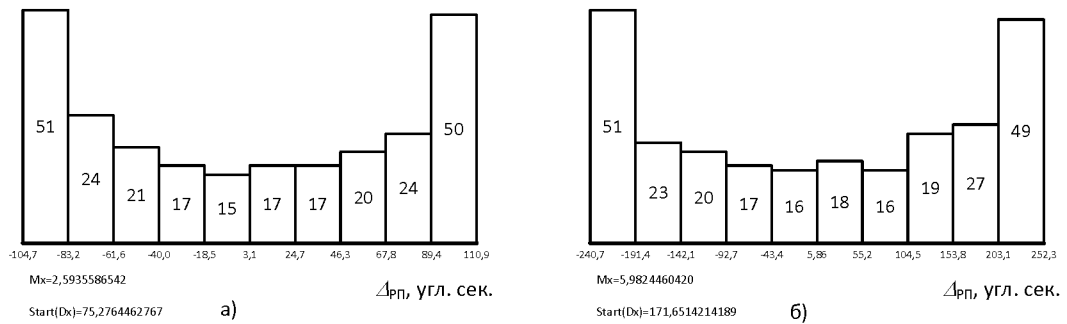


Рис.2.18. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для различных значений ε_B

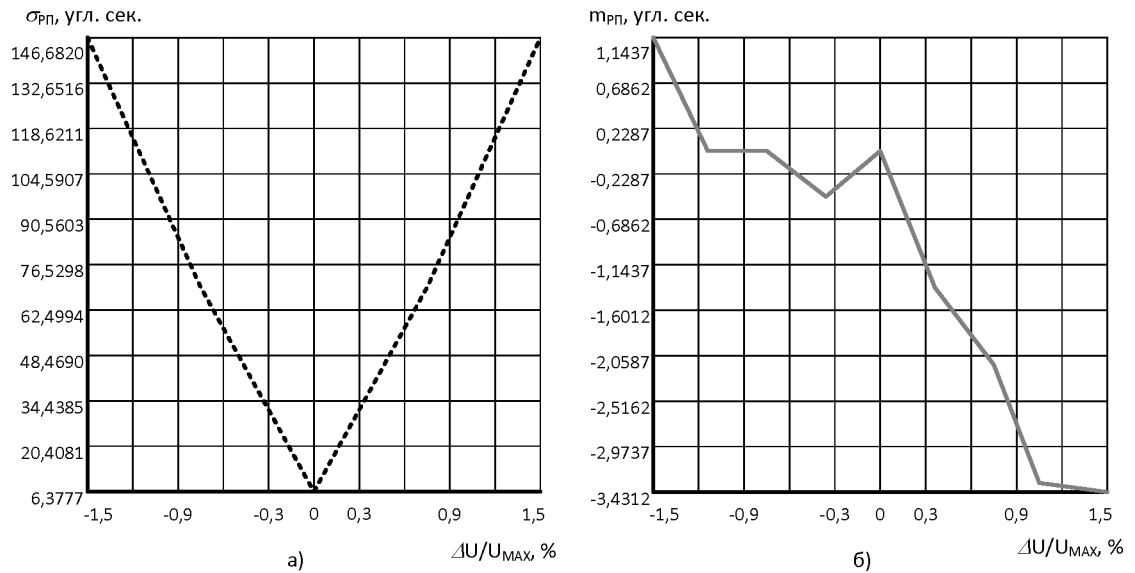


Рис.2.19. Функции влияния аддитивной составляющей аналогового сигнала на входе компаратора на С.К.О. (а) и математическое ожидание (б) РП (в % от U_{MAX}).

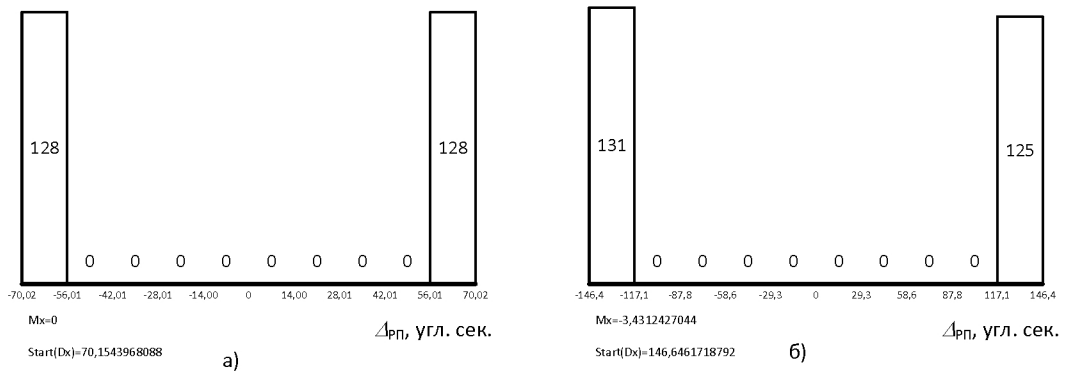


Рис.2.20. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для различных значений аддитивной составляющей сигнала

соответствует физическим представлениям о характере формирования данной погрешности. Вид гистограммы распределения случайной составляющей погрешности (рис.2.14) не имеет в данном случае существенного значения, поскольку область ее определения не превышает $1''$, что обусловлено, в основном, погрешностью вычислений.

Влияние эксцентриситета на погрешность формирования выходного кода может быть описано функцией влияния вида $\Delta\alpha \approx \arcsin(\varepsilon/R)$, что совпадает с характером зависимости на (рис.2.15, а). При этом вид ЗР от погрешности эксцентриситета имеет ярко выраженный арксинусоидальный характер (рис.2.16, а, б), что подтверждено многочисленными исследованиями [3,8,5].

Функция влияния биений подшипников линейно зависит от абсолютной величины вектора биений $|\varepsilon_\delta|$ (рис.2.17, а). При больших значениях этого вектора довольно существенной становится и систематическая составляющая (при $|\varepsilon_\delta| = 20$ мкм, $m_{\Delta\alpha} \approx 6''$), (рис.2.17, б). Характер закона распределения погрешности, в данном случае, также носит

арксинусоидальный характер, что является характерным для данного вида погрешностей (рис.2.18).

Влияние аддитивной составляющей аналогового сигнала на входе ПНК задавалось в процентах от амплитудного значения сигнала u_m . Функция влияния на с.к.о. (рис.2.19, а) имеет вид $y = |x|$ в диапазоне изменения аддитивной составляющей $\pm 1,5\%$ от u_m . Функция влияния аддитивной помехи на $m_{\Delta\alpha}$ (рис.2.19, б) имеет падающий характер в диапазоне изменения $m_{\Delta\alpha}$ от $1,14''$ до минус $3,43''$. Вид ЗР имеет дискретный бимодальный характер (рис.2.20). Это объясняется тем, что при смещении сигнала $u(x)$ относительно разрядной сетки ПНК в пределах $\pm 1,5\%$ не происходит срабатывания одного или нескольких компараторов, настроенных на порог срабатывания в районе $u \approx 0$ или $u \approx u_m$. «Вес» отсутствующих единиц в единичном коде проявляется в числовой оценке с.к.о. и виде ЗР.

Таким образом, разработанные математические модели дают результаты, хорошо согласующиеся с данными экспериментальных и теоретических исследований, что является одним подтверждений достоверности полученных данных.

С практической точки зрения, важной является задача получения количественных оценок влияния конструктивных особенностей кодового диска и алгоритма формирования выходного кода на статистические характеристики результирующей погрешности. Это связано с тем, что данный вопрос до сих пор теоретически не исследовался. Анализ погрешностей сводился к расчету погрешностей аналоговых сигналов, а погрешности, вносимые логическим алгоритмом формирования выходного кода, не учитывались. В этом плане представляют интерес результаты расчета РП для четырех типов ВОЦПП с различными конструкциями кодовых дисков, схематично показанных на рис.2.21.

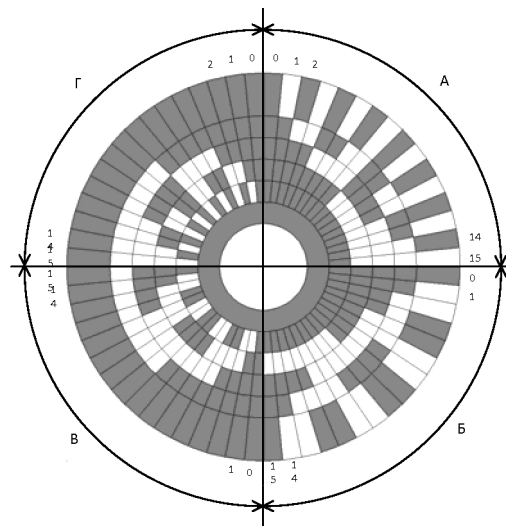


Рис.2.21. Варианты конструктивного исполнения кодовых дисков

Сектор A представляет собой фрагмент кодовой маски натурального двоичного кода, у которой младшая дорожка расположена на максимальном радиусе ($R_{MAX} = 17,4$ мм), сектор Γ — маска двоичного кода, у которой младшая дорожка расположена на минимальном радиусе ($R_{MIN} = 6,5$ мм), сектора B , B — маски кода Грея с аналогичным порядком расположения кодовых дорожек на тех же радиусах.

Исходными данными для расчетов являются: ошибка нанесения радиальных границ $\Delta\gamma = \pm 60''$ при равномерном ЗР, модуль вектора эксцентриситета $KД \quad |\vec{\varepsilon}| = 14$ мкм, фаза эксцентриситета $\Theta_{\ominus} = 45^\circ$. Результаты расчетов представлены на рис.2.22 — 2.23.

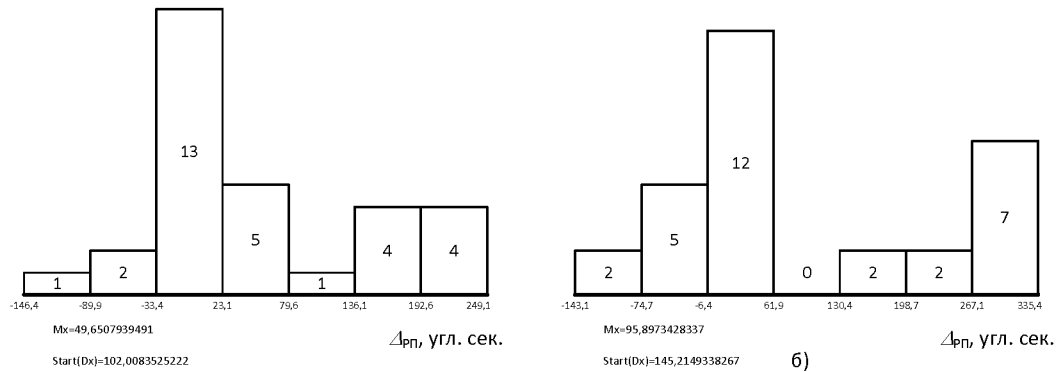


Рис.2.22. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для двоичной маски типа А (а) и типа Д (б)

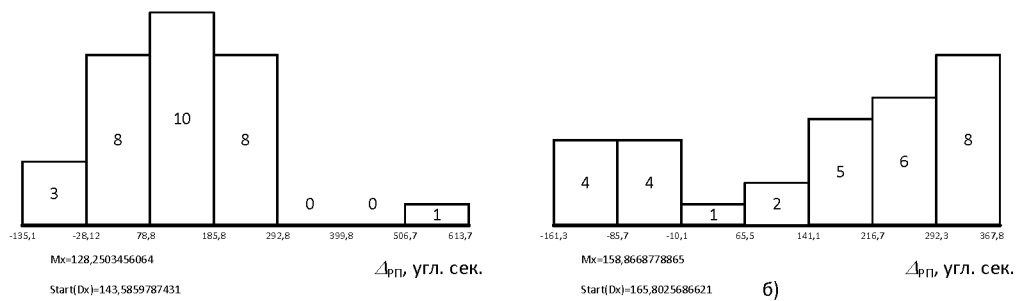


Рис.2.23. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для маски кода Грея типа В (а) и типа С (б)

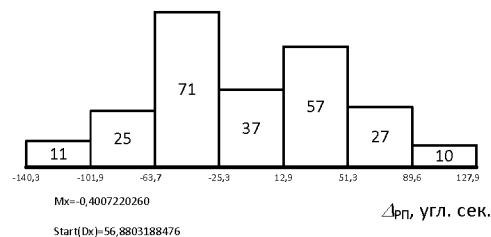
Из приведенных графиков видно, что, преобразователь с кодовой маской (сектор A) имеет математическое ожидание и с.к.о. меньше, чем преобразователь (сектор Γ). Аналогичный вывод следует из сравнения результатов расчета преобразователей B и B . Этот факт объясняется, очевидно, зависимостью на рис.2.15, согласно которой влияние эксцентриситета уменьшается с увеличением радиуса дорожки.

Причем этот эффект сильнее выражен у преобразователей A и Γ ($\sigma_A/\sigma_\Gamma \approx 0,7$), чем у преобразователей B и B ($\sigma_B/\sigma_B \approx 0,87$). Это обусловлено тем, что у преобразователей типа A и Γ вид ЗР погрешности определяется только погрешностью младшей дорожки, в

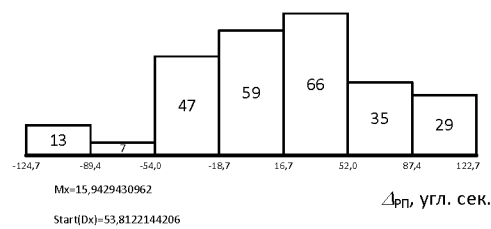
преобразователях типа B и B — всеми дорожками одновременно. В первом случае B большее число границ смены кода формируется дорожками с меньшими радиусами, а в случае B — наоборот. Количественно влияние логического алгоритма можно оценить отношениями $\sigma_A/\sigma_B \approx 0,7$ и $\sigma_I/\sigma_B \approx 0,88$.

Таким образом, предложенная обобщенная модель впервые позволила теоретическими методами количественно оценить метрологические свойства конструктивных и алгоритмических решений ВОЦПП.

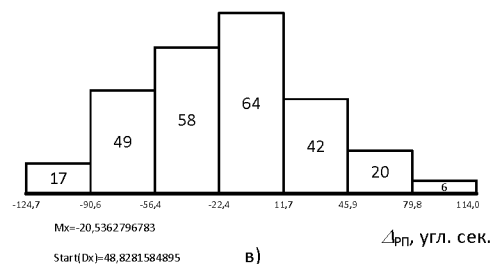
Графики на рис.2.24, a — $в$ иллюстрируют влияние на результирующую погрешность вида ЗР вероятности входного угла для 12-разрядного преобразователя.



а)



б)



в)

Рис.2.24. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП приравномерном ЗР входного угла (а), арксинусоидальном ЗР входного угла (б), при нормальном ЗР входного угла (в)

Исходными данными для расчета являются:

1. Ортогональные составляющие суммарного вектора эксцентриситета СЭ $\Delta x_Э = \Delta y_Э = 3$ мкм.
2. Погрешность нанесения радиальных границ СЭ $\pm 24,3$ угл. сек.
3. Ошибка нанесения радиальных границ КЭ ± 25 угл. сек. (закон распределения погрешности – равномерный).

4. Эксцентриситет КЭ на валу $\Delta x_B = \Delta y_B = 3$ мкм.
5. Радиальные биения подшипников 2 мкм.
6. Погрешность коэффициента передачи ВОЛС – 0,4%.
7. Дрейф нуля УПТ +0,5%
8. Торцевое биение КЭ $\beta_m = 0,02$.
9. Неплоскостность КЭ $\alpha_m = 0,01$.

Из рисунков видно, что закон распределения входного угла влияет одновременно на вид ЗР результирующей погрешности, ее математическое ожидание и с.к.о. При равномерном распределении входного угла, соответствующем условиям поверочных испытаний, матожидание равно 0, а вид ЗР близок к нормальному. В то же время с.к.о. в этом случае максимально (56,78 угл. сек.). При арксинусоидальном и нормальном распределениях входного угла появляется систематическая составляющая результирующей погрешности, а форма ЗР существенно отличается от гауссовского (особенно для арксинусоидального ЗР). В то же время с.к.о. несколько меньше, чем для равномерного ЗР входного угла. Все это говорит о том, что в реальных условиях эксплуатации, когда ЗР входного угла отличается от равномерного, метрологические характеристики ВОЦПП могут довольно существенно (на 5 — 10 %) отличаться от паспортных значений, полученных в ходе поверочных испытаний. По полученным данным построены графики зависимостей с.к.о. и $m_{\Delta\alpha}$ для различных значений энтропийных коэффициентов ЗР входного перемещения (рис.2.25).

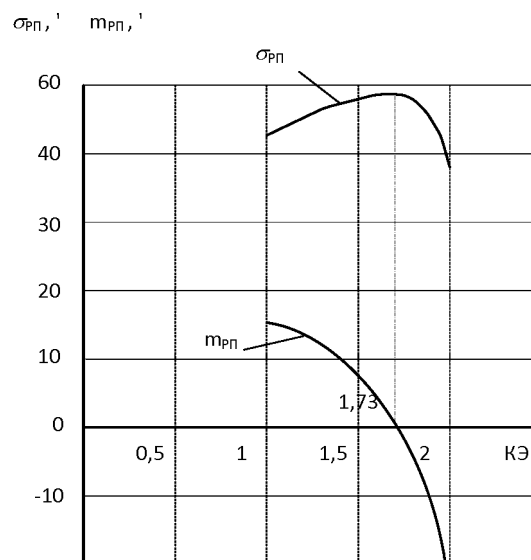


Рис. 2.25. Зависимости $\sigma_{рп}$ и $m_{рп}$ от энтропийного коэффициента ЗР входного перемещения.

Особый интерес представляет собой сам факт появления систематической составляющей погрешности, которая имеет существенное значение для таких ответственных изделий, как системы наведения и сопровождения цели. Введение поправки, в соответствии с полученным значением математического ожидания, позволяет повысить эффективность применения таких систем.

Важным, с практической точки зрения, является анализ влияния флуктуаций коэффициента передачи ВОЛС на результирующую погрешность. Учитывая большое число влияющих факторов, этот анализ выполнен для отклонений от нормированного коэффициента передачи ВОЛС в пределах $\pm 2\%$. Результаты расчета приведены на рис.2.26, 2.27.

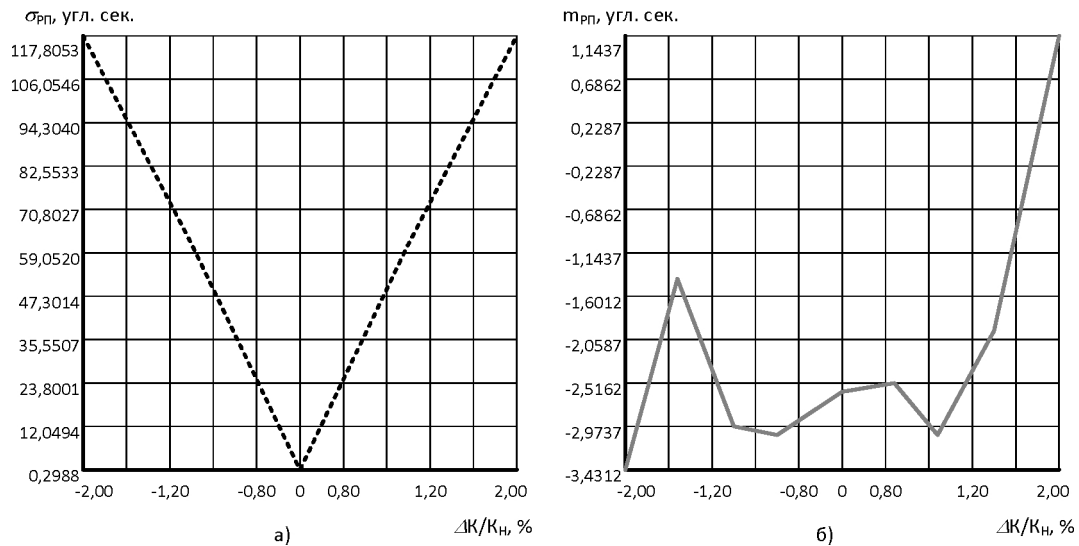


Рис.2.26. Функции влияния аднестабильности коэффициента передачи ВОЛС на С.К.О. (а) и математическое ожидание (б) РП (в % от $K_{ВОЛС} = 1$).

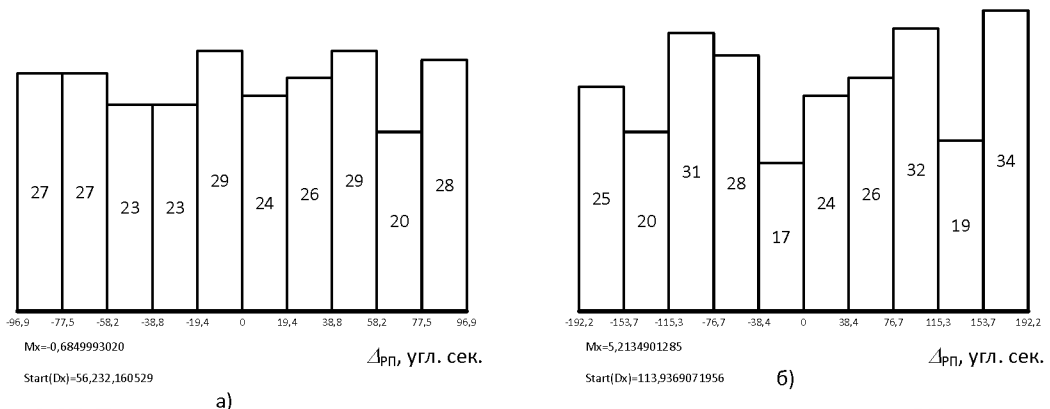


Рис.2.27. Типовые гистограммы распределения и числовые характеристики РП для различных отклонений коэффициента передачи ВОЛС

Графики на рис. 2.27 представляет собой функции влияния приращения коэффициента передачи на с.к.о. и мат. ожидание результирующей погрешности. Из графиков видно, что крутизна функции влияния составляет $57,5$ угл. сек / %; Пользуясь

зависимостями коэффициента передачи ВОЛС от температуры и радиации рис. 2.28 — 2.30, можно показать, что 50 %-е падение коэффициента передачи, которое может быть отработано системой его автоматической стабилизации, происходит при температуре +150 °С и дозе поглощенного γ -излучения 10^5 рад при длине оптического кабеля 1 км.

С уменьшением длины ВОЛС эти цифры значительно возрастают. Так, при длине ВОЛС 0,1 км, снижение ее энергетического КПД при дозе излучения 10^6 рад составляет всего 8 %, а при температуре +300 °С — 25 %. Суммарное снижение коэффициента передачи составляет около 27 %. Учитывая возможности схемы автостабилизации ВОЛС, на все остальные факторы нестабильности, в том числе вибрацию и старение элементов, отводится 23 % от номинального коэффициента передачи, что вполне достаточно для работы в условиях вибронагрузок, предусмотренных ГОСТ 26242-84 на цифровые преобразователи перемещений. Общие технические условия: (амплитуда вибрации $A < 0,1$ мм, частота 25 Гц).

В результате экспериментальных исследований установлено, что при амплитуде вибрации $0,8a$ (a — радиус световода) и частоте механических колебаний 700 Гц глубина модуляции оптического сигнала составляет около 5 %. Максимальные значения глубины модуляции достигаются на частотах, соответствующих резонансу участка световода между двумя точками крепления. Данный эффект обусловлен появлением дополнительных макро- и микротрещин в световоде, которые определяются амплитудой и формой механического воздействия.

В частном случае, при гармоническом механическом воздействии на световод, изменение радиуса изгиба можно записать в виде /17/:

$$R_{изг} = R_H \{ 1 + [A \cos(l/R_H) / 1 - \cos(l/R_H)] \cos[(\pi a / 4l^2) (\sqrt{E_{Ю} / \rho}) t] \},$$

где: R_H — начальный радиус изгиба, A — амплитуда вибрации, a — радиус световода, l — длина световода между точками крепления, $E_{Ю}$ — модуль Юнга, ρ — плотность материала световода.

Выражение под знаком косинуса определяет частоту собственных колебаний световода $f_{PEЗ} = a / 8l^2 (\sqrt{E_{Ю} / \rho})$; При $l = 1$ м, $a = 8$ мм, $E_{Ю} = 70$ ГПа, $E_{Ю} = 2,2 \cdot 10^3$ кг/м³; $f_{PEЗ} = 220$ Гц.

Обычно $l / R_H \ll 1$, тогда $R_{изг} = R_H + A$; В этом случае при $R_H = 100$ мм,

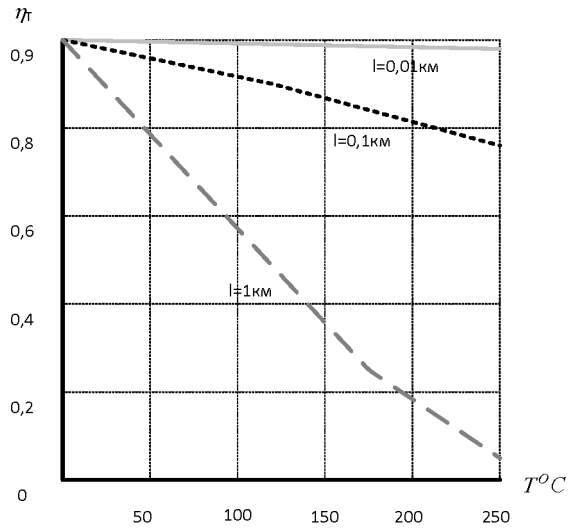


Рис.2.28. Зависимость коэффициента передачи ВОЛС от температуры ВОЦПП

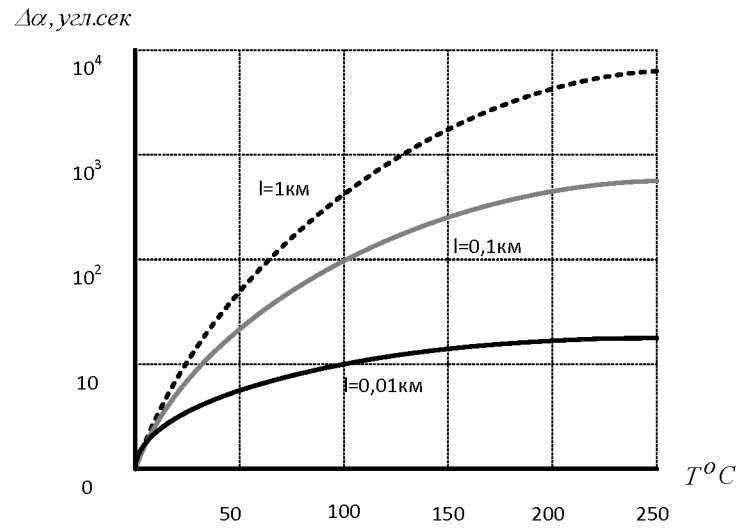


Рис.2.29. Зависимость погрешности ВОЦПП от температуры

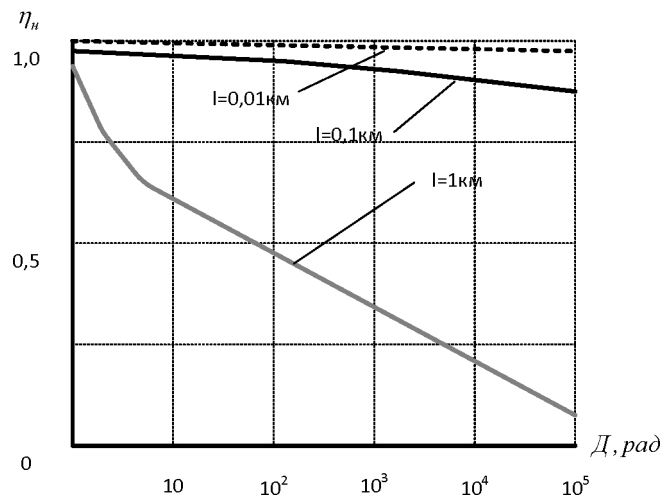


Рис.2.30. Зависимость коэффициента передачи ВОЛС от поглощенной дозы γ -излучения

энергетические потери не превышают 0,3 дБ. Очевидно, что амплитуда вибрации в пределах 0 — 0,5 мм не приведет к заметному изменению энергетических потерь в ВОЛС, хотя и может повлиять на метрологические характеристики ВОЦПП. Для повышения устойчивости ВОЦПП к механическим воздействиям могут быть успешно применены методы виброизоляции и защиты с использованием демпферов из металлорезины /25/.

2.8 МЕТОДЫ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОЦЕНКИ ДОСТОВЕРНОСТИ ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УГЛА

Достоверность аналого-цифрового преобразования относится к числу важнейших интегральных показателей точности цифровых преобразователей угла (ЦПУ), характеризующих степень соответствия метрологических характеристик реального n -разрядного преобразователя метрологическим характеристикам идеального n -разрядного квантователя. Задача оценки достоверности часто возникает как на этапе формирования прогнозных оценок достоверности вновь разрабатываемых конструкций ЦПУ, так и на этапе метрологической аттестации реальных преобразователей на различных стадиях их экспериментальной доводки – от макетных образцов до серийных изделий. Рассмотрим новый подход к оценке достоверности, основанный на использовании обобщенной математической модели аналого-цифрового преобразования, позволяющий перейти от рассмотрения многоразрядного цифрового сигнала на выходе ЦПУ к анализу аналогового квантованного сигнала с эквивалентными информационными и метрологическими свойствами.

Способ оценки достоверности преобразования ЦПУ с использованием их обобщенной математической модели /19/.

В самом общем случае числовой эквивалент измеряемого сигнала на выходе любого АЦП равен:

$$N(x) = \sum_{i=1}^n a_i(x)q_i, \quad (2.8.1)$$

где $a_i(x)$ - значения разрядных цифр выходного кода, представляющие собой логические функции непрерывного аргумента – измеряемой величины x , $a_i(x) = \overline{0,1}$, q_i - значение весового коэффициента, n – число разрядов преобразователя.

В состав любого ЦПУ входят аналоговые, аналого-цифровые и логические функциональные элементы. В гл.2 показано, что обобщенная математическая модель ЦПУ может быть представлена в виде:

$$N_p(x) = \sum_{i=1}^n F_i[\mathbf{V}(x, \mathbf{c}^0, \Delta \mathbf{c})] q_i, \quad (2.8.2)$$

где: \mathbf{c}^0 -совокупность номинальных значений конструктивных параметров, $\Delta \mathbf{c}$ -совокупность отклонений конструктивных параметров от номинальных значений, \mathbf{V} -совокупность выходных сигналов реальных компараторов, которые в определенных сочетаниях используются в качестве аргументов функций F_i , отображающих логический алгоритм формирования i -го разряда выходного кода.

Для ЦПУ, вырабатывающих выходной сигнал в двоичном коде $q_i = 2^{i-1}$. Полагая в (2.8.2) $\Delta \mathbf{c} = 0$, $\mathbf{V} = \mathbf{V}^0$ получим модель идеального ЦПУ:

$$N_u(x) = \sum_{i=1}^n F_i[\mathbf{V}^0(x, \mathbf{c}_\alpha^0)] q_i, \quad (2.8.3)$$

где: \mathbf{V}^0 - выходные сигналы идеальных компараторов.

В нормальных условиях для каждого отдельного кванта инструментальная погрешность рассматривается как систематическая, а по всему множеству квантов (во всем диапазоне измерения) – как случайная величина. График функции преобразования идеального квантователя показан на рис. 2.31,а сплошной жирной линией, а функция преобразования реального ЦПУ ($\Delta \mathbf{c} \neq 0$) показана пунктиром. На рис. 2.31,б приведен график суммарной погрешности идеального преобразователя, найденный как:

$$\Delta N_1 = N_u(x) - N(x), \quad (2.8.4)$$

где $N(x) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} N_u(x)$ - линейная функция.

Из графика видно, что она никогда не выходит за пределы $\pm 0,5$ кванта. Для реального преобразователя значение суммарной погрешности:

$$\Delta N_2 = N_p(x) - x \quad (2.8.5)$$

может значительно превышать (для некоторых типов ЦПУ - в несколько раз) значение методической погрешности идеального n – разрядного квантователя (рис.2.31,в).

Если максимальное значение суммарной погрешности превышает значение шага квантования, то это приводит к недостоверности младшего разряда и потере одного бита информации на выходе ЦПУ. Поскольку суммарная погрешность является случайной величиной, то не все ее значения выходят за границы интервала $\pm 0,5$ кванта.

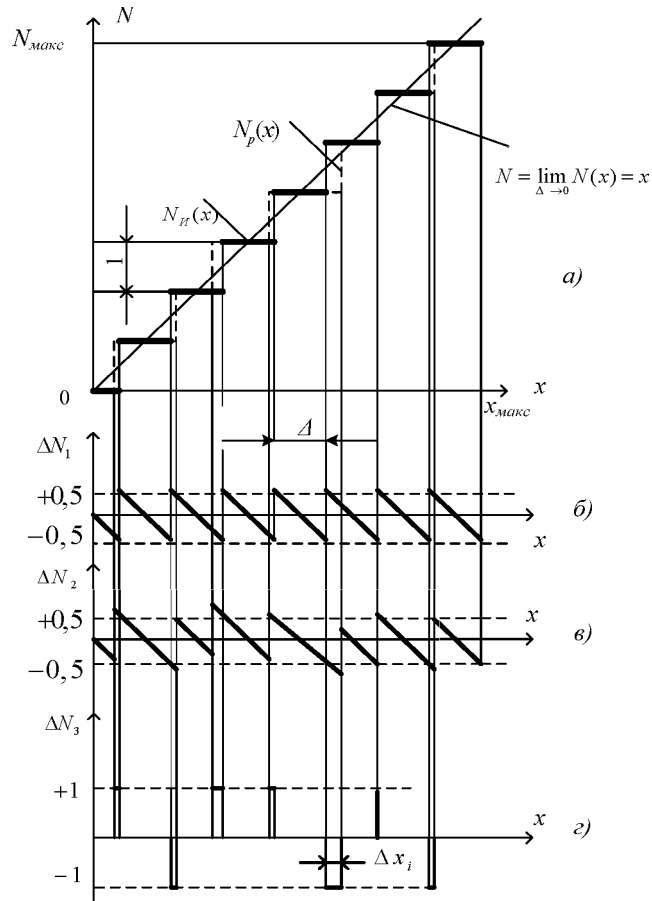


Рис.2.31. Способ определения достоверности аналого-цифрового преобразования

Числовой массив значений общей погрешности преобразования может быть найден путем вычисления разности:

$$\Delta N_3 = N_p(x) - N_u(x), \Delta N_3 \in \overline{0,1} \quad (2.8.6)$$

которая представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой, равной единице, полярность которых определяет знак инструментальной погрешности, а «длительность» - абсолютную величину (рис.2.31,з).

Используя вспомогательную характеристику (2.7.6), оценку достоверности можно получить:

$$P = 1 - \frac{\int_0^{360} |\Delta N_3(x)| dx}{360}. \quad (2.7.7)$$

Числитель выражения (2.7.7) представляет собой сумму поддиапазонов, в пределах которых, суммарная погрешность выходит за пределы $\pm 0,5$ кванта. Выражая интеграл через конечные приращения, получим:

$$P = 1 - \frac{\sum_{i=1}^m |\Delta x_i|}{360}, \quad (2.7.8)$$

где $|\Delta x_i|$ - модуль погрешности воспроизведения i -го уровня квантования, m - общее число уровней квантования во всем диапазоне преобразования. Полагая в (2.7.8) $|\Delta x_i| = const = \Delta x_{cp}$ и учитывая, что $\Delta x_{cp} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |\Delta x_i|$, получим $360(1 - P) = m \Delta x_{cp}$, откуда, с учетом $m = 2^n$, следует выражение:

$$\Delta x_{cp} = \frac{1 - P}{2^n} 360, \quad (2.7.9)$$

позволяющее определить допустимое среднее значение инструментальной погрешности Δx_{cp} , исходя из заданных значений n и P . Графики, построенные по (2.7.9) приведены на рис.2.3.2.

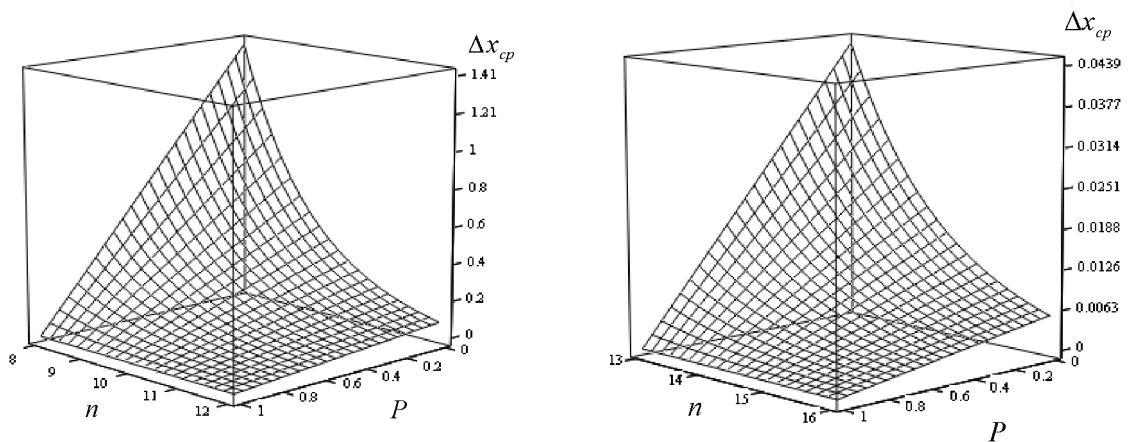


Рис.2.3.2. Графики допустимой инструментальной погрешности в зависимости от заданного числа разрядов и достоверности преобразования

Представим $\Delta x_{cp} = k_\alpha \Delta$, где k_α - коэффициент, устанавливающий соотношение между «средневыпрямленным» значением инструментальной погрешности и расчетным шагом квантования $\Delta = \frac{360}{2^n}$. Тогда с учетом (2.7.9) получим выражение для расчета значения коэффициента k_α при заданной достоверности преобразования:

$$k_\alpha = \frac{\Delta x_{cp}}{\Delta} = (1 - P). \quad (2.7.10)$$

Из последнего выражения видно, что чем выше требования к достоверности преобразования, тем меньше должна быть величина Δx_{cp} . В частности, при $P = 1$ значение Δx_{cp} должно быть равно нулю, что соответствует идеальному квантователю.

В процессе компьютерного моделирования достоверности погрешности воспроизведения уровней квантования значения Δx_i в (2.7.8) можно выразить, по аналогии с классическим методом цифрового измерения временных интервалов – через число t_i модельных шагов Δx_0 , укладываемых на интервале Δx_i : $\Delta x_i = \Delta x_0 t_i$.

$$\text{Тогда} \quad P = 1 - \frac{\Delta x_0 \sum_{i=1}^m t_i}{360}. \quad (2.8.11)$$

Вследствие неравномерности распределения по диапазону преобразования инструментальных погрешностей, вызванных, например, такими факторами, как эксцентриситет и торцевое биение измерительного вала, погрешностями разметки кодовых дорожек и других факторов достоверность преобразования также не постоянна по диапазону преобразования. В этом случае нетрудно показать, что общая достоверность во всем диапазоне преобразования $0-360^\circ$ равна среднему арифметическому (оценке математического ожидания) достоверностей, вычисленных для отдельных поддиапазонов. По аналогии можно показать, что общая достоверность двухотсчетных преобразователей, у которых моменты смены кода в грубом отсчете синхронизируются схемой согласования отсчетов по сигналу старшего разряда точного отсчета, равна:

$$P_{\text{общ}} = \frac{1}{2^{n_{\text{гo}}}} \sum_{j=1}^{2^{n_{\text{гo}}}} P_j, \quad (2.8.12)$$

где P_j - достоверность преобразования на каждом j – том периоде интерполяции шага грубого отсчета, $n_{\text{гo}}$ - число разрядов грубого отсчета.

Выражение (2.8.12) определяет принципы построения технических средств инструментального контроля достоверности ЦПУ в ходе их метрологической аттестации.

Устройства контроля достоверности ЦПУ/19/

В связи с возрастанием требований к точности ЦПУ и большим объемом обрабатываемой информации создание таких устройств должно базироваться на максимальном использовании специализированных аппаратно-программных средств. В связи с этим в работе рассмотрены и проанализированы некоторые варианты построения таких устройств, основанных на рассмотренной выше методике.

Микропроцессорное устройство контроля достоверности ЦПУ, использующее цифро–аналоговые преобразователи, представлено на рис.2.2.3. Оно содержит оптическую делительную головку (ОДГ) со сквозным валом, торцы которого кинематически жестко связаны с измерительными валами эталонного ЦПУ_Э и поверяемого ЦПУ_П. Перед

поверкой показания обоих датчиков выставляются на ноль. Выходной код ЦПУ_П в виде n -разрядного параллельного двоичного кода подается на цифро-аналоговый преобразователь ЦАП 1. На ЦАП 2 подаются k старших разрядов $n_э$ -разрядного кода с ЦПУ_Э ($n_э > n$). Выходные сигналы ЦАП вычитаются в дифференциальном усилителе ДУ. В результате на выходе ДУ формируется последовательность разнополярных импульсов, длительности которых определяют абсолютную величину погрешностей воспроизведения i -х квантов, полярность определяет знак этих погрешностей. После выпрямления разностного сигнала с помощью выпрямителя В формируется последовательность однополярных импульсов $\{\Delta_i\}$, длительности которых с помощью логического элемента 2И и счетчика импульсов измеряются по числу заполняющих их периодов сигнала, формируемого в младшем разряде эталонного преобразователя. При повороте вала ОДГ на 360° в счетчике СЧИ формируется сумма

$$\sum_{i=1}^m |\Delta_i| = T_{СЧ} \sum_{i=1}^m t_i, \quad (2.8.13)$$

где $T_{СЧ}$ - пространственный период изменения сигнала в младшем разряде эталонного ЦПУ, t_i - число импульсов младшего разряда эталонного ЦПУ, соответствующих длительности импульса Δ_i .

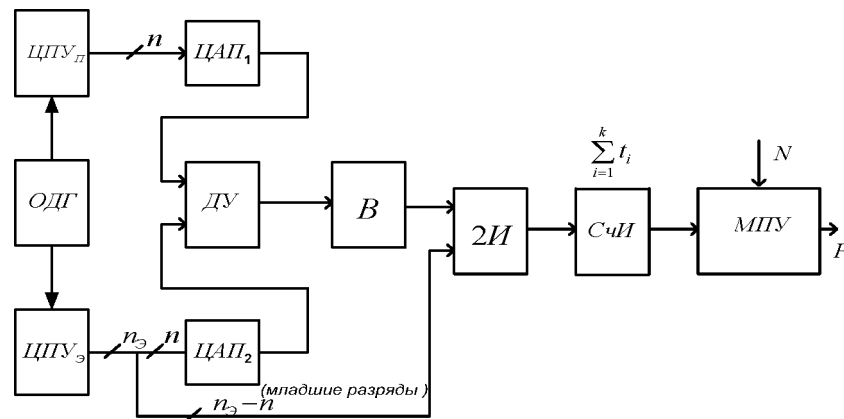


Рис.2.3.3. Устройство контроля достоверности с использованием ЦАП

Диапазон преобразования можно представить в виде $360 = N \cdot T_{СЧ}$, где N - число периодов изменения сигнала в младшем разряде эталонного ЦПУ во всем диапазоне преобразования.

Вводя в микропроцессорное устройство (МПУ) полученные числовые значения $T_{\text{СЧ}} \cdot \sum_{i=1}^k t_i$ и $N_{T_{\text{СЧ}}}$, вычисляют значение достоверности преобразователя ЦПУ_П по формуле:

$$P = 1 - \frac{\sum_{i=1}^m t_i}{N}. \quad (2.8.14)$$

Другой разновидностью микропроцессорных схем контроля достоверности является полностью цифровое устройство, показанное на рис. 4. Цифровые коды поверяемого и эталонного ЦПУ параллельно подаются на n - входную схему сравнения кодов ССК и блок вычитания (БВ). К первой группе входов (верхней по схеме) подключаются в порядке возрастания веса разрядные шины поверяемого ЦПУ. К нижней группе входов в том же порядке подключаются n старших разрядов эталонного преобразователя. С помощью ССК в процессе вращения вала ОДГ выделяются моменты равенства кодов поверяемого и эталонного ЦПУ. На выходе БВ с помощью младших разрядов эталонного преобразователя формируется разность кодов эталонного и поверяемого ЦПУ, которая в момент прихода строба из ССК равна коду инструментальной ошибки в соответствующей точке диапазона преобразования. Знак этой разности определяет знак ошибки. Значение и знак погрешности по сигналу ССК записывается в регистр памяти РП, регистр памяти РП, после чего по запросу микропроцессора через интерфейс ввода ИВв передается в оперативную память МП. При повороте вала на 360° в памяти МП формируется числовой массив погрешностей, после обработки, которого определяется искомое значение достоверности по формуле:

$$P = 1 - \frac{\sum_{i=1}^m \left(\sum_{j=0}^{n_2-n-1} a_j 2^j \right) t_i}{N} \quad (2.8.15)$$

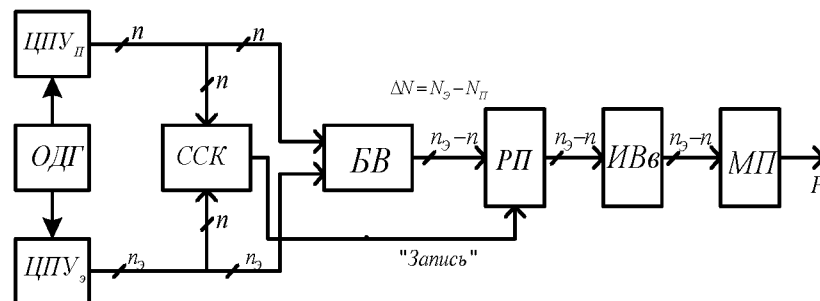


Рис.2.3.4. Устройство контроля достоверности на основе схемы сравнения кодов

Анализ погрешности контроля достоверности ЦПУ /6/

Проанализируем погрешность измерения достоверности на примере устройства, показанного на рис.2.3.3. В соответствии /6/ для расчета абсолютной погрешности можно

воспользоваться формулой для погрешности косвенных измерений. Тогда с учетом (2.8.14) получим:

$$\Delta P = \sum_{i=1}^m \frac{\partial P}{\partial t_i} \Delta t_i + \frac{\partial P}{\partial N} \Delta N. \quad (2.8.16)$$

Нетрудно заметить, что первый член выражения (19) равен $\sum_{i=1}^m \frac{\partial P}{\partial t_i} \Delta t_i = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^m \Delta t_i$,

где Δt_i - методическая погрешность дискретизации, вызванная возможностью потери одного импульса на измеряемом интервале Δ_i . Поэтому естественно предположить, что все $\Delta_i = 1$. Отсюда следует, что

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^m \Delta t_i = \frac{m}{N}, \quad (2.8.17)$$

где $m = 2^{n_{\Pi}}$ - число уровней квантования поверяемого преобразователя, а n_{Π} - информационная емкость поверяемого преобразователя.

Второй член выражения (2.8.16) равен:

$$\frac{\partial P}{\partial N} \Delta N = -\frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^m t_i \quad (2.8.18)$$

После несложных преобразований получим:

$$\frac{\partial P}{\partial N} \Delta N = -\frac{1}{N} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^m t_i + 1 - 1 \right) = \frac{1}{N} (1 - P). \quad (2.8.19)$$

Величина $(1-P)$ изменяется в диапазоне 0..1, поэтому при достаточно больших значениях N данная погрешность пренебрежимо мала. Поэтому выражение для погрешности можно представить простым соотношением $\Delta P = \frac{m}{N}$ или:

$$\Delta P = \frac{2^{n_{\Pi}}}{2^{n_{\ominus}}} = 2^{-\Delta n}, \quad (2.8.20)$$

где $\Delta n = n_{\ominus} - n_{\Pi}$. Отсюда видно, что погрешность контроля достоверности тем меньше, чем меньше погрешность эталонного преобразователя. Если задано допустимое значение ΔP , необходимое значение Δn может вычислено по соотношению:

$$\Delta n = \log_2 \left(\frac{1}{\Delta P_{\text{дон}}} \right). \quad (2.8.21)$$

С учетом достоверности эталонного преобразователя P_{\ominus} выражение для абсолютной погрешности можно записать в виде $\Delta P = \frac{k}{P_{\ominus} N}$, откуда

$$\Delta^* n = \log_2 \left(\frac{1}{P_3 \Delta P_{доп}} \right). \quad (2.8.22)$$

Последнее выражение определяет необходимое соотношение между информационными характеристиками эталонного и поверяемого преобразователей исходя из требуемой погрешности контроля достоверности с учетом достоверности выходного кода эталонного преобразователя. Графики зависимости (2.8.22) для различных значений P_3 приведены на рис.2.3.5.

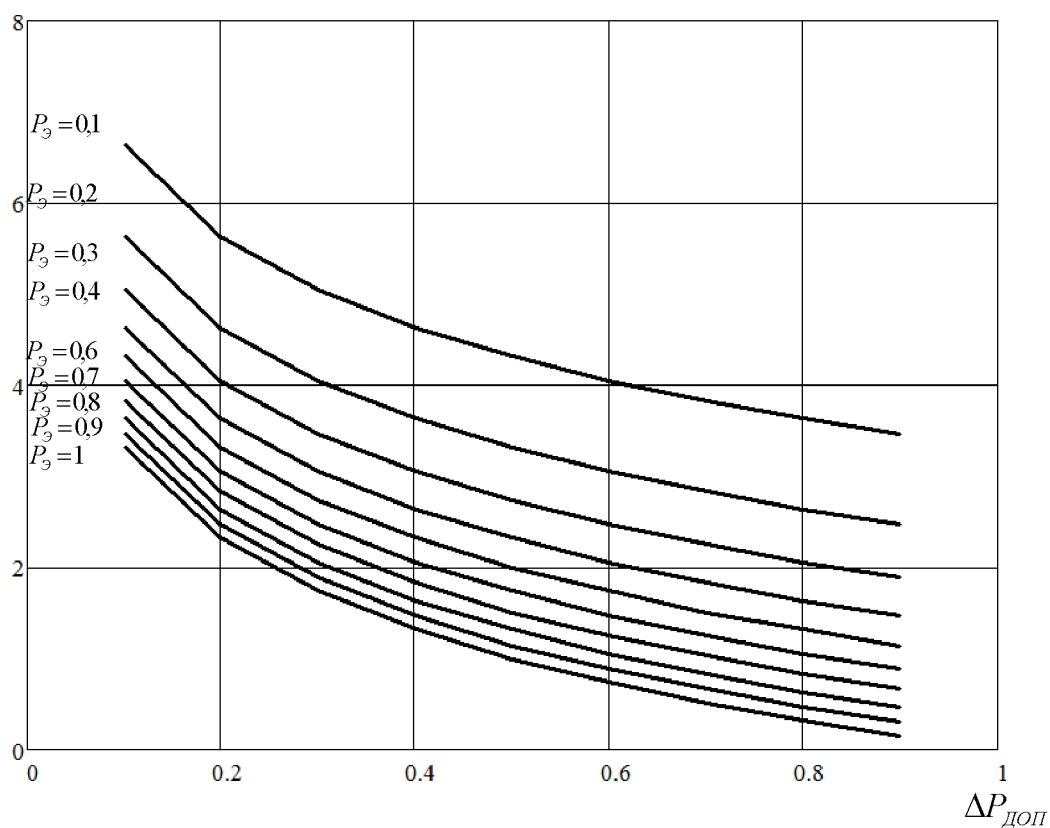


Рис.2.3.5. Зависимость разности между числами разрядов эталонного и поверяемого преобразователей от требуемой точности оценки достоверности.

3. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ИСПЫТАНИЙ ПИ И ИСПЫТАТЕЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ.....

3.1 Испытания на виброустойчивость и вибропрочность

Механические испытания ПИ позволяют выявить наличие дефектов, определить динамические характеристики испытываемых изделий, провести оценку влияния конструктивных факторов на параметры качества ПИ, проверить

соответствие параметров ПИ при механическом воздействии заданным требованиям /10/.

При разработке новых конструкций ПИ перед испытаниями на воздействие вибраций проводят испытания *на обнаружение резонансных частот*. Такой вид испытания позволяет определить резонансные частоты изделий или их отдельных деталей и узлов в каждом из трех взаимно перпендикулярных направлений.

При совпадении резонансной частоты элемента испытываемой конструкции с частотой возмущающей силы наступает явление резонанса, которое сопровождается увеличением амплитуды колебаний более чем в два раза и изменением фазы колебаний на 90° . Обычно конструкция испытываемой ПИ представляет собой сложную механическую колебательную систему и обладает несколькими резонансными частотами. Для анализа таких конструкций наибольший интерес имеют наинизшие резонансные частоты, так как на них возникают максимальные напряжения и происходят наибольшие деформации.

При определении резонансных частот аппарата в выключенном состоянии подвергается воздействию гармонической вибрации при пониженных ускорениях $(1-5)g$ в диапазоне частот $0,2 f_{op} - 1,5 f_{op}$, где f_{op} — расчетная резонансная частота изделия. Конкретный диапазон частот испытаний устанавливается в программе испытаний. Поиск резонансных частот производят путем плавного изменения частоты при поддержании постоянной амплитуды ускорения $(1-5)g$ или амплитуды смещения (не более 1,5 мм).

По результатам этого вида испытаний получают также исходную информацию для выбора номенклатуры других видов испытаний. При этом если $f_{н.р} > 1000$ Гц, то из всех видов механических испытаний исключают испытания на ударопрочность, если $f_{н.р} > 2000$ Гц, то исключают испытания на удароустойчивость, если $f_{н.р} > 2 f_{в.в}$, то исключают испытания и на виброустойчивость.

Испытание на *виброустойчивость* проводят с целью проверки способности изделий выполнять свои функции и сохранять свои параметры в пределах значений, указанных в ТУ, в условиях вибрации в заданном диапазоне частот и ускорения. Испытания проводят под электрической нагрузкой, контролируя в испытаниях ПИ. процессе испытания параметры изделий. Для проверки виброустойчивости выбирают те параметры испытываемых изделий, по наблюдению за которыми можно судить о виброустойчивости (например, уровень

виброшумов, искажение выходного сигнала, целостность электрической цепи, нестабильность контактного сопротивления и т. д.).

Зависимости от степени жесткости испытания характеризуются сочетанием следующих параметров: диапазона частот воздействия вибрации, амплитуды перемещения и ускорения, частоты перехода (табл. 3.1).

Продолжительность испытаний в каждом направлении воздействия определяется временем проверки работоспособности изделий.

Степень жесткости	Диапазон частот, Гц	Амплитуда перемещения, мм	Частота перехода, Гц	Амплитуда (ускорение), м/с ² (g)
I	10-35	-	-	5(0,5)
II	10—55	-	-	10(1,0)
III	10—55	0,5	32	20(2,0)
IV	10—55	0,5	-	
V	10—80	0,5	32	20(2,0)
VI	10—80	0,5	50	50(5,0)
VII	10—150	0,5	50	50(5,0)
VIII	10—200	0,5	50	50(5,0)
IX	10—500	0,5	50	50(5,0)
X	10—500	1,0	50	100(10,0)
XI	10—2000	1,0	50	100(10,0)
XII	10—2000	2,0	50	200(20,0)
XIII	10—2000	4,0	50	400(40,0)
XIV	10—5000	4,0	50	400(40,0)

Испытания *на вибропрочность* проводят с целью проверки способности изделий противостоять разрушающему действию вибрации и сохранять свои параметры после воздействия в пределах значений, указанных в программе

Испытание ПИ на виброустойчивость и вибропрочность можно проводить следующими методами: фиксированных частот, качающейся частоты, случайной вибрации.

Основным условием, позволяющим выбрать наиболее рациональный метод испытаний, является знание резонансных частот изделия. Например, если

резонансная частота превышает верхнюю частоту диапазона более чем в 1,5 раза, применяется метод испытаний на одной фиксированной частоте. Если резонансные частоты не установлены, применяется метод качающейся частоты. Если испытываемое изделие имеет не менее четырех резонансов в заданном диапазоне частот, применяется метод случайной вибрации.

Если есть необходимость сократить время испытаний при сохранении диапазона частот испытаний, применяется метод ускоренных испытаний, основанный на наличие следующей закономерности влияния вибрационных нагрузок на долговечность изделия:

$$(j_y / j_o)^k = T_o / T_y, \quad (3.1.1)$$

где j_o, j_y — амплитуда вибрационного ускорения при обычном и ускоренных испытаниях соответственно; T_o, T_y — продолжительность обычного и ускоренного испытаний; k — показатель степени, зависящей от особенностей конструкции и материала изделия ($k=2—10$).

Наиболее жесткому испытанию соответствует $k = 2$, поскольку при таком показателе степени продолжительность испытания будет максимальной. При увеличении амплитуды ускорения и сокращении продолжительности воздействия вибрации необходимо следить за тем, чтобы механизм отказов испытываемых изделий по мере увеличения значения ускорения оставался неизменным по сравнению с обычными условиями испытаний.

Испытательное оборудование. Для проведения испытаний на воздействие вибраций применяются вибрационные установки (вибростенды). По принципу возбуждения возмущающей силы все вибрационные установки делятся на механические, электродинамические, электромагнитные и гидравлические.

Наибольшее распространение в настоящее время получили *электродинамические* вибрационные стенды, использующие электродинамический принцип создания возмущающей силы. Такие вибрационные установки обладают широким диапазоном рабочих частот вибрации, линейностью преобразований сигнала, простотой управления, устойчивостью и надежностью в работе, имеют элементы автоматики /10/. Применение автомата поддержания амплитуды вибросмещения или виброускорения (с автоматическим плавным прохождением частотного диапазона) дает возможность автоматизировать процесс испытаний.

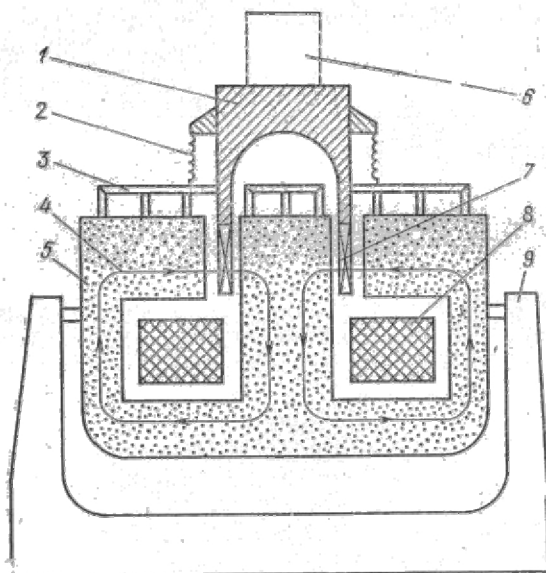


Рис.3.1. Типовая конструкция электродинамического вибратора: 1 — стол вибратора; 2 — упругие подвески стола; 3 — магнитный экран; 4 — путь магнитного потока; 5 — магнитопровод; 6 — испытуемое изделие; 7 — подвижная катушка; 8 — катушка подмагничивания; 9 — основание

Типовая конструкция вибратора показана на рис. 3.1. Катушка подмагничивания 8, по которой протекает постоянный ток, создает в магнитопроводе 5 постоянный магнитный поток, пересекающий воздушный зазор магнитопровода. В этот зазор помещена цилиндрическая подвижная катушка 7, через которую пропускается переменный ток разной частоты. Подвижная катушка жестко соединяется с рабочим столом вибратора 1 и удерживается в нужном положении с помощью упругих подвесок 2.

В результате взаимодействия постоянного магнитного потока с переменным магнитным полем возникает сила, перемещающая подвижную катушку и жестко соединенный с ней рабочий стол. Направление ее перемещения изменяется в соответствии с изменением направления тока.

Амплитудное значение возбуждающей силы F , Н, определяется по формуле

$$F = 9,01BI\sqrt{2} \cdot 10^{-3}, \quad (3.1.2)$$

где B — магнитная индукция, Т; l — длина провода подвижной катушки, см; I — эффективное значение силы тока звуковой частоты в катушке, А.

Подвижная катушка с рабочим столом и гибкие подвески образуют подвижную систему вибратора. Для удобства эксплуатации вибратор установлен на основании 9, которое обеспечивает его крепление к фундаменту и дает

возможность поворачиваться в цапфах на угол 90° от вертикали (горизонтальная вибрация). Магнитный экран 3 обеспечивает защиту испытуемого изделия от действия магнитного поля вибратора.

По конструктивным признакам электродинамические вибраторы подразделяются по устройству магнитной системы и подвески подвижной системы, по применяемой системе охлаждения. Различают магнитные системы с односержневым и двухсержневым вибраторами.

Достоинства *односержневого* вибратора являются: простота конструкции, малые потери, удобство крепления и центровки подвижной системы. К недостаткам этой системы можно отнести большие поля рассеивания в плоскости рабочего стола, что требует применения специальных магнитных экранов защиты испытуемых изделий; пониженную жесткость конструкции подвижной системы из-за большой ее длины.

Более совершенна магнитная система двухсержневого вибратора. В такой системе обмотки выполнены так, что их магнитодвижущие силы равны между собой и направлены навстречу друг другу, при этом магнитные потоки этих обмоток в воздушном зазоре складываются и оказывают совместное действие на подвижную обмотку.

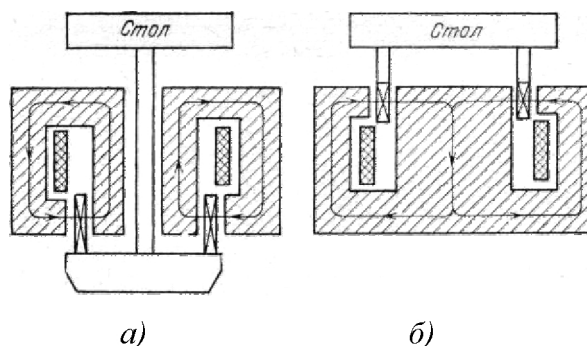


Рис.3.2. Конструкции магнитной цепи односержневого вибратора:

а — рабочий стол и подвижная катушка расположены в противоположных концах магнитной цепи; *б* — рабочий стол соединен непосредственно с подвижной катушкой

Потери мощности в двухсержневом вибраторе почти вдвое меньше, чем в односержневом. Конструкция двухсержневых вибраторов позволяет получать большие возмущающие силы и создавать колебания с высокими ускорениями. При использовании этой конструкции необходимо экранировать испытуемые изделия от полей рассеивания магнитного потока.

В табл. 3.2 приведены основные технические характеристики электродинамических виброустановок серии ВЭДС.

Т а б л и ц а 3.2. Основные технические характеристики отечественных электродинамических виброустановок

Тип виброустановки	Выталкивающая сила, Н	Максимальная нагрузка (грузоподъем)	Максимальное перемещение, мм	Масса подвижной системы, кг	Частота первого высшего резонанса, Гц	Коэффициент гармоник, %	Ток подмагничивания, А
ВЭДС-10	100	1,9	6	0,6	4000		0,5
ВЭДС-100Б	1000	22	7,5	2,4	3400		1,6
ВЭДС-200А	2000	45	12,5	5	—		2,0
ВЭДС-400А	4000	90	12,5	9,2	—		3,5
ВЭДС-800А	8000	150	12,5	16	—		4,4
ВЭДС-1500	15000	300	6	30	1850	0	6,7

Примечание. Диапазон частот 5-5000 Гц; максимальное ускорение без нагрузки 1000 м/с^2 .

Основными техническими и эксплуатационными характеристиками вибраторов являются: рабочий диапазон частот; максимальная выталкивающая сила; вибрационное смещение; максимальное вибрационное ускорение; максимальная полезная статическая нагрузка; масса подвижной системы в целом; амплитудно - частотная характеристика и ее неравномерность; поперечные составляющие вибрации, коэффициент нелинейных искажений; напряженность магнитного поля.

Крепятся испытываемые изделия на столе вибростенда с помощью специальных приспособлений, которые являются промежуточным звеном между изделием и столом вибростенда. Проектировать приспособления необходимо с учетом массы, размеров, числа одновременно испытываемых изделий. Изготавливать приспособления рекомендуется из алюминиевых сплавов в виде сплошных кубов или пластин, прикрепляемых к столу вибратора в одной или четырех точках.

Для уменьшения числа местных резонансов соединения испытываемых блоков, крепежного приспособления и платформы вибростенда должны быть выполнены так, чтобы отсутствовали зазоры во всех соприкасающихся плоскостях

и число таких плоскостей было минимальным. Следовательно, нужно крепить блок к платформе вибростенда с наибольшей жесткостью и применять небольшое число крепежных деталей.

При гармонических колебаниях ускорение всегда направлено противоположно перемещению, поэтому при наличии зазора и при движении платформы вниз с ускорением блок будет перемещаться относительно стола вверх на величину зазора и наоборот. Таким образом, блок совершает передвижение вместе с платформой и дополнительные колебания из-за наличия зазора. Эти дополнительные вибрации могут оказывать большее воздействие на блок, чем задаваемые.

Величина допустимого зазора в зависимости от задаваемого ускорения и частоты составляет

$$\Delta = 125j / f_a^2. \quad (3.1.3)$$

Наиболее простое крепление блока к платформе вибростенда осуществляется с помощью пазовых болтов.

Основные требования к приспособлениям: изделие должно крепиться в приспособлении тем же способом, что при эксплуатации с минимальными зазорами; собственная частота приспособления ($f_{0П}$) должна быть в 1,5—2 раза выше верхнего значения частоты вибрации изделия; центр тяжести изделия должен лежать на оси виброштока.

Наиболее предпочтительна конструкция приспособления в виде куба, который позволяет крепить испытываемые изделия сразу по трем плоскостям. Длину ребра куба определяют исходя из размеров и числа испытываемых изделий, размещенных на одной грани. Резонансную частоту куба $f_{0П}$, Гц, определяют по формуле

$$f_{0П} = 8 \cdot 10^8 / a, \quad (3.1.4)$$

где a — длина ребра куба, м.

Если масса приспособления в виде куба получается чрезмерно большой, то применяют приспособление в виде квадратной пластины, длину стороны которой определяют исходя из (3.1.4), а толщину ее, если она крепится в одной точке, находят по формуле

$$h = \frac{a^2 f_{0П} \cdot 10^{-6}}{2,5} \quad (3.1.5)$$

Толщину пластины, м, закрепленной в четырех точках, находят по формуле

$$h = \frac{a^2 f_{0П} \cdot 10^{-6}}{4,5} \quad (3.1.6)$$

При размещении изделий на приспособлении предусматривается место для установки измерительного датчика (контрольная точка). Контрольную точку выбирают на приспособлении по возможности ближе к точке крепления его к платформе вибратора. После изготовления приспособление арестовывается на правильность передачи воздействия. Для этого снимается частотная характеристика приспособления. При плавном изменении частоты по датчику, установленному в контрольной точке, поддерживают постоянное ускорение, а по датчику, установленному в точке приспособления, наиболее удаленной от контрольной, производят измерение ускорения.

Метод и схема измерения параметров вибрации зависят от типа применяемого вибропреобразователя.

В современной технике измерения параметров вибрации применяются следующие типы вибропреобразователей: индуктивные, трансформаторные, электродинамические, электромагнитные, емкостные, омические, пьезоэлектрические. Рассмотрим их характерные особенности.

Таблица 3.3 Характеристики вибропреобразователей

Тип вибропреобразователя	k_H , мВ/ (c^2 / m)	Диапазон частот, Гц	$f_{соб}$, кГц	$C_{П}$, пФ	$k_{П}$, %	$a_{наиб}$, м/с ²	Диапазон температур, °C	Масса, г
ПДУ	0,2	50-10000	-	1000	-	3000	+40	12
Д14	2,5	20-10000	30	1000	20	1200	-10...70	30
Д23	0,1	50000	120	600	15	-	-10...60	4
ИС-318	0,2-0,5	50-5000	30	1500	7	10000	-50...50	40
ИС-579А	0,05	10-10000	100	300	7	1000	-50...100	5

Индуктивные и трансформаторные вибропреобразователи малочувствительны к изменению внешних условий, нуждаются в подводе электрической энергии извне, имеют малый участок линейности амплитудно-частотной характеристики, ограничены в

частотном диапазоне сверху. Применяются для измерения постоянной составляющей ускорения.

Электродинамические и электромагнитные вибропреобразователи, обладая значительной чувствительностью и простой конструкцией, ограничены в частотном диапазоне снизу, имеют большие массу и габаритные размеры. Диапазон рабочих температур —50...350° С. Для получения вибросмещения сигнал нужно интегрировать, а для получения ускорения — дифференцировать.

Емкостные вибропреобразователи обладают низким порогом чувствительности, восприимчивы к внешним условиям, требуют применения сложной аппаратуры.

Омические вибропреобразователи с изменяющимся сопротивлением просты по конструкции, но их относительная чувствительность к неизмеряемым параметрам вибрации велика. Они применяются на низких частотах до 10 Гц, используются в акселетометрах и вибрографах.

Пьезоэлектрические преобразователи наиболее применимы на практике, они имеют малые габаритные размеры и массу, работают в диапазоне частот от долей герц до десятков килогерц, диапазон ускорений 0,01—400000 м/с².

Сигнал с вибропреобразователя поступает на согласующий усилитель, предназначенный для согласования выходного сопротивления вибропреобразователя, затем на измерительный усилитель для усиления сигнала до величины, необходимой для нормальной работы детектора. После этого сигнал детектируется и измеряется магнитоэлектрическим прибором, шкала которого проградуирована в абсолютных значениях измеряемого вибросигнала.

3.2. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПИ

Испытания на воздействие *повышенной температуры* проводят с целью определения способности ПИ сохранять свои параметры в процессе и после воздействия верхнего значения температуры /10/.

Различают два метода испытаний ПИ на воздействие повышенной температуры: испытание *под термической нагрузкой*, испытание *под совмещенной термической и электрической нагрузками*.

Первому методу испытаний подвергаются нетеплорассеивающие изделия, температура которых в процессе эксплуатации зависит только от температуры окружающей среды, второму — теплорассеивающая ПИ, которая в рабочем состоянии нагревается за счет выделяемой мощности под действием электрической нагрузки.

Изделия, отобранные для испытаний, должны удовлетворять требованиям ТУ по внешнему виду и по значениям контролируемых параметров.

При испытании под совмещенной нагрузкой изделия помещают в камеру и испытывают под нормальной или максимально допустимой для данных изделий электрической нагрузкой, соответствующей верхнему значению температуры внешней среды, устанавливаемой в зависимости от степени жесткости испытаний (табл. 3.4).

В отечественной практике время испытания на повышенные температуры определяется временем, необходимым для достижения испытываемым изделием теплового равновесия. В зарубежной практике степень жесткости определяется не только температурой испытаний, но и временем выдержки при этой температуре и выбирается из ряда 2,16,72,96 ч.

Т а б л и ц а 3.4. Степени жесткости испытаний на повышенные температуры

Степень жесткости	I	IV	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	XIII
Температура, °С	40	50	70	85	100	125	155	200	250	315

Возможны *два способа* проведения испытаний теплорассеивающих изделий. При первом способе достижение заданного температурного режима изделий определяют контролем температуры воздуха в камере, которая устанавливается равной верхнему значению температуры окружающей среды при эксплуатации (указанной в ТУ). При втором способе достижение заданного температурного режима изделий определяют контролем температуры участка (узла) изделия, который имеет наибольшую температуру или является наиболее критичным для работоспособности изделия.

Испытание *первым* способом возможно, когда объем камеры достаточно велик. Чтобы имитировать условия свободного обмена воздуха, в камере отсутствует принудительная циркуляция воздуха или ее охлаждающим действием можно пренебречь. Проведение испытания по первому способу возможно также в случае, когда температура перегрева участка (узла) изделия, определенная в нормальных климатических условиях (вне камеры), не превышает 25° С и разность заданной температуры воздуха в камере при испытании и температуры нормальных климатических условий не превышает 35° С. В остальных случаях испытание теплорассеивающих изделий следует

проводить *вторым* способом. При испытании изделий только под термической нагрузкой их выдерживают при данной температуре в течение заданного времени.

Измерение параметров испытываемых изделий производят после достижения теплового равновесия без извлечения изделий из камеры. Для проведения измерения изделия подключают к наружным коммутационным цепям измерительной системы. Если измерение параметров без извлечения из камеры технически невозможно, то допускается изъятие изделия из камеры для измерения. Однако время измерения не должно превышать 3 мин, если другое значение времени специально не оговорено в ТЗ.

Для испытаний на повышенные температуры применяют специальные *камеры тепла*, которые должны обеспечивать в случае необходимости подачу электрической нагрузки и измерение параметров — критериев годности ПИ в процессе испытаний. Размещение датчиков контроля температуры при испытании теплорассеивающей ПИ должно быть таким, чтобы учитывалась возможность влияния составляющих ее изделий друг на друга. Тогда при установлении температурного режима выходные измерительные приборы будут показывать истинную температуру контролируемых изделий. Поскольку испытание на теплоустойчивость без принудительной циркуляции воздуха является предпочтительным, то для имитации условий свободного обмена воздуха камера должна быть достаточно велика по сравнению с размером испытываемого изделия и его суммарным теплорассеиванием.

Для воспроизводимости результатов испытаний внутренние стенки камеры должны быть выполнены из материала, имеющего степень черноты не менее 0,8. Чтобы ограничить влияние излучения, температура стенок камеры не должна отличаться от заданной температуры испытания более чем на 3%. Это требование относится ко всем частям стенок камеры, причем образцы не должны испытывать прямого воздействия любого нагревательного или охлаждающего элемента, не отвечающего этому требованию. Точность поддержания температуры в полезном объеме камеры должна быть не ниже 3° С для температур до 200° С и 7° С для температур свыше 200° С. Камера также должна обеспечивать при испытаниях изделий абсолютную влажность не более 20 г водяных паров в 1 м³ воздуха (это приблизительно соответствует относительной влажности 50% при температуре 35° С). Минимально допустимое расстояние между испытываемым изделием и стенкой камеры определяют исходя из объема изделия и рассеиваемой им

мощности. Однако в любом случае это расстояние должно быть не менее 100 мм. Применяемые для крепления малогабаритных изделий материалы должны обладать высокой теплостойкостью и низкой теплопроводностью.

Для испытания ПИ на воздействие повышенной температуры используют серийно выпускаемые отечественной промышленностью камеры тепла типа КТ с полезным объемом от 0,55 до 1 м³ и диапазоном температур 20—300° С. Получение повышенных температур в этих камерах осуществляется электрическими нагревателями, мощность которых определяется не столько высокими температурами, сколько наибольшей скоростью изменения температуры с учетом теплоемкости испытуемых изделий. Получение необходимой температуры в камере достигается с помощью включения или отключения электронагревателя. Обычно камеры тепла имеют блочную конструкцию. Это позволяет расширить возможности испытательных камер.

Для измерения и автоматического регулирования температуры в камерах применяют электронные мосты и автоматические электронные потенциометры, работающие в комплекте с датчиками температуры.

В качестве датчиков температуры применяют термоэлектрические преобразователи и термопреобразователи сопротивления.

Термоэлектрические преобразователи работают в диапазоне температур — 50...+1800° С и выпускаются в разных исполнениях, в зависимости от инерционности, устойчивости к механическим воздействиям, герметичности и т.д. Для измерения малых температур (до 600° С) применяют термопреобразователи типа ТХК (хромель-копелевый), которые развивают наибольшую термо-ЭДС и обладают высокой чувствительностью.

Термопреобразователи сопротивления выпускаются трех видов: платиновые (ТСП), медные (ТСМ) и полупроводниковые (ПТС).

В последнее время получают распространение цифровые приборы для измерения температуры в диапазоне —200...+750° С с приведенной погрешностью 0,4% и быстродействием до 1 измерения/с.

Испытание на воздействие *пониженных температур* проводят с целью проверки параметров изделий в условиях воздействия низкой температуры внешней среды, а также после пребывания их в этих условиях. Изделия помещают в камеру холода, после чего устанавливают нижнее значение температуры по ТУ (табл. 3.5). Материалы, применяемые для крепления малогабаритных изделий, должны обладать высокой теплопроводимостью.

Т а б л и ц а 3.5. Степени жесткости испытаний на холодоустойчивость

Степень жесткости	I	II	III	IV
Температура, °С	-10	-25	-45	-60

Время выдержки при заданной температуре выбирают в зависимости от установленной жесткости испытаний из временного ряда значений, приведенных в ТУ. Производятся измерения тех же параметров, что и при испытании на воздействие повышенных температур.

Для проверки работоспособности изделия предусматривается выдержка изделий под электрической нагрузкой при заданной температуре.

Испытания проводят в *камерах холода*. Температура стенок камеры после достижения температурной стабильности не должна отличаться от температуры испытания более чем на 8%.

Требования по расположению испытываемых изделий аналогичны требованиям при испытании на воздействие повышенных температур.

Испытание на *циклическое воздействие смены температур* проводят для определения способности изделий противостоять быстрой смене температуры. В процессе этого испытания изделия подвергают воздействию быстрой смены верхнего и нижнего значений температур. Для испытания изделий устанавливают три цикла, если другое число циклов специально не оговорено.

Каждый *цикл* состоит из двух *этапов*. Сначала изделия помещают в камеру холода, а затем в камеру тепла, температуры в которых устанавливают в зависимости от степени жесткости испытания (табл. 3.5. и 3.4.) . При заданных температурах изделия выдерживают в течение времени, необходимого для достижения теплового равновесия. Время переноса изделий из камеры тепла в камеру холода или обратно не должно превышать 5 мин. При этом рекомендуется, чтобы время достижения заданного температурного режима в камерах после загрузки изделия также не превышало этого значения.

Во время испытания электрическая нагрузка на изделия не подается, а электрические параметры измеряют до и после испытания, предварительно выдержав изделия в нормальных климатических условиях.

Термоциклирование является одним из самых жестких видов климатических испытаний и позволяет выявить скрытые конструктивные дефекты и дефекты в технологии, допущенные при изготовлении изделий.

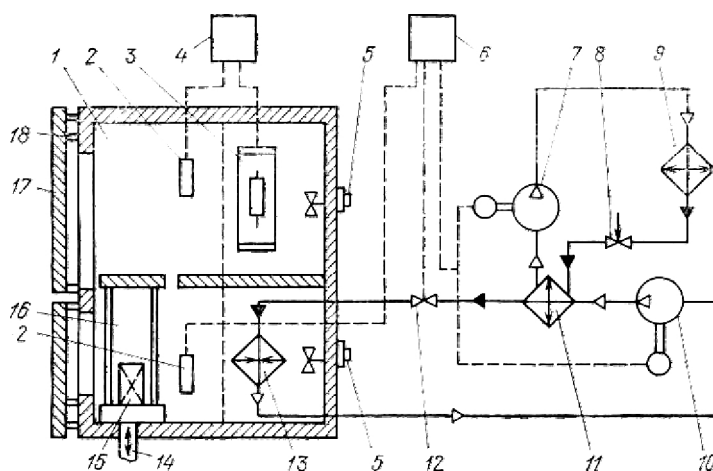


Рис. 3.3. Схема оборудования для испытаний на циклическое воздействие температур:

1 — камера тепла; **2** — датчик температуры; **3** — электронагреватель; **4** — регулятор камеры тепла; **5** — осевой вентилятор; **6** — регулятор камеры холода; **7** — компрессор верхней ступени холодильного агрегата; **8** — регулирующий вентиль; **9** — конденсатор верхней ступени холодильного агрегата; **10** — компрессор нижней ступени холодильного агрегата; **11** — теплообменник; **12** — регулирующий вентиль; **13** — испаритель холодильного агрегата; **14** — устройство перемещения изделий из камеры в камеру; **15** — изделия; **16** — камера холода; **17** — двери; **18** — уплотнения

Оборудование для испытаний изделий на циклическое воздействие температур представляет собой две или три совмещенные камеры, в которых поддерживаются различные температурные режимы. Изделия размещают на специальном транспортном устройстве, которое автоматически перемещает изделие из камеры в камеру.

3.3. ИСПЫТАНИЯ ПИ НА ВЛАГОУСТОЙЧИВОСТЬ

Различают два вида испытания на влагоустойчивость: длительное и кратковременное. *Длительное* проводится с целью определения способности изделий сохранять свои параметры в условиях и после длительного воздействия влажности. *Кратковременное* проводится с целью оперативного выявления грубых технологических дефектов в серийном производстве и дефектов, которые могли возникнуть в предшествующих испытаниях.

Оба вида испытаний на влагоустойчивость могут проводиться в циклическом (с конденсацией влаги) или непрерывном (без конденсации влаги) режимах. Конкретный метод испытания устанавливается в зависимости от назначения и условий эксплуатации изделий в соответствии с табл. 3.6.

Таблица 3.6. Степени жесткости испытаний на влагоустойчивость в зависимости от условий эксплуатации изделий

Степень жесткости	Относительная влажность		
	Верхнее значение	Среднемесячные значения в наиболее теплый и влажный период и продолжительность их воздействия в течение года при эксплуатации изделий	
		Значения	Продолжительность, мес
I	80% при 25 °С* и более низких температурах без конденсации влаги	65% при 20 °С	12
II, III	98% при 25 °С* и более при низких температурах без конденсации влаги	80% при 20 °С	2
IV	100% при 25 °С* и более при низких температурах без конденсации влаги	80% при 20 °С	6
V	100% при 25 °С* и более при низких температурах с конденсацией влаги	90% при 20 °С	12
VI	98% при 35 °С* и более при низких температурах без конденсации влаги	80% при 27 °С	3
VII			12
VIII	100% при 35 °С* и более при низких температурах с конденсацией влаги	90% при 27 °С	12
* При более высоких температурах относительная влажность ниже			

Циклический режим испытания характеризуется воздействием повышенной влажности при циклическом изменении температуры воздуха в камере. В результате создаются условия для выпадения росы на наружных поверхностях изделий (при быстром снижении температуры) и последующего ее испарения (в период повышения температуры), что способствует интенсивному развитию процентов коррозии. При снижении температуры в камере влага может проникать внутрь изделий через различные

микроканалы в сварных, паяных швах, местах соединения материалов с различными ТКЛР.

В случае длительного испытания на влагоустойчивость при циклическом режиме общая продолжительность испытания в зависимости от степени жесткости выбирается из табл. 3.7.

Т а б л и ц а 3.7. Продолжительность испытаний, сут, на влагоустойчивость при циклическом режиме в зависимости от степени жесткости

Температура воздуха, °С	Степень жесткости				
	Длительное испытание			Ускоренное испытание	
	III, IV, VI	V, VII	VIII	V, VII	VIII
40 ± 2	4	9	21	-	-
55 ± 2	-	-	-	4	9

В условиях кратковременных испытаний на влагоустойчивость при циклическом режиме изделия подвергаются воздействию двух или шести циклов, продолжительность каждого из которых составляет 24 ч. Число циклов устанавливается по ТУ в зависимости от конструкции и назначения изделия. Повышение температуры и влажности при проведении каждого цикла должно быть достаточно быстрым, чтобы обеспечить конденсацию влаги (выпадение росы) на изделиях.

Если имеющиеся камеры не обеспечивают быстрого изменения температуры, то тот же самый эффект можно достигнуть за счет быстрого переноса изделий из камеры, где проводились испытания изделий при верхнем значении температуры, в другую — с пониженной температурой.

В *непрерывном* режиме испытаний не предусматривается конденсации влаги на изделиях, поэтому непрерывные испытания проводят при постоянных значениях температуры и влажности в камере. Изделия помещают в камеру влажности и выдерживают при температуре, указанной в табл. 3.6. Время выдержки изделий при заданной температуре определяется необходимостью достижения изделием теплового равновесия. Затем относительную влажность воздуха в камере повышают до 95±3% и далее поддерживают ее и температуру постоянными в течение всего времени испытания.

Методика проведения кратковременных испытаний изделий при непрерывном режиме аналогична методике испытаний в циклическом режиме. Продолжительность испытаний составляет 2, 4, 6 или 10 сут.

Время выдержки изделий в нормальных условиях после окончания кратковременных испытаний составляет обычно 1—2 ч, в то время как по окончании длительных испытаний это время должно быть не менее 24 ч.

Испытание изделий под электрической нагрузкой предусматривают в том случае, если в условиях эксплуатации у этих изделий при увлажнении под напряжением возможно появление разрушающих действий электролиза или электрохимической коррозии.

Т а б л и ц а 3.8. Продолжительность испытаний, сут, на влагустойчивость при непрерывном режиме в зависимости от степени жесткости

Температура воздуха, °С	Степень жесткости						
	Длительное испытание				Ускоренное испытание		
	II	III, IV, VI	V, VII	VIII	III, IV	V, VIII	VIII
25 ± 2	2	-	-	-	-	-	-
40 ± 2	-	10	21	56	-	-	-
55 ± 2	-	-	-	-	4	7	14

В большинстве случаев испытания на влагустойчивость проводят без электрической нагрузки.

Измерение параметров и другие проверки изделий проводят, как правило, в конце испытания (при циклическом режиме — на последнем цикле, в конце последнего часа выдержки при верхнем значении температуры) без извлечения изделий из камеры влажности.

Испытание на влагустойчивость проводят в специальных *камерах тепла и влаги*. Существуют различные испытательные установки, отличающиеся габаритными размерами, точностью поддержания режима, диапазоном характеристик. Так, камеры, предназначенные для воспроизведения циклического режима испытаний, должны обеспечивать циклическое изменение относительной влажности и температуры в пределах заштрихованных областей, указанных на рис. 8.2, в то время как камеры, предназначенные для воспроизведения

постоянного (непрерывного) режима испытаний, должны осуществлять поддержание режима испытаний в полезном объеме в пределах 3% нормированного значения влажности и $\pm 2^\circ \text{C}$ нормированного значения температуры.

Учитывая, что незначительные изменения температуры сопровождаются значительными колебаниями относительной влажности, следует применять установки с точностью регулировки температуры по сухому термометру $\pm 0,4^\circ \text{C}$, а по влажному — от $+0,4$ до $-0,2^\circ \text{C}$. Понижение температуры более чем на $0,5^\circ \text{C}$ при высокой относительной влажности и повышенной температуре может привести к выпадению росы, что является недостатком установки.

Характеристики применяемых отечественных термовлагокамер приведены в табл. 3.9.

Для измерения влажности воздуха и газов применяют гигрометры. *Гигрометры* классифицируют в зависимости от принципа действия. Наибольшее распространение получили психрометрические гигрометры. Принцип их действия основан на зависимости влажности воздуха от так называемой «психрометрической разности» — разности показаний «сухого» и «смоченного» термометров, находящихся в термодинамическом равновесии с анализируемым воздухом. Такие гигрометры применяются для измерения влажности в широком диапазоне температур ($10\text{—}200^\circ \text{C}$), позволяют проводить градуировку не по влажности, а по температуре, что повышает точность измерений. Однако они имеют ряд недостатков: наличие смачиваемого фитиля и его загрязнение (что увеличивает трудоемкость обслуживания и ведет к увеличению погрешности); невозможность применения при отрицательных температурах.

Широкое применение в испытательной технике получили психрометры бытовые ПБУ-1, ПБУ-1М и автоматические бесфитильные гигрометры АПВ-201, АПГ-206. При калибровке гигрометров и для высокоточных измерений параметров влажности применяют пьезосорбционные гигрометры, например, «Волна 1М», «Волна 2М» и «Дельта-1». Принцип их действия основан на изменении резонансной частоты колебаний пьезосорбционного чувствительного элемента в зависимости от относительной влажности анализируемой среды. Достоинствами этого типа гигрометров являются высокая чувствительность (сотые доли процента относительной влажности), широкий диапазон и высокая

точность измерений. К недостаткам относятся нестабильность характеристик во времени и необходимость частой юстировки преобразователя.

Т а б л и ц а 3.9. Характеристики отечественных термовлагокамер

Модель	Рабочий объем, м ³	Диапазон температур, °С	Относительная влажность, %	Точность поддержания		Время, мин, достижения максимальной	
				температуры, °С	относительной влажности,	температуры	относительной влажности
КТВ-0,15-155	0,150	До 155		± 5		40	40
КТВ-0,5-155	0,5	До 155	98	± 2	±3	60	60
КТВ-0,025	0,025	25 ÷ 100		±1		45	60
КТХВ-0,1-10/90		-10...+90				40	30
КТВ-0,1-90	0,1	25...90	40—98			30	
КТХВ-0,5-10/100	0,5	-10... +100	65—98	±2	±3	30	60
КТВ-0,5/100		25...100				40	

Список литературы

1. Фотоэлектрические преобразователи информации[Текст] / Под ред. Л.Н. Преснухина. — М.: Машиностроение, 1974. — 376 с.
2. Гитис Э.И., Пискулов Е.И. Аналого-цифровые преобразователи: Учебное пособие для ВУЗов[Текст]. — М.: Энергоатомиздат, 1981. — 360 с.
3. Домрачев В.Г., Мейко Б.С. Цифровые преобразователи угла: Принципы построения, теория точности, методы контроля[Текст]. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 380 с.
4. Вострокнутов Н.Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка[Текст]. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 208 с.

5. Гречишников В.М., Конюхов Н. Е. Оптоэлектронные цифровые датчики перемещений со встроенными волоконно-оптическими линиями связи[Текст]. - М.: Энергоатомиздат, 1992.-160с.: ил. - (Б-ка по автоматике, Вып. 677).
6. Гречишников В.М. Метрология и радиоизмерения: учебное пособие[Текст] /В.М. Гречишников.– Самара: Изд-во самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2007.–160 .с.
7. Мазин В.Д. Метрологический анализ датчиков[Текст] // Приборы и системы управления, № 10, 1995, с. 37.
8. Домрачев В.Г., Мейко Б.Р., Сапегин А.Г. Оценка точности цифрового преобразователя угла выборочным методом[Текст] // Измерительная техника, М.: 1983, с. 23 — 26.
9. Кузнецов В.А. Метрологическое обеспечение и эксплуатация измерительной техники[Текст] / Г.П.Богданов, В.А.Кузнецов, М.А.Лотонов, А.Н.Пашков и др.; Под ред. В.А.Кузнецова.- М.: Радио и связь, 1990.- 240 с.....
10. Испытания радиоэлектронной, электронно-вычислительной аппаратуры и испытательное оборудование: Учеб. пособие для вузов[Текст]/ О.П. Глудкин, А.Н. Енгальчев, А.И. Коробов, Ю.В. Трегубов; Под. ред. А.И.Коробова.- М.: Радио и связь, 1987.-272 с.
11. Моделирование и испытания радиооборудования[Текст] /П.П.Бескид, Е.М.Виноградов, В.И.Винокуров и др. - Л.:Судостроение, 1981.-304 с.
12. Гречишников В.М. Обобщенная математическая модель оптоэлектронных цифровых преобразователей перемещений со встроенными ВОЛС (ОЦПП — ВОЛС) [Текст] // Материалы I международной научно-теоретической и практической конференции «Проблемы и перспективы автоматизации производства и управления». «Автоматизация-97». — Ташкент, Респ. Узбекистан, 1997 г., с. 128 — 131.
13. Гречишников В.М. Обобщенная математическая модель цифровых преобразователей перемещений и методы её анализа[Текст] / В.М.Гречишников, С.В.Гречишников // Вестник Сам. гос. техн. ун-та. Сер. Физ.-мат. науки, 6, СамГТУ, – Самара: 1998. – С. 111-119.
14. Гречишников В.М., Юдин А.А., Борисов О.Ю. Анализ пространственного взаимодействия оптических шкал с использованием преобразования Радона [Текст] /Перспективные информационные технологии для авиации и космоса (ПИТ-2010). Труды международной конференции с элементами научной школы для молодежи.- Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2010.- с. 753-757.

15. Гречишников В.М. Получение функции модуляции излучения в оптоэлектронном цифровом преобразователе угла с использованием преобразования Радона [Текст] /Гречишников В.М., Юдин А.А.//Измерительная техника,2012, №1, с.34-39.
- 16.Гречишников В. М., Лофицкий И. В., Дорошева С. И. Получение функции модуляции излучения в оптоэлектронных цифровых преобразователях перемещения с учетом производственных погрешностей их изготовления[Текст] //Сб. трудов студентов и аспирантов РТФ СГАУ.- Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2006, Вып. 10, с.114-120.
- 17.Гречишников В.М., Гречишников С.В, Борисов О.Ю. Математическое моделирование статистических характеристик инструментальной погрешности оптоэлектронных цифровых преобразователей угла выборочным методом[Текст]. Деп. рукопись. Справка ВИНТИ № 10211-5551/31a27. — Самара: СГАУ, 1999 г. — 36с.
- 18 А.с. 1569985. Оптоэлектронный преобразователь перемещения в код/ В.М. Гречишников, Н.Е. Конюхов, А.С. Капустин //// Открытия. Изобретения, 1988, № 45.
19. Гречишников В.М. Способ и технические средства оценки достоверности цифровых преобразователей угла [Текст] /Гречишников В.М., Юдин А.А.// Вестник Самарс. Гос. аэрокосмич. ун-та.-№6 (30), 2011.-с.186-195.
- 20.Заблоцкий, И.Е. Бесконтактные измерения колебаний лопаток турбомашин/ И.Е. Заблоцкий, Ю.А. Коростелев, Р.А. Шипов. - М.:Машиностроение, 1977. - 160 с.
- 21.Данилин, А.И. Бесконтактные измерения деформационных параметров лопаток в системах контроля и управления турбоагрегатами[Текст] / А.И. Данилин.- Самара: Изд-во Самарского научного центра РАН, 2008. - 218 с.
- 22.Статья Компьютерная оптика с Данилиным
23. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1964. — 576 с.
- 24.Бронштейн И.Н., Семендяев К. А., Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов [Текст], Изд. «Наука», Москва 1964.
- 25.Чегодаев Д.Е., Пономарев Ю.К. Демпфирование [Текст]. — Самара: Изд-во СГАУ,1997.-334 с.
26. Основы метрологического обеспечения [Текст] /<http://metro.ru/HTML/osnovimo.html>